

UN PROTOTIPO DI POLARIMETRO PER RADIOASTRONOMIA

A. Orfei      M. Roma

CNR - Istituto di Radioastronomia - Bologna

Giugno 1998

Rapporto Interno IRA 258/98

File Winword 6.0: polarim.doc

## INDICE

1. INTRODUZIONE	3
2. IL POLARIMETRO: L'HARDWARE	4
2.1 Generalità	4
2.2 L'elettronica	6
3. IL POLARIMETRO: ALGORITMO MATEMATICO	45
4. ALCUNE OSSERVAZIONI DI TEST CON L'ANTENNA DI MEDICINA	52
5. RIFERIMENTI	64
ALLEGATO 1: data sheets A/D converter e RS232 modem	

## 1. INTRODUZIONE

L'idea di dotare l'antenna di Medicina e, in prospettiva, quella di Noto della possibilità di effettuare misure in modulo e fase della parte polarizzata della radiazione incidente è nata diversi anni fa da una collaborazione con l'Istituto Tesre. Il loro obiettivo era poter misurare l'emissione polarizzata del fondo galattico, almeno in una parte di cielo e a quante più frequenze possibili, al fine di meglio precisare le misure di fondo cosmico. Per parte nostra, da tempo, si aveva intenzione di realizzare un qualche sistema che consentisse la misura (senza dover attendere lunghissimi responsi da osservazioni vlbi), semplice e immediata, della impurità di polarizzazione dei nostri ricevitori, una caratteristica che, nell'ambiente VLBI, è diventata ormai una esigenza.

Oltre a ciò, rendere praticabile la misura di polarizzazione avrebbe aperto nuove possibilità osservative alla comunità astronomica in campi quali l'indagine sugli AGN (Nuclei ExtraGalattici Attivi), su eventuali proprietà di polarizzazione della emissione maser e sulla rotazione di Faraday nella ionosfera. In questo modo si sarebbe ulteriormente esteso l'osservabile: non solo misure sulla banda (vlbi e spettroscopiche) o di total power (misure di flusso), ma anche modulo e fase, ovvero determinazione dei parametri di Stokes.

Schematicamente si può dire che si avevano a disposizione due strade per implementare le misure di polarizzazione, la prima consisteva nel dotare ogni ricevitore di un suo proprio polarimetro. Esistono infatti prodotti commerciali (Anaren Inc.) che forniscono in uscita i parametri di Stokes valutati a radiofrequenza; in pratica si tratta di circuiti in microstriscia che lavorano a diverse frequenze centrali con bande anche piuttosto larghe. Il costo di questi componenti si attesta intorno ad alcuni milioni per frequenza; per coprire le frequenze di nostro interesse (da 1.4GHz a 8GHz) sarebbero stati necessari quattro di questi dispositivi. Il pesante lato negativo di questa scelta consisteva nella necessità di intervenire sui nostri ricevitori predisponendo convenienti varianti. Altra alternativa era decidere di sfruttare la comune frequenza intermedia di tutti i ricevitori per progettare un unico polarimetro, collegabile di volta in volta alla frequenza desiderata. La controindicazione era che sarebbe stata disponibile una larghezza di banda di "solo" 400 MHz, ma considerando che comunque i nostri ricevitori sono a banda stretta anche in RF (circa 10% della frequenza di cielo) e inoltre che una restrizione di banda era prevedibile a causa di presenza di interferenze l'ipotetico svantaggio non era poi reale. Si è proceduto su questa strada e quindi è oggi disponibile una elettronica che ha come ingressi le due uscite 100-500MHz provenienti dai ricevitori e come uscite quattro segnali in continua costituiti dai total power di ciascun segnale d'ingresso e dal prodotto degli input.

In linea generale fare osservazioni polarimetriche implica non solo la progettazione e costruzione di hardware adeguato, ma anche l'ideazione di una strategia osservativa per poter estrarre dai dati grezzi l'informazione cercata. Questo implica quindi una gestione software sia della "osservazione" in quanto tale sia del post processing dei dati. Il tutto integrato nel già esistente sistema di controllo antenna. E' per questo che la descrizione del lavoro è sostanzialmente divisa in due parti, l'hardware e il software, lasciando infine ad un ultimo capitolo l'applicazione pratica del sistema implementato.

## 2. IL POLARIMETRO: L'HARDWARE

### 2.1 Generalità

Per quanto riguarda i fondamenti sulle onde polarizzate si rimanda a innumerevoli testi (per esempio [1], [2]), qui ci si limita a riportare l'essenziale per descrivere su cosa si fonda l'elaborazione elettronica del segnale captato al fine di rivelarne le caratteristiche di polarizzazione.

Queste ultime vengono espresse tramite i **parametri di Stokes**, sono quattro numeri che forniscono la potenza complessiva, il cosiddetto total power, e la potenza della parte polarizzata distinguendo tra la parte polarizzata circolarmente e linearmente. I parametri inoltre permettono di valutare le caratteristiche di fase della parte polarizzata, misurando l'angolo di polarizzazione intrinseco. Il total power stesso altro non è che la somma algebrica della parte di potenza polarizzata e di quella non polarizzata: normalmente, in campo astronomico, la parte polarizzata è una piccola percentuale della potenza totale che a sua volta raramente è un segnale forte. Vedremo quindi come si dovranno risolvere problemi inerenti alla sensibilità del sistema.

L'hardware del polarimetro, già lo si è detto, ha come ingressi le due uscite del ricevitore a microonde. Queste due uscite sono la **rappresentazione** dell'onda incidente. In particolare, per quanto riguarda i nostri ricevitori per radioastronomia, essi forniscono un segnale polarizzato circolarmente destro (RCP) e uno sinistro (LCP). Esistono relazioni matematiche tra campo elettrico dell'onda, la sua rappresentazione con RCP e LCP e tra questi e i parametri di Stokes.

Elenchiamo di seguito tali relazioni:

$$(1) I = \langle \mathbf{E}_r^2(t) \rangle + \langle \mathbf{E}_l^2(t) \rangle = I_p + I_n$$

$$(2) Q = \langle \mathbf{E}_r(t) * \mathbf{E}_l(t) \rangle = I_l \cos 2a$$

$$(3) U = \langle \mathbf{E}_r(t) * \mathbf{E}'_l(t) \rangle = I_l \sin 2a$$

$$(4) V = \langle \mathbf{E}_r^2(t) \rangle - \langle \mathbf{E}_l^2(t) \rangle = I_p \sin 2\beta$$

Ove,

- $\mathbf{E}_r, \mathbf{E}_l$  rappresentano i vettori campo elettrico, per questo sono riportati in grassetto, della right e della left. Equivalentemente essi possono essere i numeri complessi rappresentativi della funzione sinusoidale del tempo che descrive il campo.  $\mathbf{E}'_l$  è il campo left sfasato di  $90^\circ$ .
- $I_p, I_n$  sono rispettivamente la potenza della parte polarizzata e non polarizzata
- $I_l$  è la potenza della parte polarizzata linearmente e Q,U ne sono i numeri identificativi
- $I_p \sin 2\beta$  (o V) è la potenza della parte polarizzata circolarmente

Il segno  $\langle \rangle$  indica che viene effettuata una integrazione nel tempo, cioè si ha a che fare con segnali rivelati. In altri termini i valori I,Q,U,V saranno desunti da tensioni continue.

Per identificare il significato di  $a$  ed  $\beta$  occorre ricordare che polarizzazione significa una proprietà del campo elettrico che descrive, nel tempo, una figura che è una retta nel caso di polarizzazione lineare, una circonferenza nel caso circolare, un'ellisse nel caso più generale di presenza di entrambe. Ebbene, considerando quest'ultimo caso (vedi fig. 2.1.1) l'angolo  $a$  è l'angolo di inclinazione dell'asse maggiore dell'ellisse rispetto agli assi ortogonali identificati dalle due componenti del campo elettrico:  $a$  è detto **angolo di polarizzazione** dell'onda.

Invece  $\tan \beta = \text{asse minore} / \text{asse maggiore}$  identifica il **rapporto assiale** dell'onda.

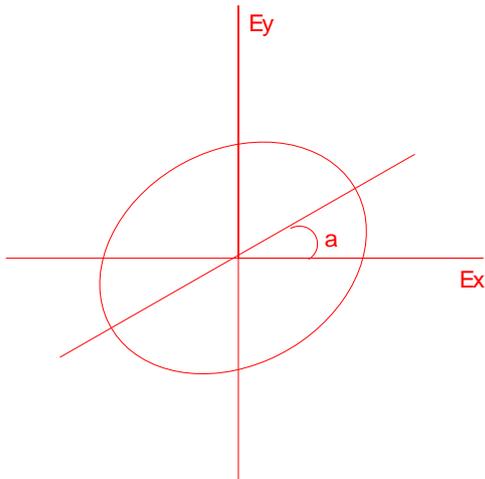


Fig. 2.1.1

Dei quattro numeri di Stokes solo tre sono indipendenti. Valgono le seguenti relazioni

- (5)  $I = \sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} + I_n$
- (6)  $I_1 = \sqrt{Q^2 + U^2}$
- (7)  $\arctg U/Q = 2a$

Esprimendo, per semplicità, il campo come una semplice sinusoide il modulo delle due componenti circolari funzione del tempo può essere scritto

- (8)  $|\mathbf{E}_r| = E_r \cos(\omega t)$
- (9)  $|\mathbf{E}_l| = E_l \cos(\omega t + \theta)$

essendo  $\theta$  lo sfasamento tra le due componenti. La (1) allora diventa

$E_r^2 \cos^2(\omega t) = E_r^2 (1 + \cos 2\omega t) / 2 \rightarrow E_r^2$  ottenuto filtrando il termine a frequenza  $2\omega$ . Idem dicasi per  $E_l^2$ , quindi

(10)  $I = E_r^2 + E_l^2$ .

La (2) e (3) diventano

- (11)  $E_r E_l \cos(\omega t) \cos(\omega t + \theta) \rightarrow E_r E_l \cos(\theta) = Q$
- (12)  $E_r E_l \cos(\omega t) \cos(\omega t + \theta + 90) \rightarrow E_r E_l \sin(\theta) = U$

Infine la (4),

(13)  $V = E_r^2 - E_l^2$

Le relazioni (10)..(13) sono estremamente utili per capire cosa l'elettronica deve realizzare:

- a) costruire due total power detector, del tipo ad esempio usato storicamente nel MK3, uno con l'ingresso LCP e l'altro con l'ingresso RCP.
- b) costruire due moltiplicatori, uno avente come ingressi la LCP ed RCP e l'altro come ingressi la RCP e la LCP previo suo sfasamento di  $90^\circ$ . Inoltre, in cascata alla moltiplicazione, inserire un filtro passa basso per la rivelazione del segnale (cioè la realizzazione del simbolo  $\langle \rangle$ ).

## 2.2 L'elettronica

Rispetto alle equazioni prima riportate, che supponevano un segnale monocromatico, la realtà è invece che i due segnali provenienti dal ricevitore hanno una banda 100÷500 MHz. Si potrebbe dimostrare che ciò non cambia l'essenza della descrizione, influenza invece la scelta se eseguire l'elaborazione del segnale in analogico o in digitale. Quest'ultima possibilità è stata subito scartata perché sarebbe stato necessario un convertitore A/D a 1Gsample/s e la gestione di una notevole mole di bit. Sul mercato invece è stato trovato un moltiplicatore analogico della Analog Devices che lavora su bande d'ingresso fino a oltre 500 MHz, era proprio ciò che serviva. Questo integrato necessita solo di pochi componenti esterni e il circuito è estremamente semplice. Occorre invece curare bene la realizzazione delle connessioni, stante le alte frequenze coinvolte.

Un altro problema da risolvere è trovare uno sfasatore  $90^\circ$  che lavori su larghezze di banda così ampie, più di due ottave, con prestazioni di variazioni di ampiezza e fase in banda adeguate. Dopo molta ricerca si è finalmente trovato il componente utile, un ibrido in microstriscia costruito dalla RF Power Components (GEB Richardson il rivenditore in Italia). Individuate le parti cruciali lo schema a blocchi si presenta come segue (fig. 2.2.1)

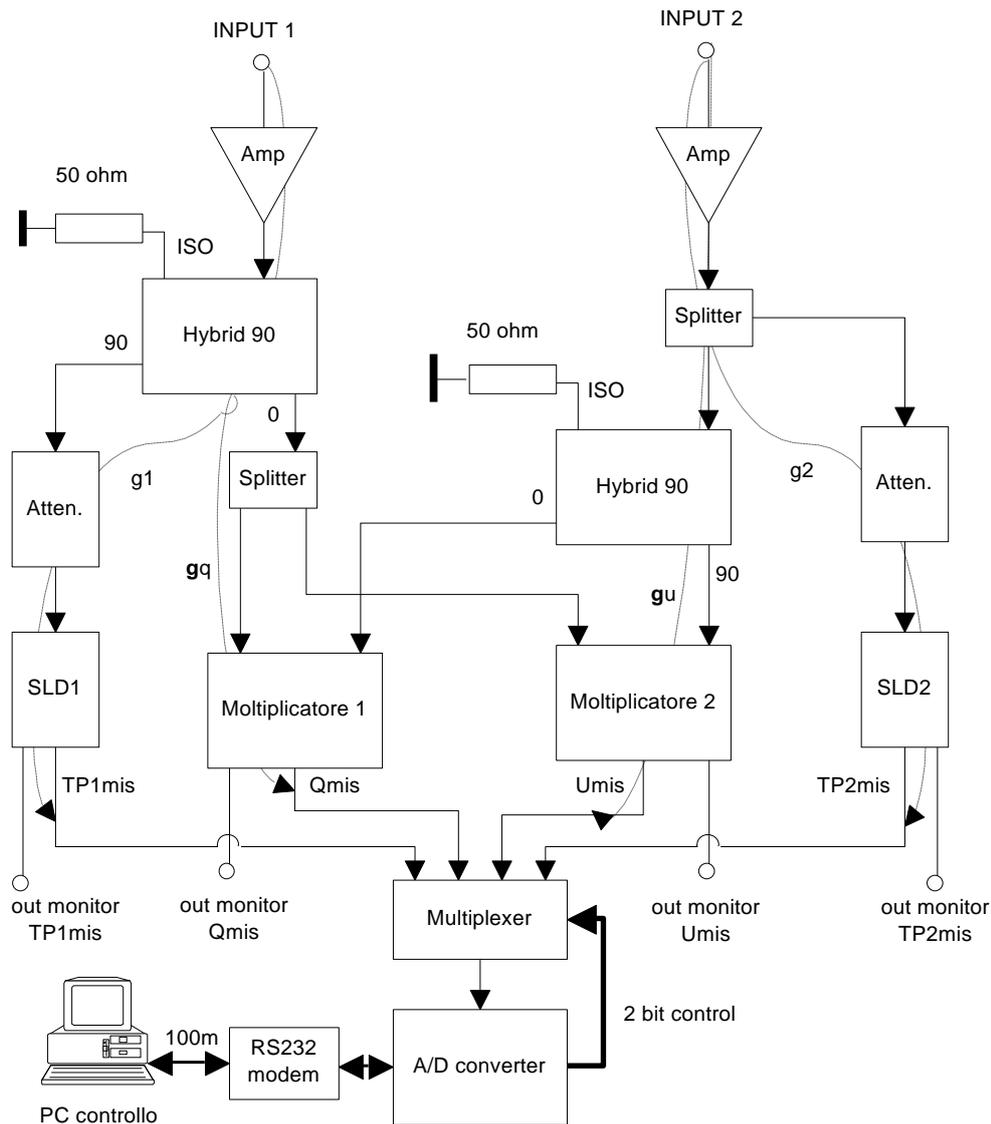


Fig. 2.2.1

- Dove
- SLD = Square law detector
  - Moltiplicatore = la parte cruciale del polarimetro, correla e rivela due segnali larga banda
  - Atten = Attenuatore fisso
  - Splitter = Divisore 3dB, modello MiniCircuits ZFSC-2
  - Amp = Amplificatore 100 ÷ 500 MHz, 12dB di guadagno
  - Multiplexer = Commutatore analogico comandato digitalmente
  - A/D converter = Scheda convertitore analogico digitale 16 bit (Max132 della Maxim)
  - RS232 modem = Trasmettitore/ricevitore RS232 per lunga distanza
  - PC controllo = Computer con programma per schedule e acquisizione dati

Tutti i cavi di connessione sono stati costruiti in modo da essere identici, questo per ridurre al minimo la differenza di fase dei cammini elettrici che giungono agli ingressi dei moltiplicatori. In questo

modo si riduce una causa di possibile degrado del rapporto assiale dell'hardware. Per questo stesso motivo, come si vede dal diagramma a blocchi, è stato inserito un secondo ibrido 90° che non era strettamente necessario. E' stato inserito un multiplexer perché la scheda A/D a disposizione, un evaluation kit, ha un solo ingresso. A rigore questo determina la non contemporaneità, dell'ordine del secondo, nella acquisizione dei quattro numeri, di fatto è ininfluente perché comunque ciascuna uscita verrà integrata nel tempo per parecchi secondi per ragioni di sensibilità. L'RS232 modem è necessario per la distanza esistente tra sito del polarimetro (nella vertex room) e computer: si è posto l'hardware vicino al ricevitore per evitare di misurare oltre al segnale anche le fluttuazioni di fase dei lunghi cavi che portano il segnale IF dal ricevitore alla stanza di controllo. Infine, i quattro numeri sono stati etichettati come mis (misurati) perché i veri parametri di Stokes possono essere ricavati solo da una loro elaborazione.

Dell'elenco moduli sopra descritto le parti costruite sono SLD e Moltiplicatore e di seguito sono forniti gli schemi circuitali (fig. 2.2.2 e 2.2.13)

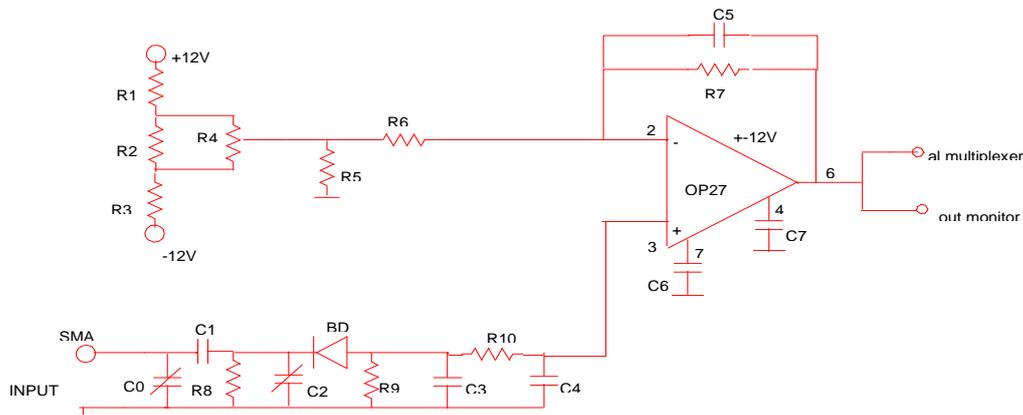
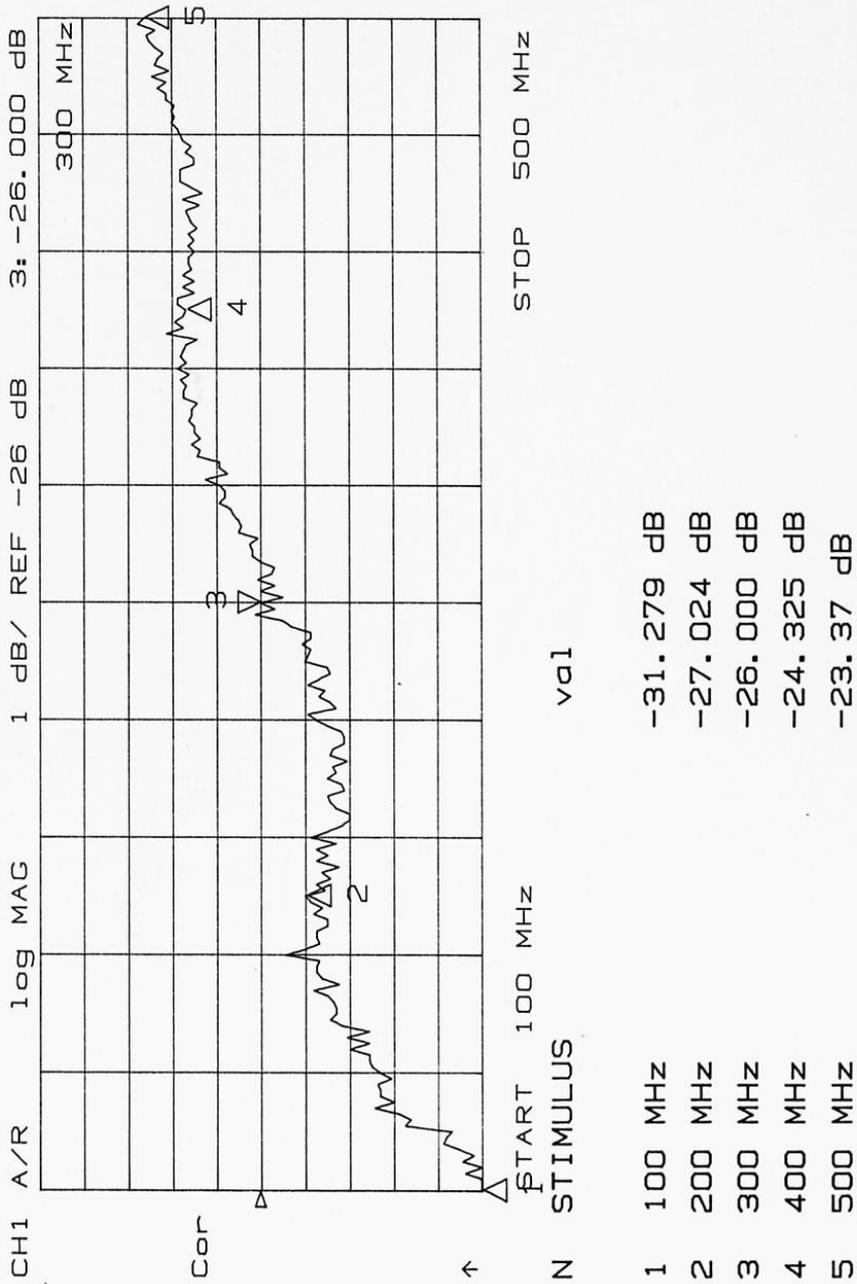


Fig. 2.2.2

Per copiare le prestazioni tra i due SLD alcuni componenti sono diversi, di seguito vengono dati i valori per entrambi.

R1=20K $\Omega$	C0=0(SLD2),2÷7pF(SLD1)
R2=2K $\Omega$	C1=68nF
R3=20K $\Omega$	C2=0(SLD1),2÷7pF(SLD2)
R4=20K $\Omega$ trimmer	C3=0.1 $\mu$ F
R5=10 $\Omega$	C4=0.1 $\mu$ F
R6=316 $\Omega$ (SLD1),162 $\Omega$ (SLD2)	C5=0.1 $\mu$ F
R7=316.2K(SLD1),300K(SLD2)	C6=0.1 $\mu$ F
R8=75 $\Omega$ (SLD1),68 $\Omega$ (SLD2)	C7=0.1 $\mu$ F
R9=3.6K	
R10=475 $\Omega$	BD=backdiode 15125LFBD della CCI

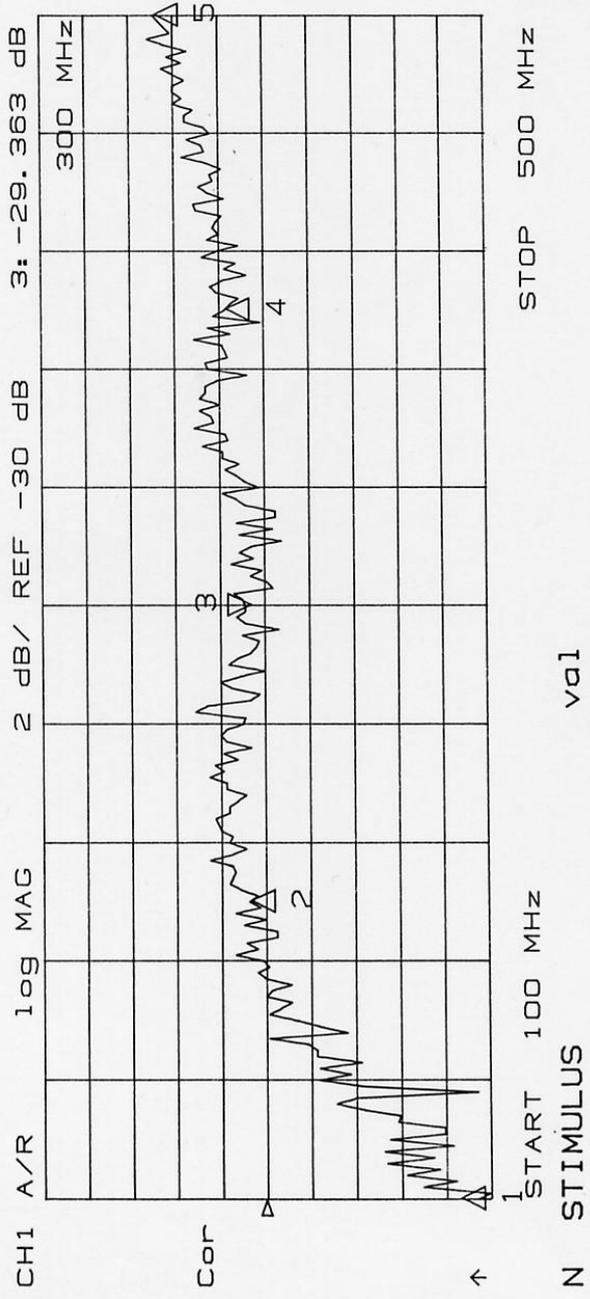
Le figure 2.2.3 e 2.2.4 riguardano le misure di return loss, le 2.2.5, 2.2.6 l'adattamento di ingresso, la 2.2.7 la funzione di trasferimento e le 2.2.8 - 2.2.12 la linearità dei due square law detector. Per quanto riguarda la linearità i valori di uscita non è detto che rispecchiano la realtà definitiva perchè il guadagno è stato più volte cambiato per raggiungere il valore di conversione kelvin/count, o kelvin/mV, voluto. Nelle specifiche globali del polarimetro si indicherà il valore di guadagno definitivo.



SID1 Return Loss (Pin = -25 dBm)

Fig. 2.2.3

fig.2.2.3



- 1 100 MHz -38.621 dB
- 2 200 MHz -29.301 dB
- 3 300 MHz -29.363 dB
- 4 400 MHz -28.202 dB
- 5 500 MHz -25.13 dB

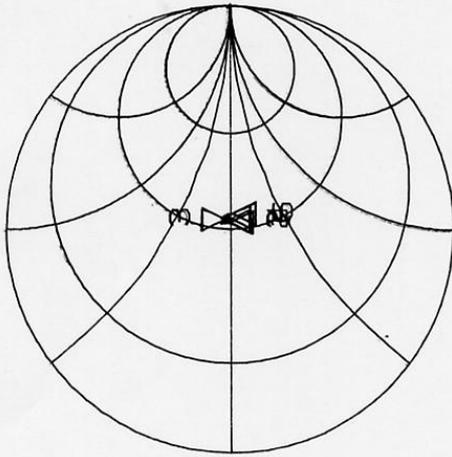
SLD2 Return Loss ( $P_{in} = -25 \text{ dBm}$ )

Fig. 2.2.4

fig.2.2.4

CH1 A/R 1 U FS 3: 54.278  $\Omega$  2.7929  $\Omega$  1.4817 nH  
 300 MHz

Cor



N	START	STOP	val	aux	extra
1	100 MHz	500 MHz	52.691 $\Omega$	892.4 m $\Omega$	1.4203 nH
2	200 MHz		53.133 $\Omega$	3.1841 $\Omega$	2.5338 nH
3	300 MHz		54.278 $\Omega$	2.7929 $\Omega$	1.4817 nH
4	400 MHz		55.549 $\Omega$	3.1305 $\Omega$	1.2456 nH
5	500 MHz		57.036 $\Omega$	335.1 m $\Omega$	106.66 pH

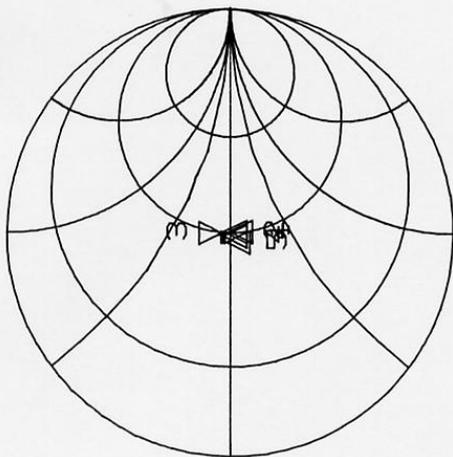
S1D1 Adutamento ( $P_{101} = 25 \text{ dBm}$ )

Fig. 2.2.5

fig.2.2.5

CH1 A/R 1 U FS 3: 49.539  $\Omega$  3.3864  $\Omega$  1.7965 nH  
 300 MHz

Cor



N	START	100 MHz	STOP	500 MHz
	STIMULUS	val	aux	extra
1	100 MHz	49.854 $\Omega$	1.0755 $\Omega$	1.7118 nH
2	200 MHz	49.582 $\Omega$	3.6158 $\Omega$	2.8774 nH
3	300 MHz	49.539 $\Omega$	3.3864 $\Omega$	1.7965 nH
4	400 MHz	47.908 $\Omega$	3.2827 $\Omega$	1.3062 nH
5	500 MHz	45.508 $\Omega$	2.7093 $\Omega$	862.39 pH

SLD2 Adalberto (P<sub>100</sub> = -25 dBm)

Fig. 2.2.6

fig.2.2.6

FUNZIONE DI TRASFERIMENTO DEGLI SLD. USCITE TP1mis E TP2mis

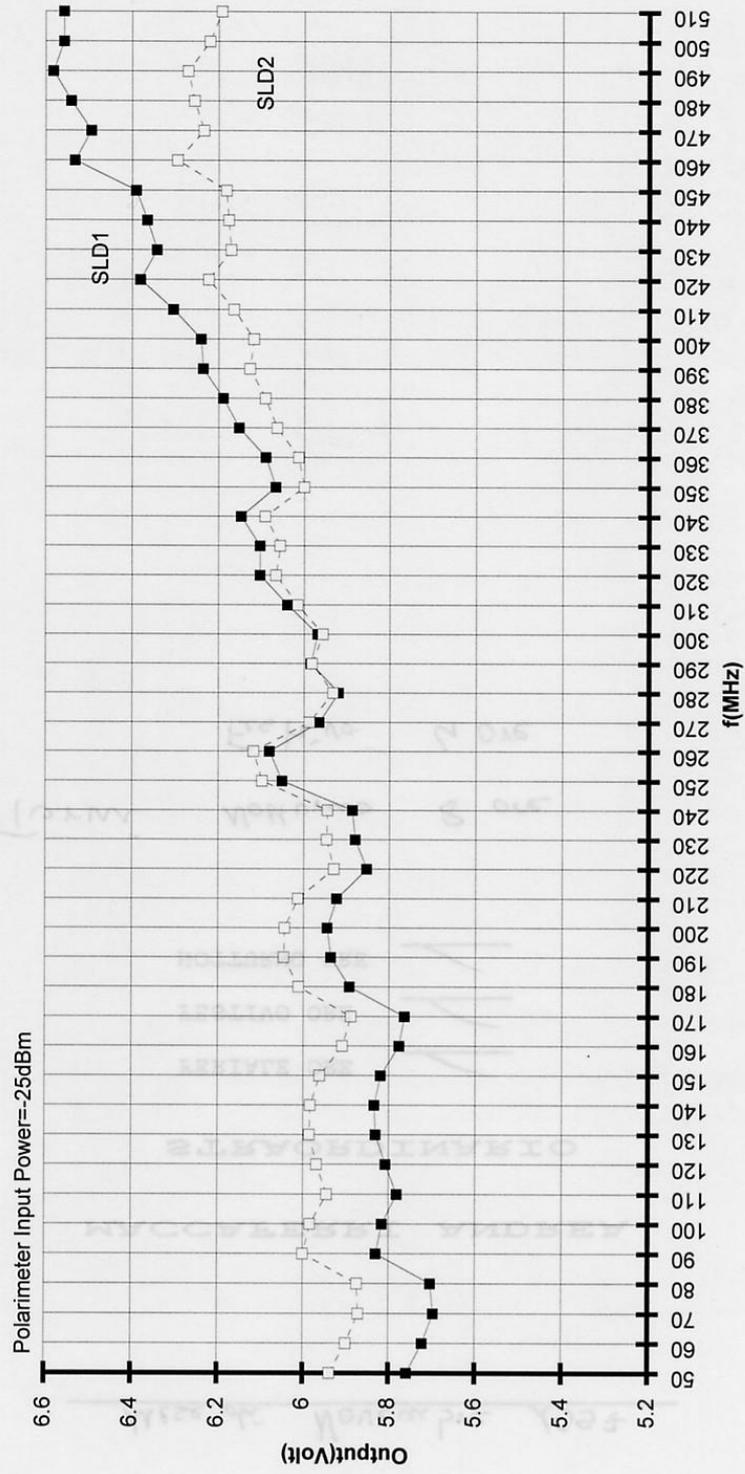


Fig. 2.2.7

fig.2.2.7

POLARIM.XLS Chart 17

TP1 vs INPUT POWER (over bandwidth)

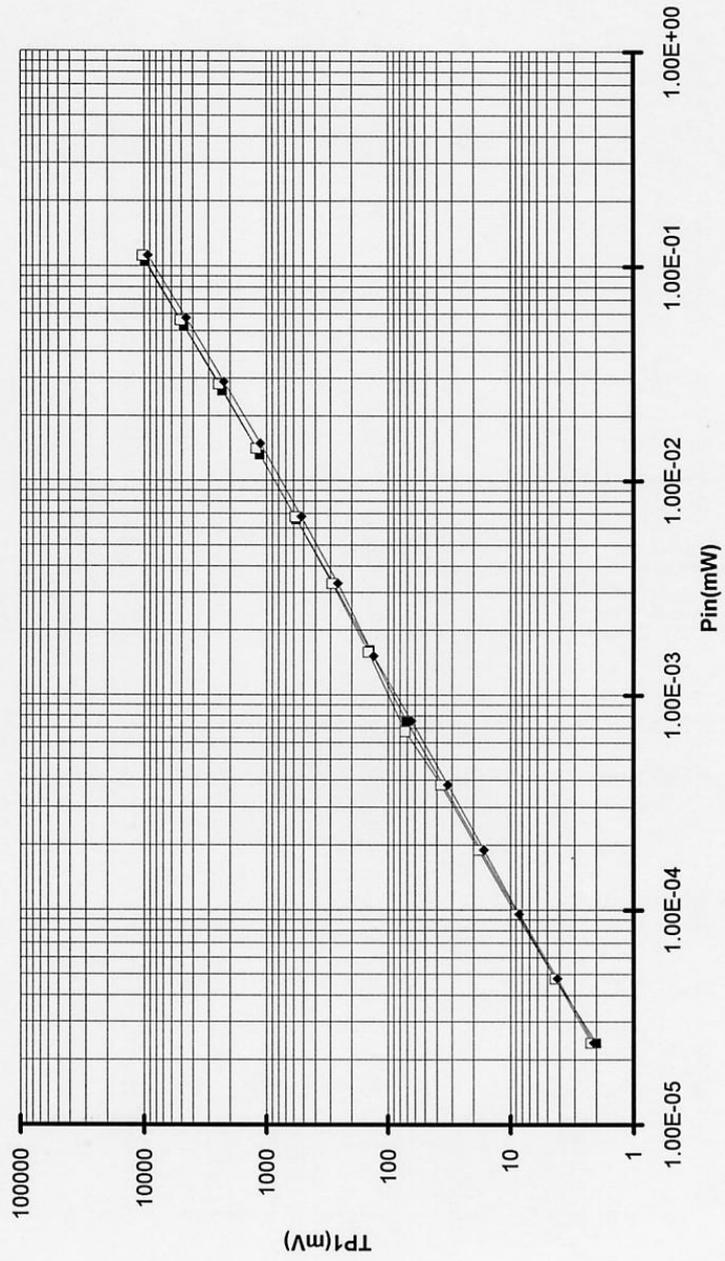
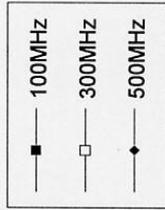


Fig. 2.2.8

fig.2.2.8

POLARIM.XLS Chart 18

TP2 vs INPUT POWER(over bandwidth)

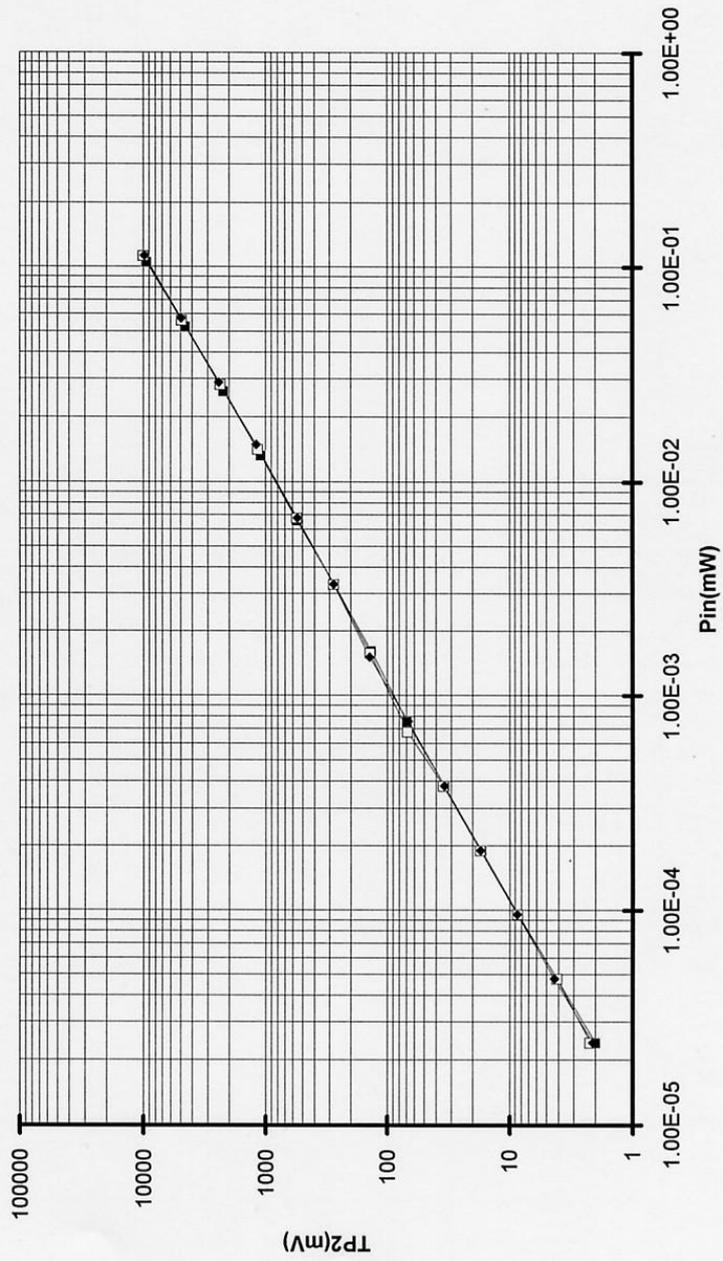
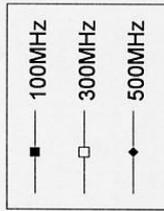


Fig. 2.2.9

fig.2.2.9

POLARIM.XLS Chart 15

TOTAL POWER OUTPUTS vs INPUT(f=100MHz)

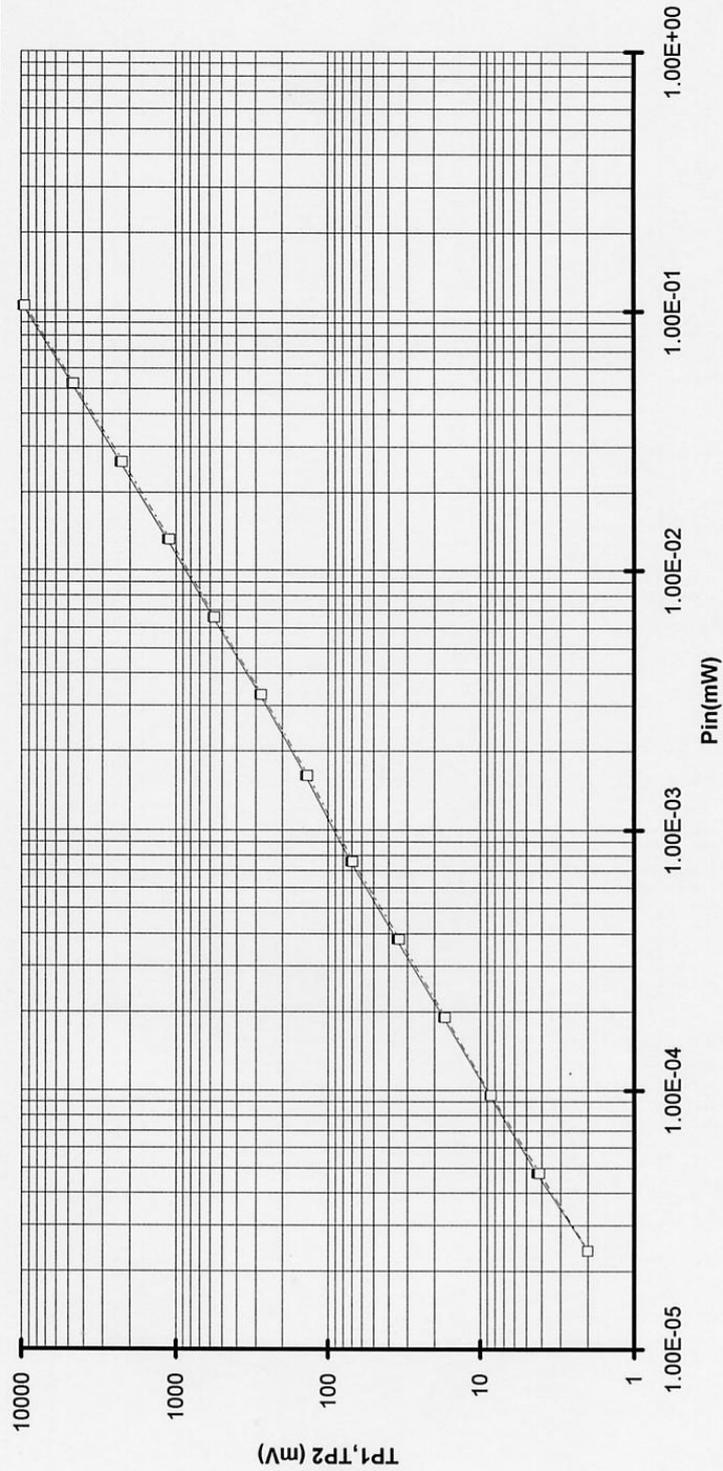
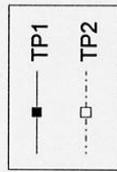


Fig. 2.2.10

fig.2.2.10

TOTAL POWER OUTPUTs vs INPUT(f=300MHz)

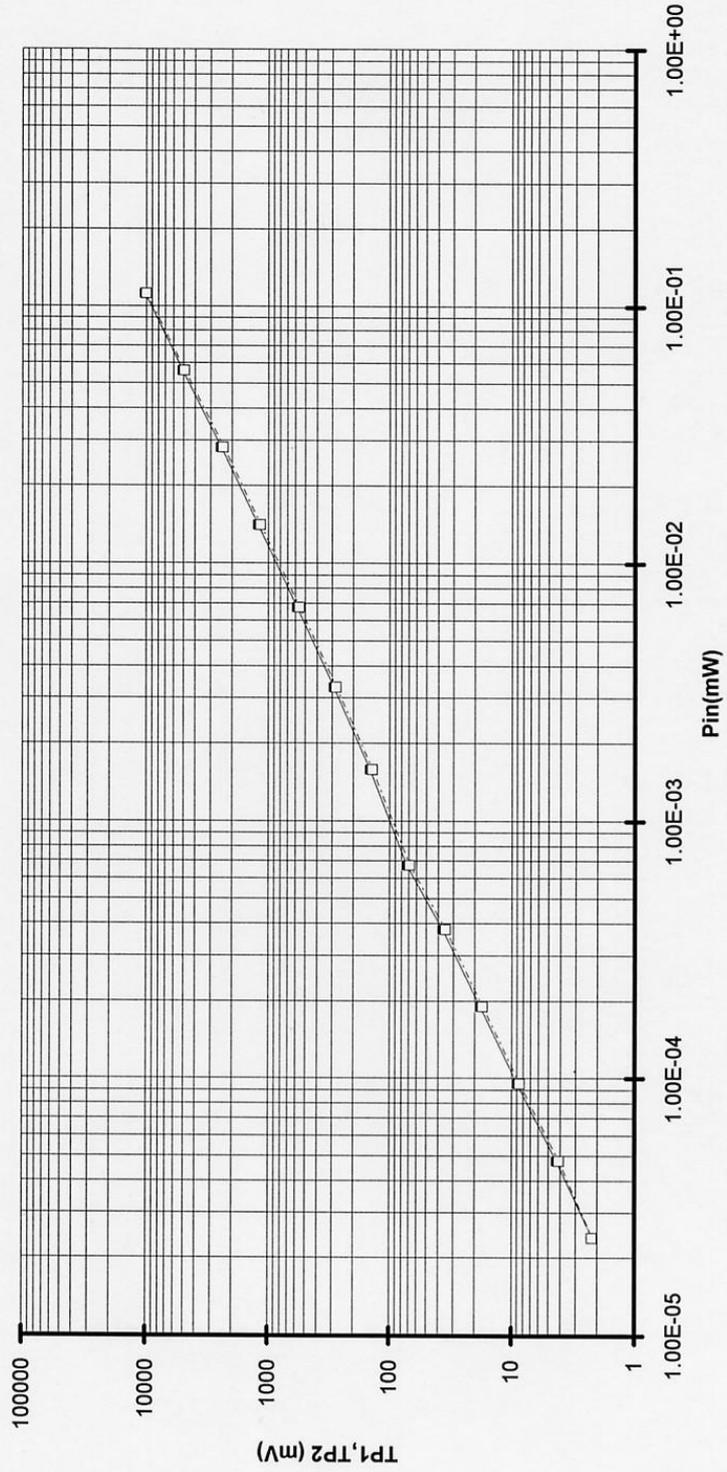
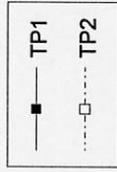


Fig. 2.2.11

fig.2.2.11

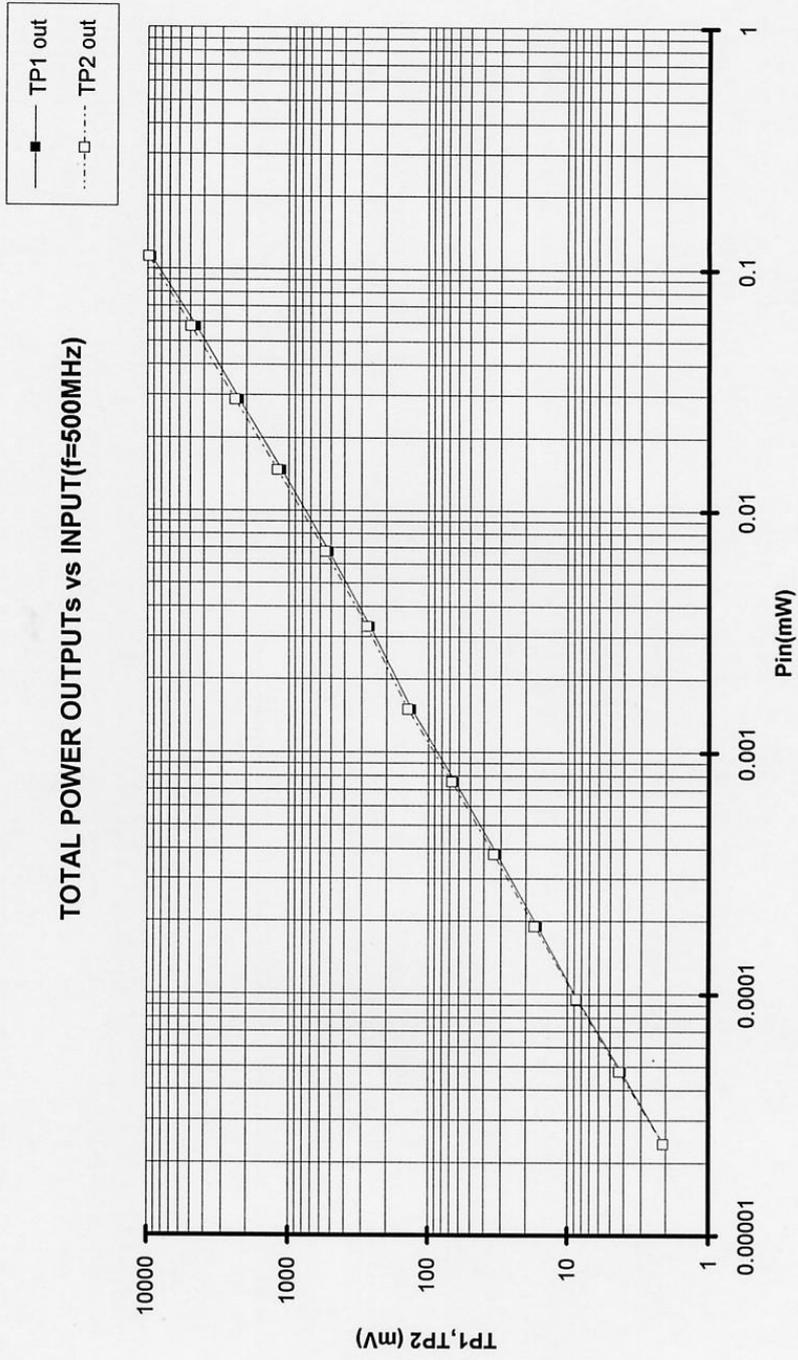


Fig. 2.2.12

fig.2.2.12

Per quanto riguarda il moltiplicatore analogico (correlatore) lo schema elettrico è

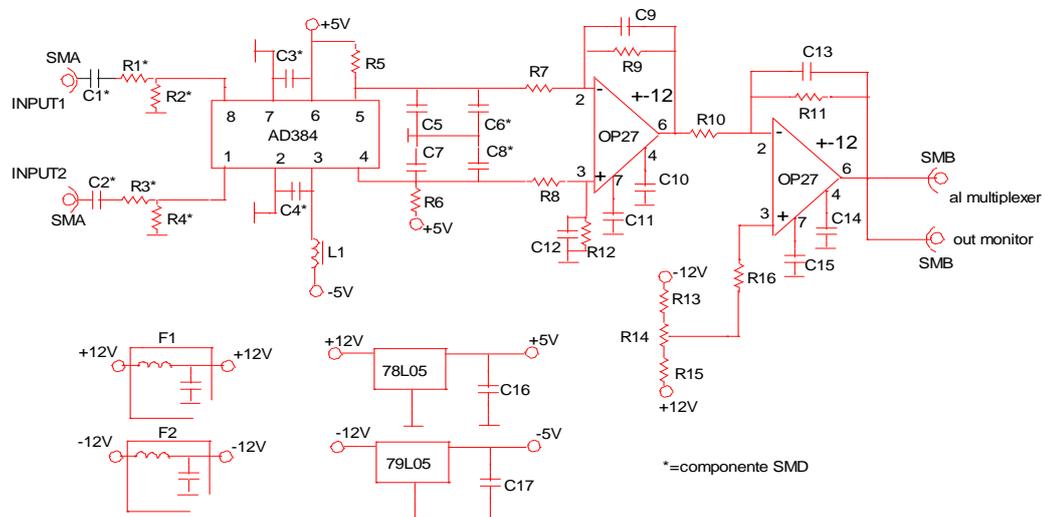


Fig. 2.2.13

R1=2.2Ω	C1=470pF
R2=51Ω	C2=470pF
R3=3.3Ω	C3=0.1μF
R4=51Ω	C4=0.1μF
R5=51Ω	C5=1μF
R6=51Ω	C6=10nF
R7=1.2KΩ	C7=1μF
R8=1.2KΩ	C8=10nF
R9=27KΩ	C9=2.2μF
R10=1.2KΩ	C10=0.1μF
R11=2.4KΩ	C11=0.1μF
R12=27KΩ	C12=2.2μF
R13=7.5KΩ	C13=220nF
R14=500Ω trimmer	C14=0.1μF
R15=7.5KΩ	C15=0.1μF
R16=1.2KΩ	C16=330nF
L1= 270 μH	C17=330nF
F1= F2= Filtri Π-CLC mod. 50DO3 (ERIE)	

Le figure che seguono mostrano le misure su funzione di trasferimento dei due moltiplicatori, la loro differenza e la linearità a tre diverse frequenze in banda. Ricordo che la banda utile è 100÷500 MHz.

TRANSFER FUNCTION M1 SMD JAN 97

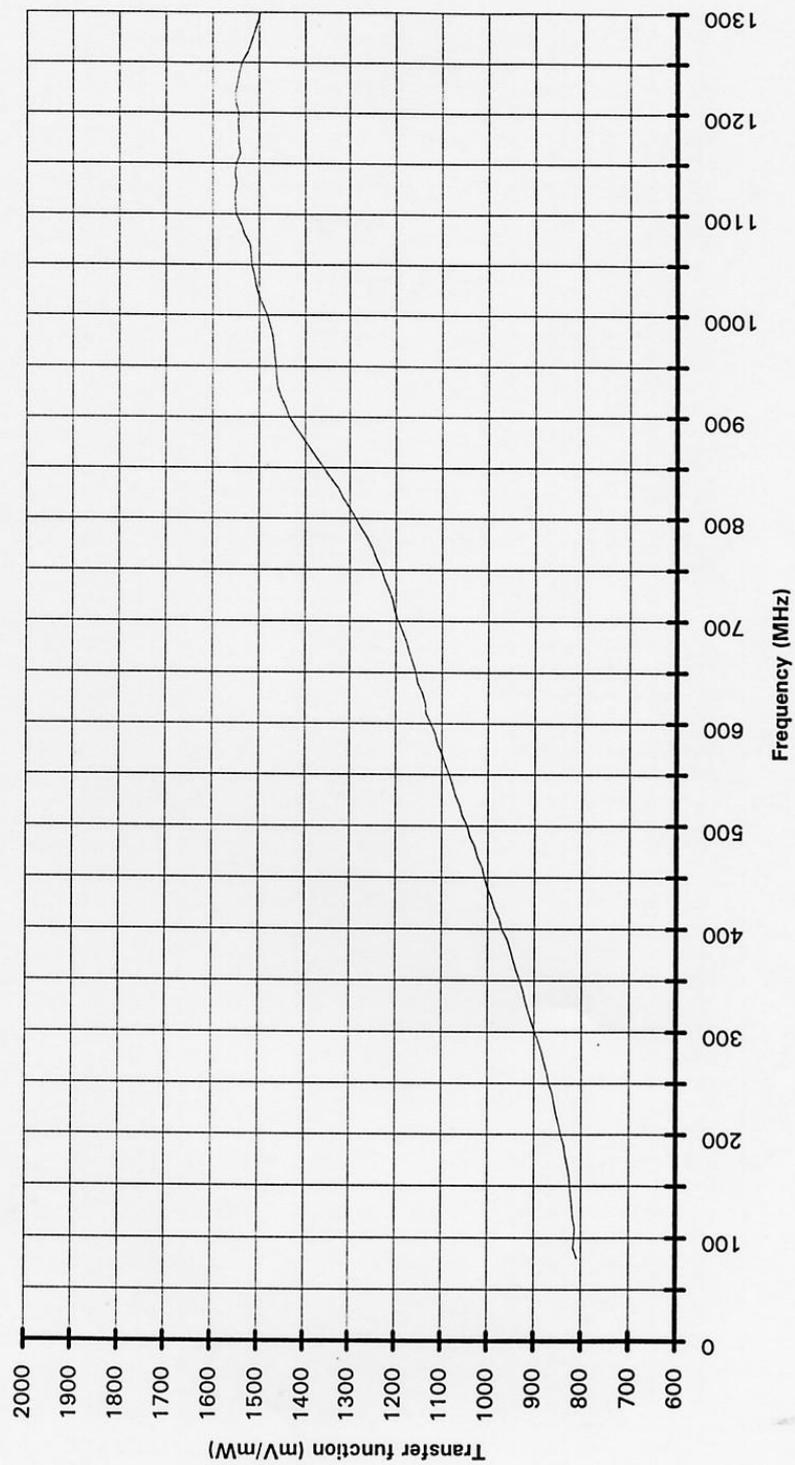


Fig. 2.2.16

fig. 2.2.14

TRANSFER FUNCTION M2 SMD JAN 97

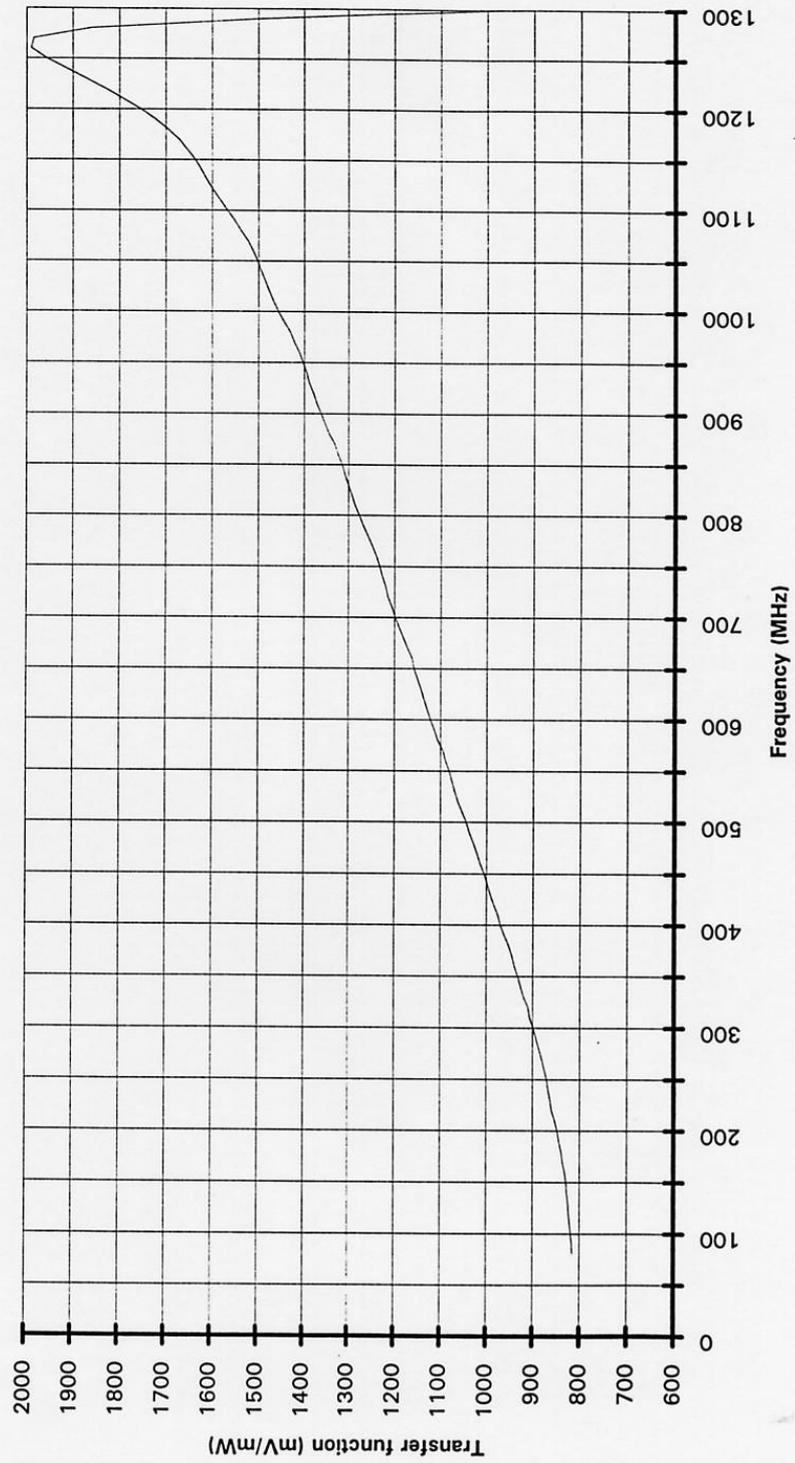


Fig. 2.2.15

fig. 2.2.15

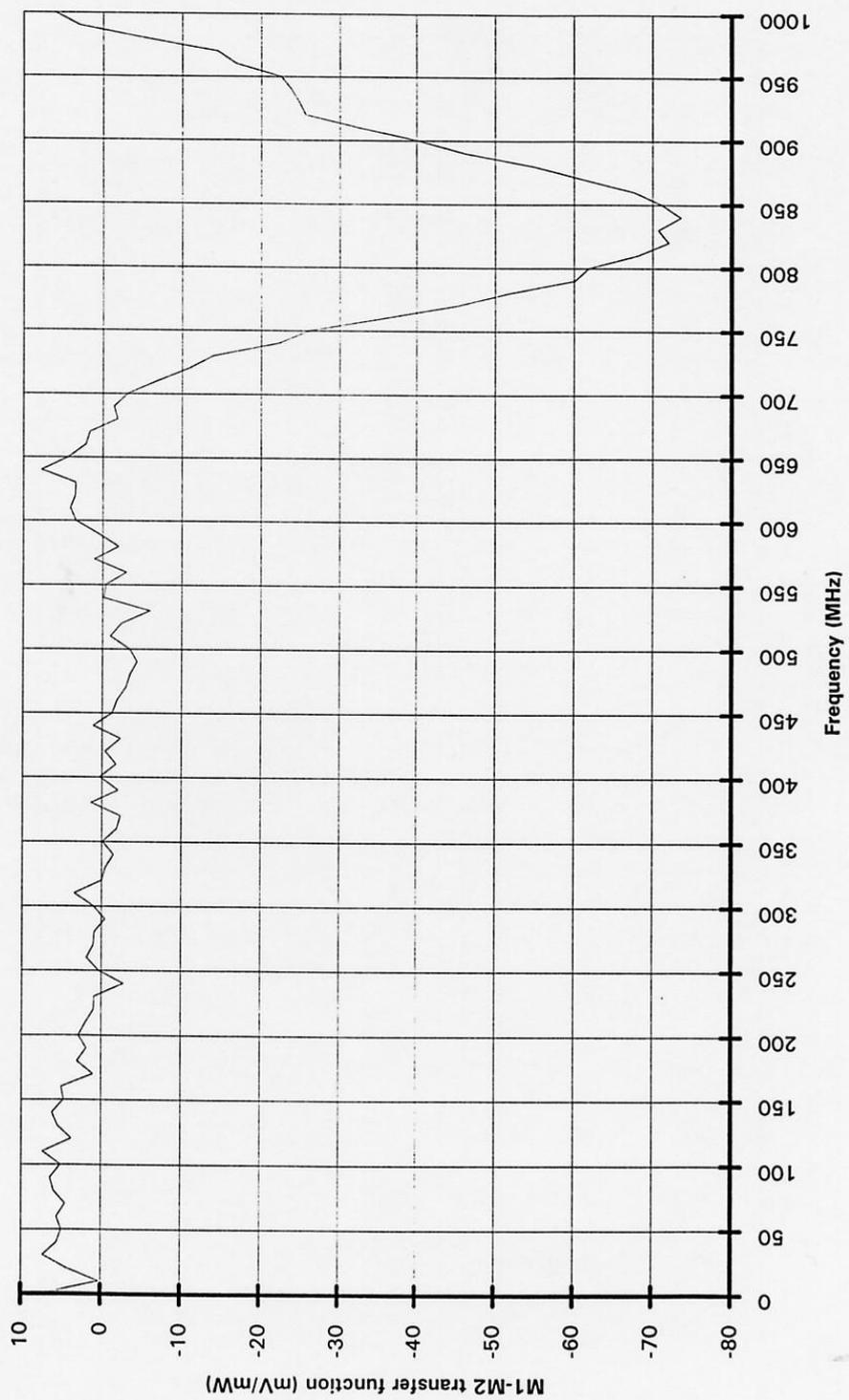


Fig. 2.2.16

fig. 2.2.16

LINEARITY AT 100 MHz, M1SMD JAN 97

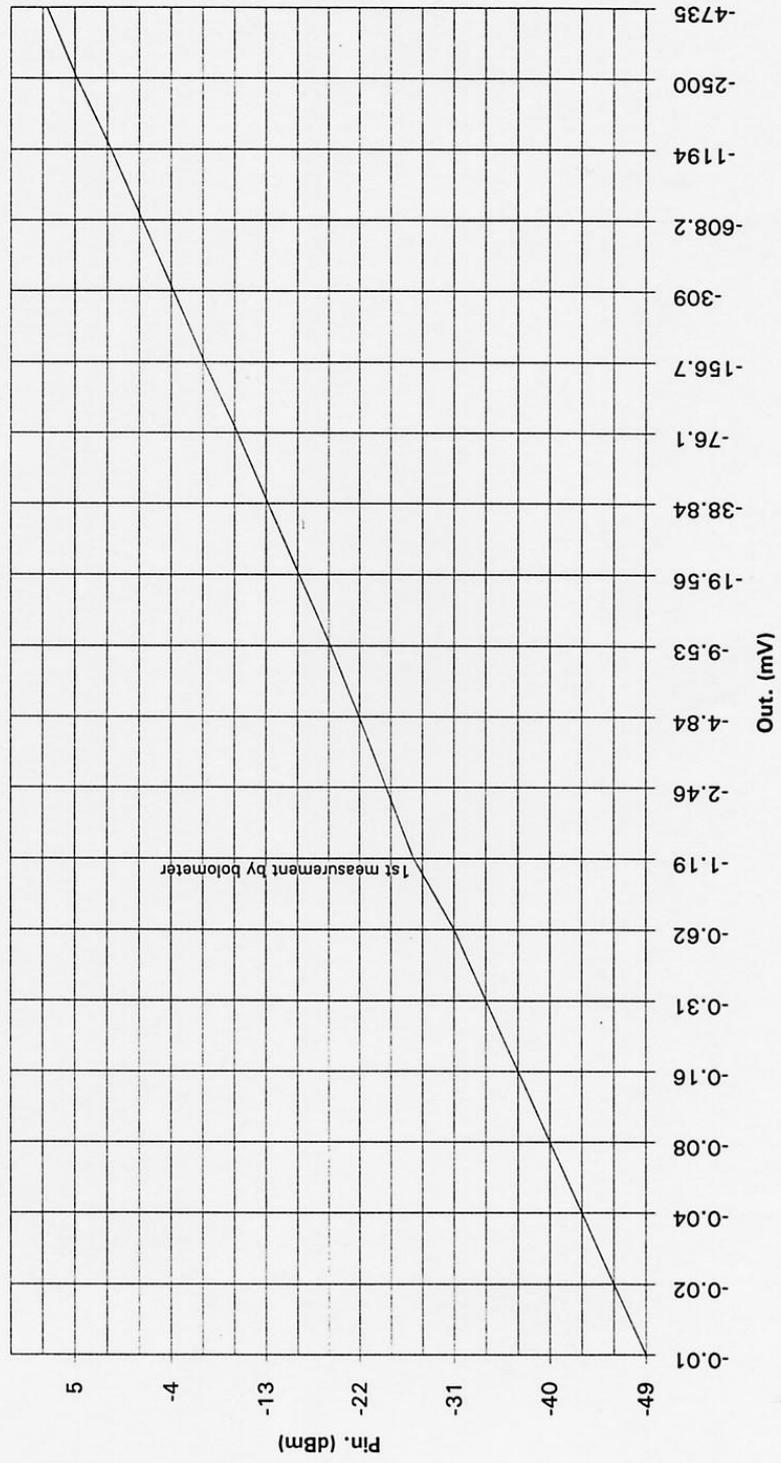


Fig. 2.2.17

fig.2.2.17

LINEARITY AT 300 MHz, M1SMD JAN 97

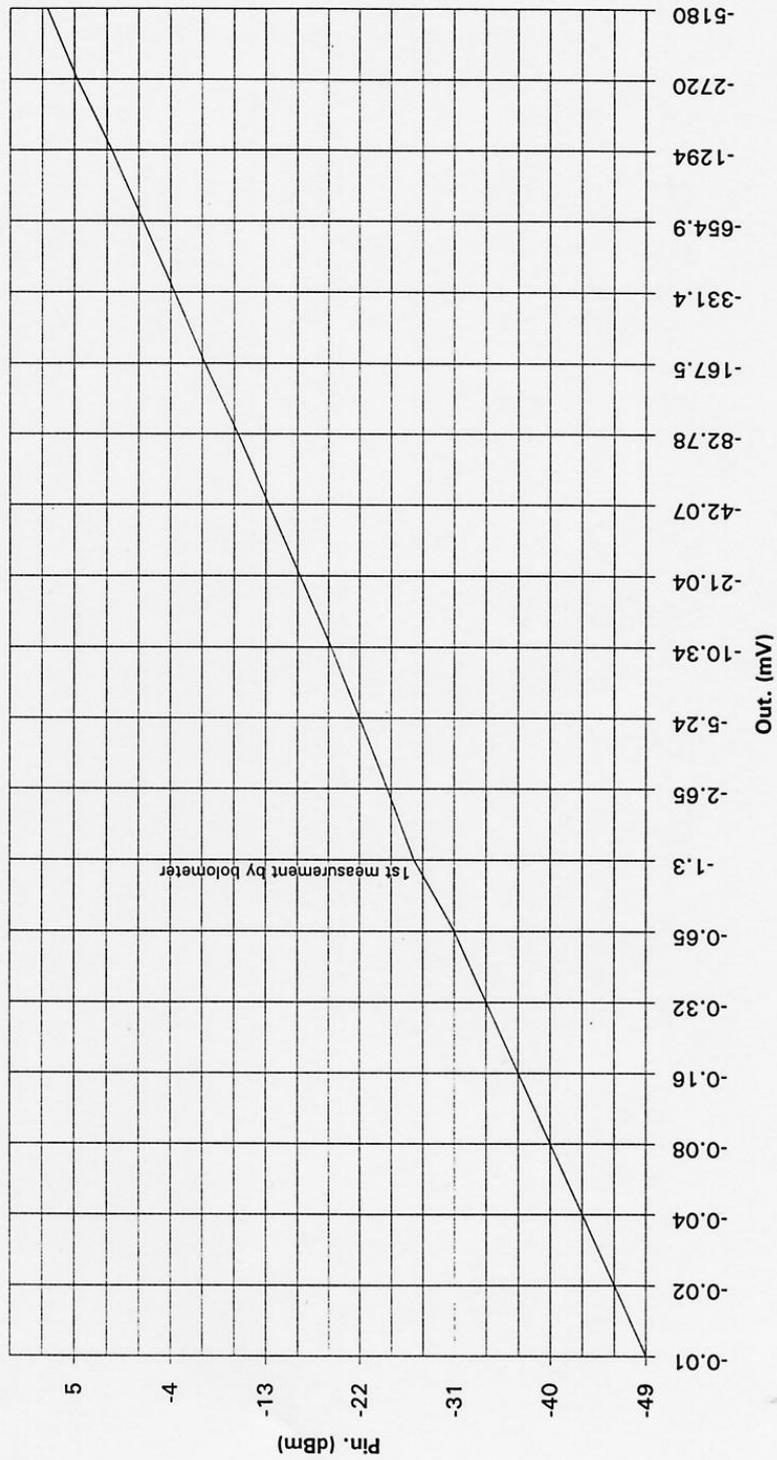


Fig. 2.2.18

fig. 2.2.18

LINEARITY AT 500 MHz, M1SMD JAN 97

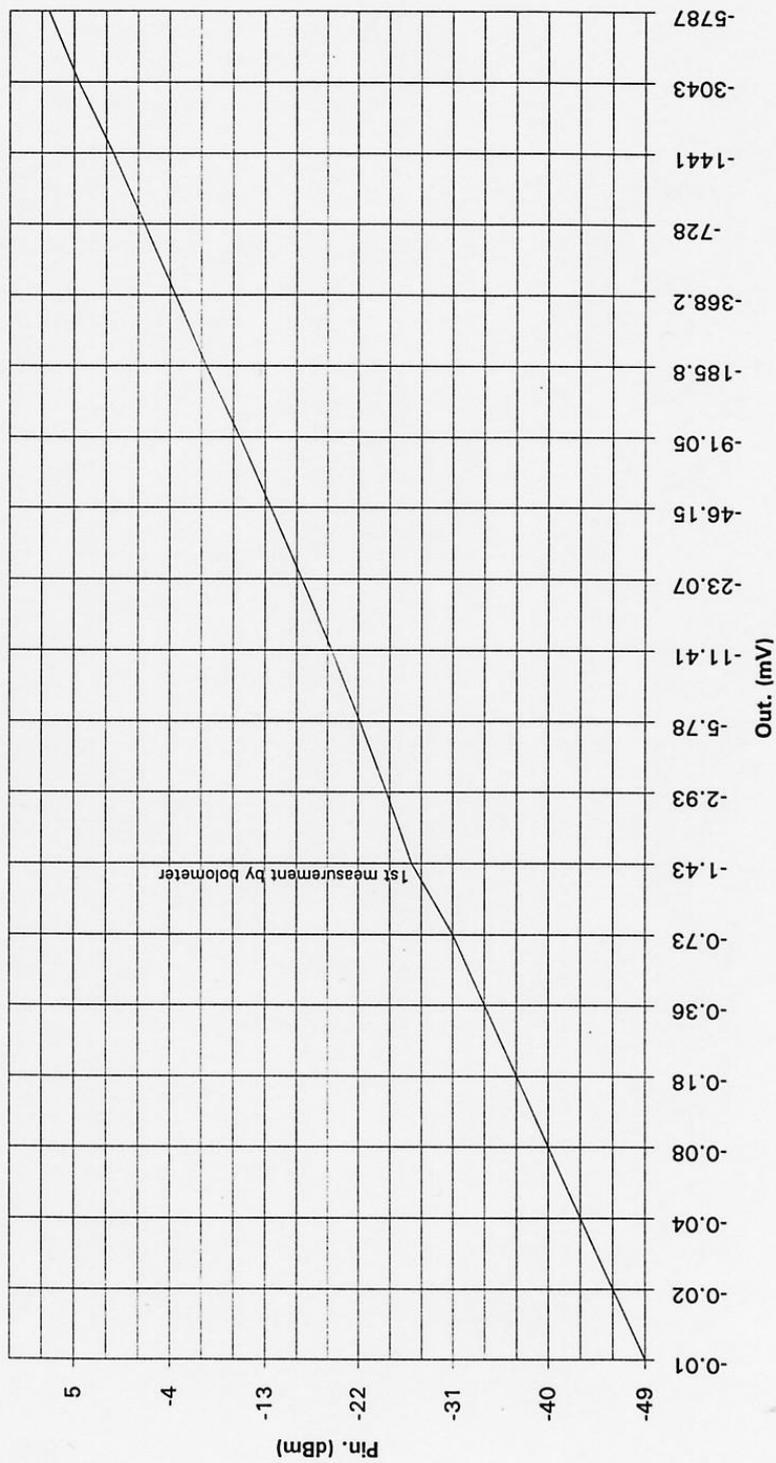


Fig. 2.2.19

fig. 2.2.19

LINEARITY AT 100 MHz, M2 SMD JAN 97

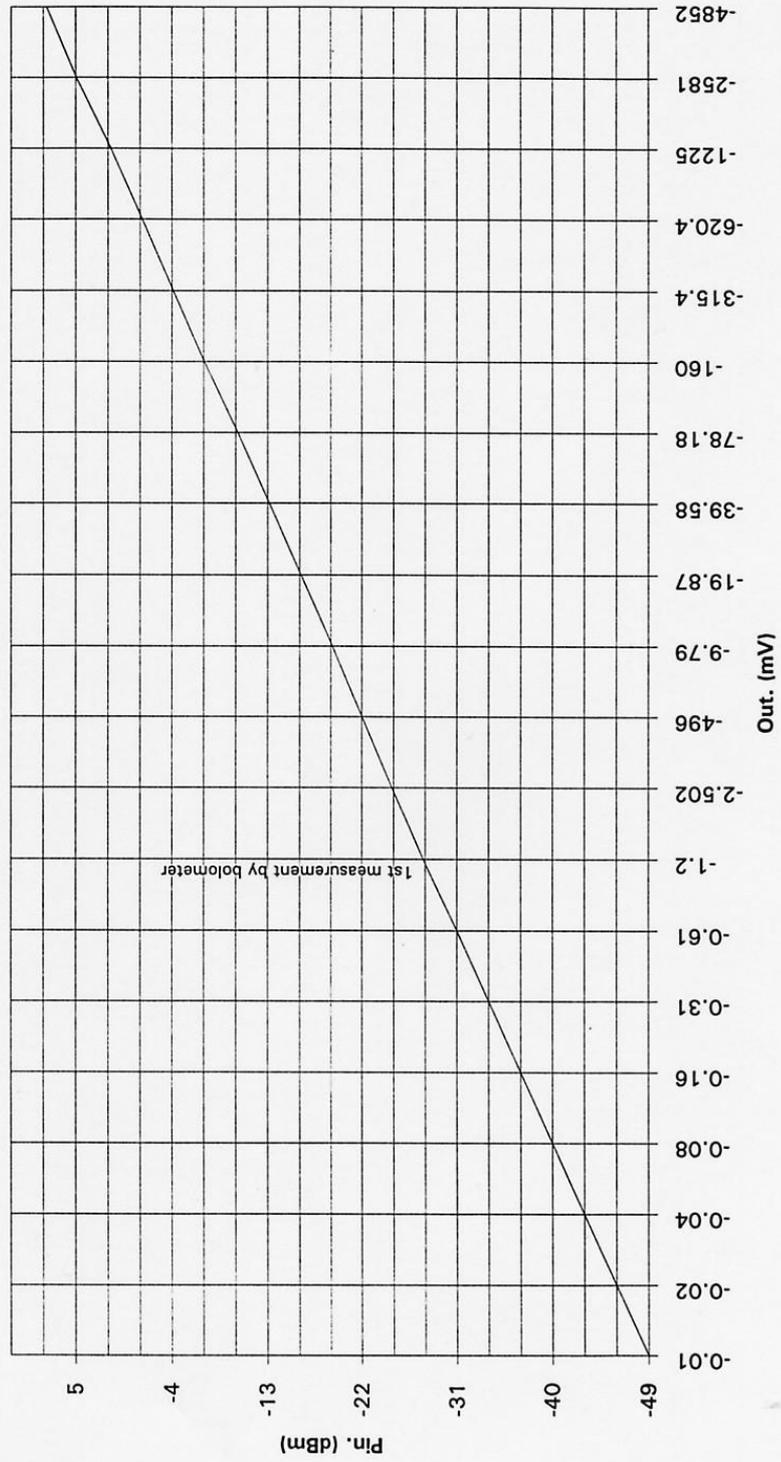


Fig. 2.2.20

fig. 2.2.20

LINEARITY AT 300 MHz, M2 SMD JAN 97

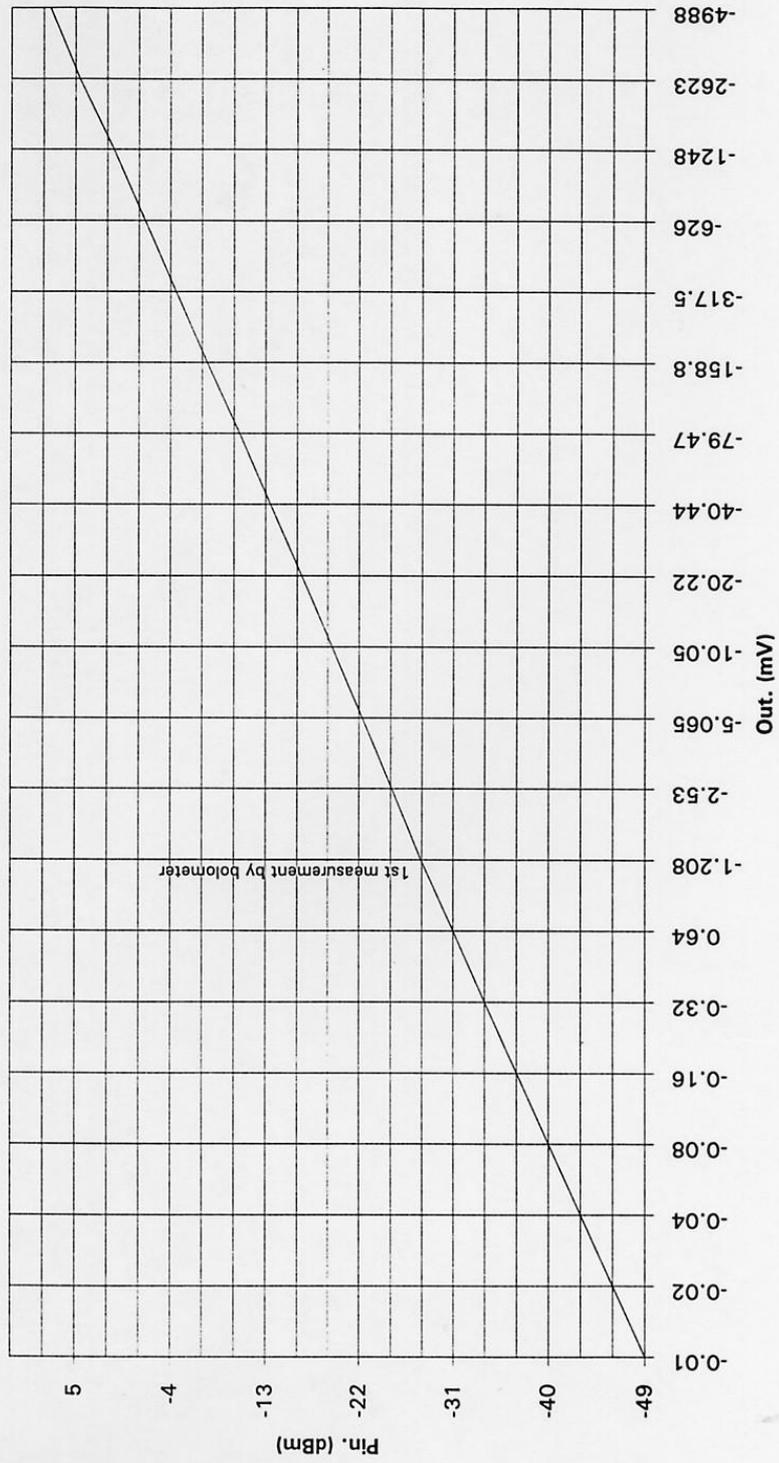


Fig. 2.2.20

fig. 2.2.21

LINEARITY AT 500 MHz, M2 SMD JAN 97

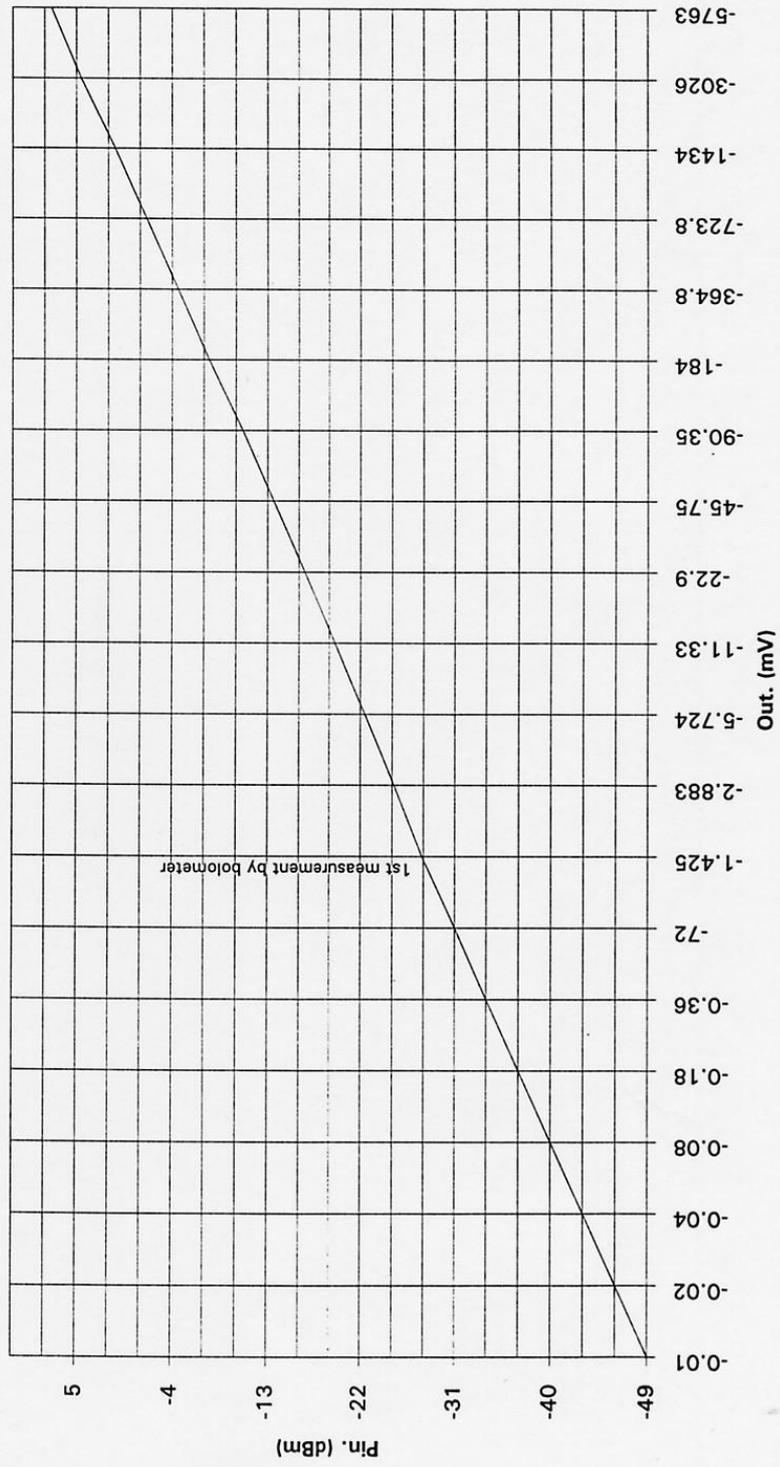
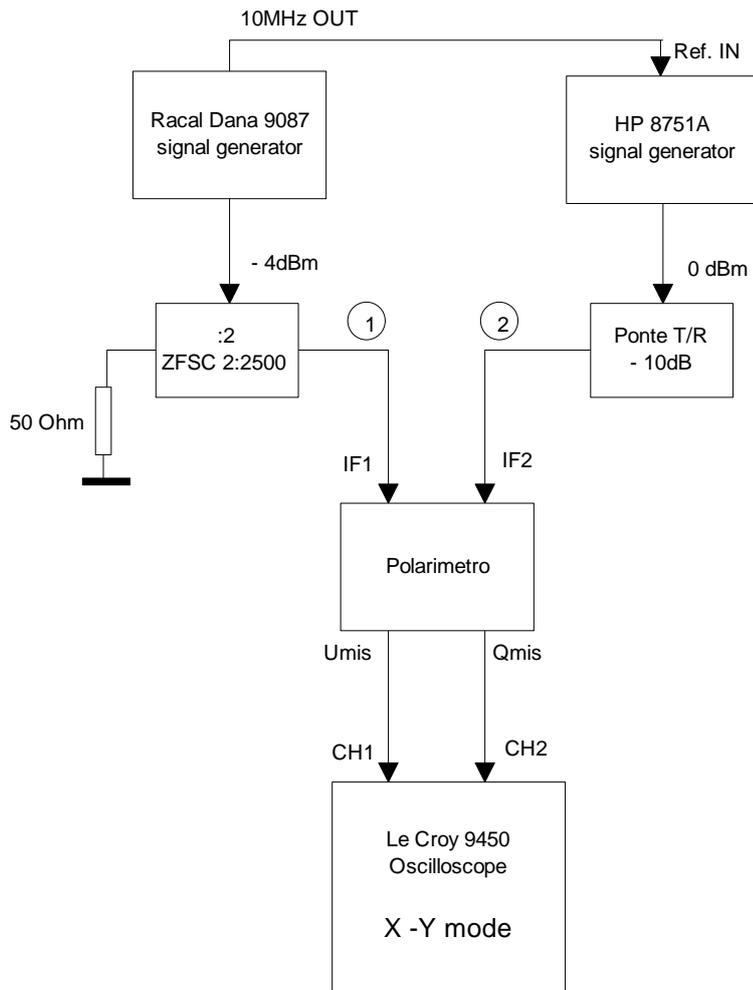


Fig. 2.2.22

fig. 2.2.22

E' stato inoltre misurato quanto le uscite Qmis ed Umis sono bilanciate, ovvero quanto il rapporto assiale della elettronica è uguale a 1. Questo dipende ovviamente da quanto i cammini elettrici che portano agli ingressi dei due moltiplicatori sono uguali (vedi fig. 2.2.1) e da quanto è uguale la funzione di trasferimento dei due moltiplicatori, in modulo e fase.

Di seguito sono riportate tali misure a diverse frequenze, si è utilizzato il metodo del battimento delle due uscite Qmis, Umis ottenendo figure di Lissajous che, idealmente, dovrebbero essere dei cerchi. Il banco di misura è siffatto



Nota: i cavi 1 e 2 sono calibrati in fase

Fig. 2.2.23

Si impostano i generatori di segnali con frequenze diverse di un solo hertz, il battimento relativo viene mostrato sull'oscilloscopio. La calibrazione dei cavi è necessaria per essere certi che all'ingresso del polarimetro arrivino due frequenze in fase. I valori di ampiezza impostati sui generatori sono stati tali da porgere la stessa ampiezza, -10 dBm, a IF1 ed IF2.

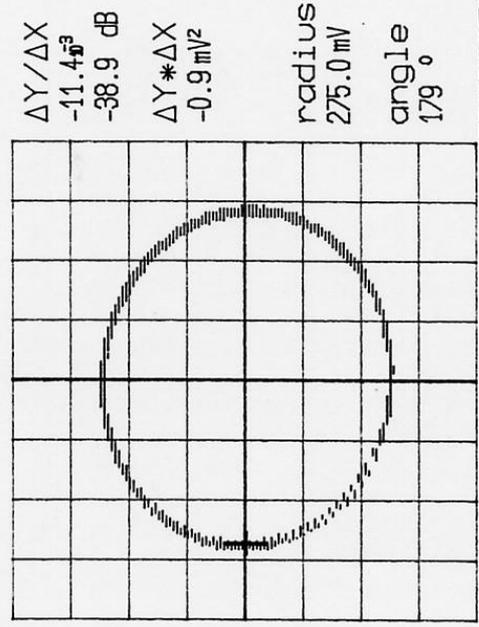
*Impedance  $Z(f)$   
 in  $100 \Omega$*

BATEMANO @ 1Hz  $P_{IN} = 100mW$

7-Apr-97  
 17:05:11

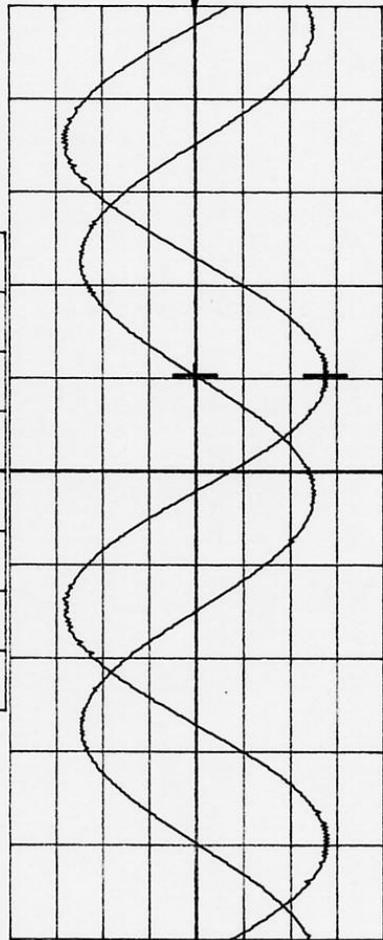
Main Menu

X origin  
 0.0 mV  
 Y origin  
 0.0 mV



$\Delta Y/\Delta X$   
 $-11.45^3$   
 $-38.9 \text{ dB}$   
 $\Delta Y*\Delta X$   
 $-0.9 \text{ mV}^2$   
 radius  
 $275.0 \text{ mV}$   
 angle  
 $179^\circ$

X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center



Chan 1 X  
 $-275.0 \text{ mV}$   
 Chan 2 Y  
 $3.1 \text{ mV}$

CH1 .1 V =  
 CH2 .1 V =  
 T/div .2 s

CH2 2 mV DC

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.24

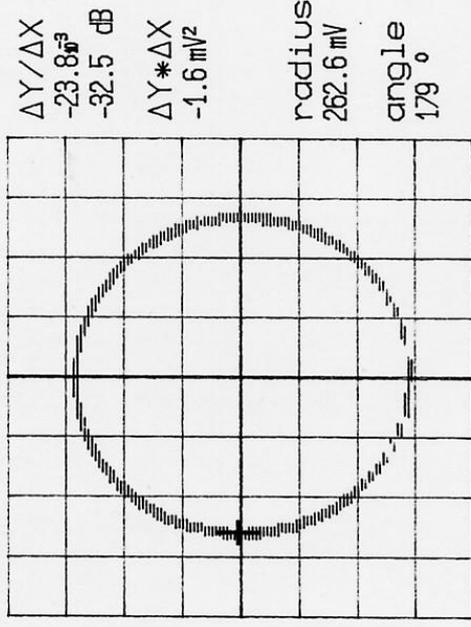
fig. 2.2.24

Batimentos en 1 kHz  
 $f_{in} = 150 \text{ MHz}$

BATERIA 143,  $f_{in} = 150 \text{ MHz}$

7-Apr-97  
 16:51:36

Main Menu



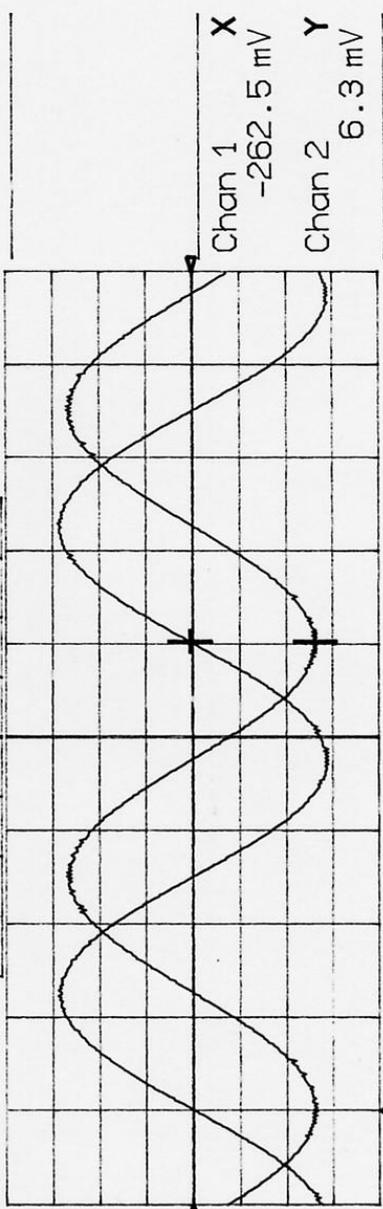
$\Delta Y/\Delta X$   
 $-23.8 \text{ dB}$   
 $-32.5 \text{ dB}$

$\Delta Y * \Delta X$   
 $-1.6 \text{ mV}^2$

X origin  
 $0.0 \text{ mV}$

Y origin  
 $0.0 \text{ mV}$

radius  
 $262.6 \text{ mV}$   
 angle  
 $179^\circ$



Chan 1 X  
 $-262.5 \text{ mV}$

Chan 2 Y  
 $6.3 \text{ mV}$

X-Y off

Origin at  
 $(0,0)$  / Grid Center

CH1 :1 V =  
 CH2 :1 V =  
 T/div .2 s

CH2 2 mV DC

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.25

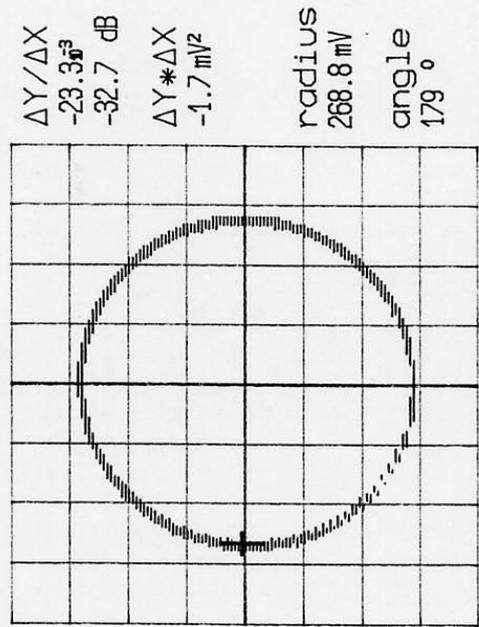
fig. 2.2.25

*B. Steinhilber et al.*  
*f in 200 MHz*

$f_{in} = 200 \text{ MHz}$

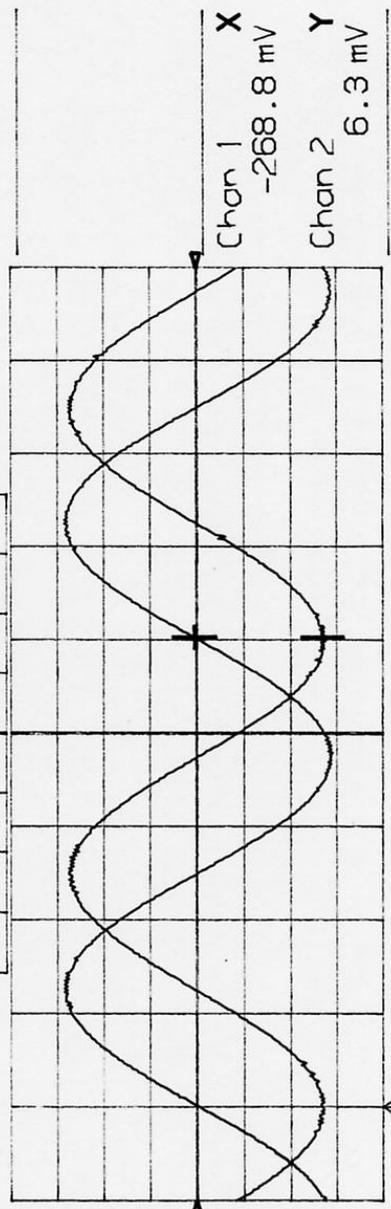
7-Apr-97  
 16:42:49

Main Menu



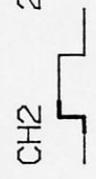
$\Delta Y/\Delta X$   
 $-23.3 \text{ dB}$   
 $-32.7 \text{ dB}$   
 $\Delta Y * \Delta X$   
 $-1.7 \text{ mV}^2$   
 radius  
 $268.8 \text{ mV}$   
 angle  
 $179^\circ$

X origin  
 $0.0 \text{ mV}$   
 Y origin  
 $0.0 \text{ mV}$



Chan 1 X  
 $-268.8 \text{ mV}$   
 Chan 2 Y  
 $6.3 \text{ mV}$

CH1 .1 V  $\equiv$   
 CH2 .1 V  $\equiv$   
 T/div .2 s



DC

2 mV

CH2

Time 1.00630 s

X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center

Fig. 2.2.26

fig. 2.2.26

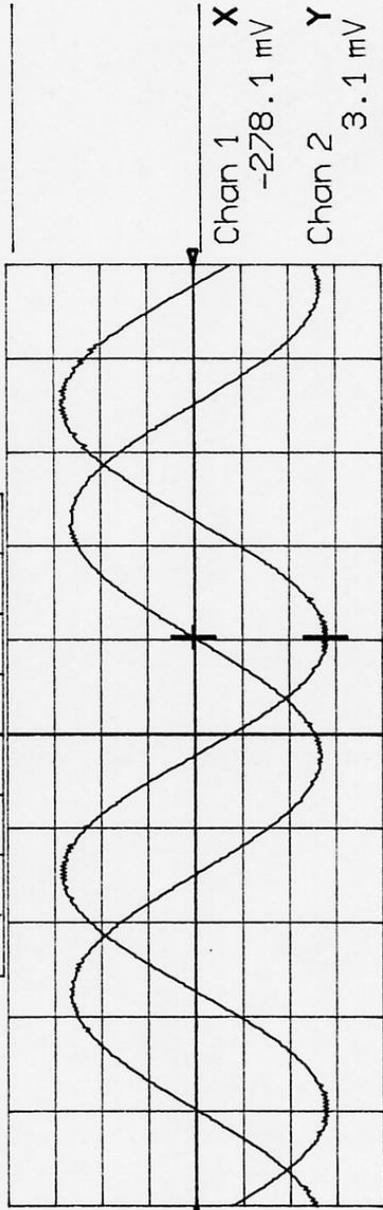
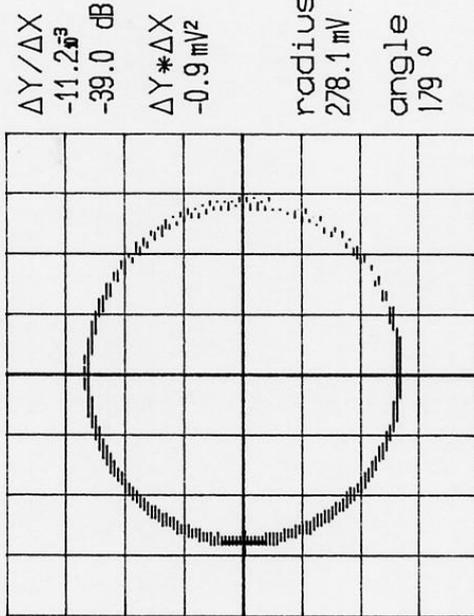
Disturbance at 250 Hz  
 fin 250 MHz

$f_{in} = 250 \text{ MHz}$

7-Apr-97  
 16:38:49

Main Menu

X origin  
 0.0 mV  
 Y origin  
 0.0 mV



X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center

Chan 1 X  
 -278.1 mV  
 Chan 2 Y  
 3.1 mV  
 CH1 : 1 V =  
 CH2 : 1 V =  
 T/div .2 s

CH2 2 mV DC

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.27

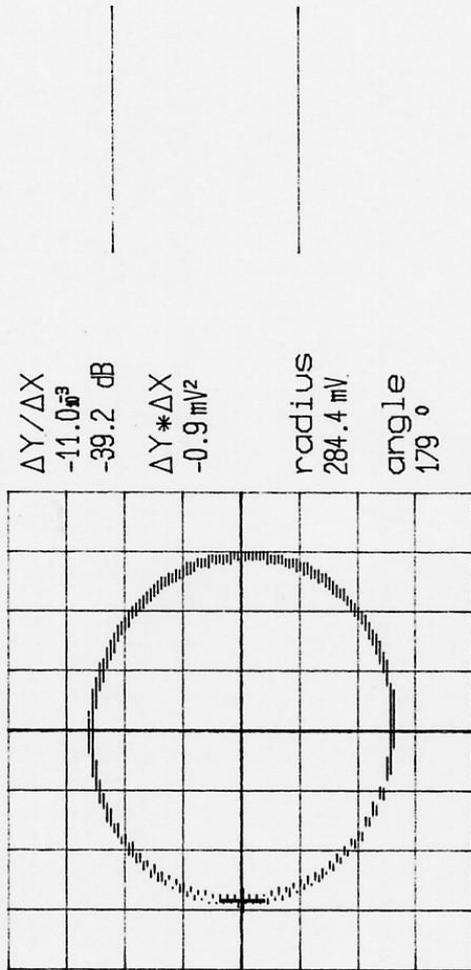
fig. 2.2.27

Coeficiente de  $Z_{TH}$   
 $f$  in 300 MHz

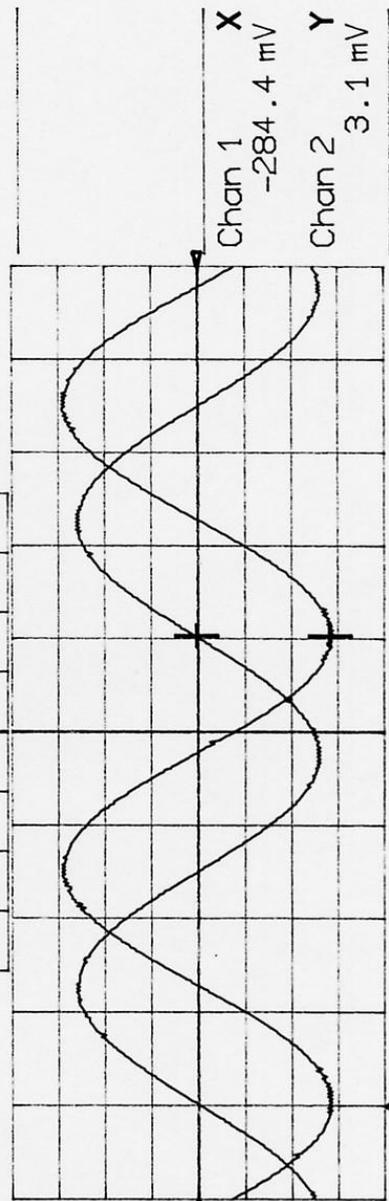
$P_{IN} = 300 \text{ MHz}$

7-Apr-97  
 16:34:38

Main Menu



X origin  
 0.0 mV  
 Y origin  
 0.0 mV



X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center

CH1 .1 V =  
 CH2 .1 V =  
 T/div .2 s

CH2 2 mV DC

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.28

fig. 2.2.28

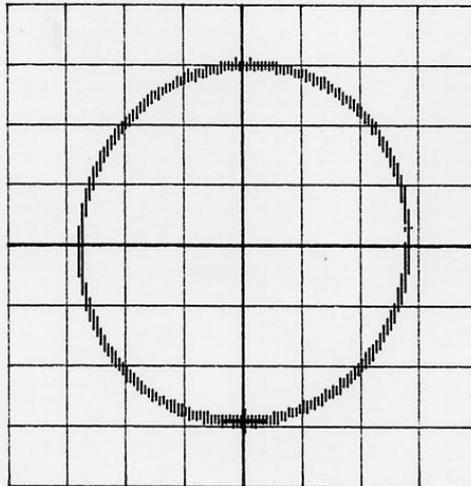
*Beibinents w 1Hz  
sin 350 Hz*

$f_{in} = 350 \text{ Hz}$

7-Apr-97  
16:28:18

Main Menu

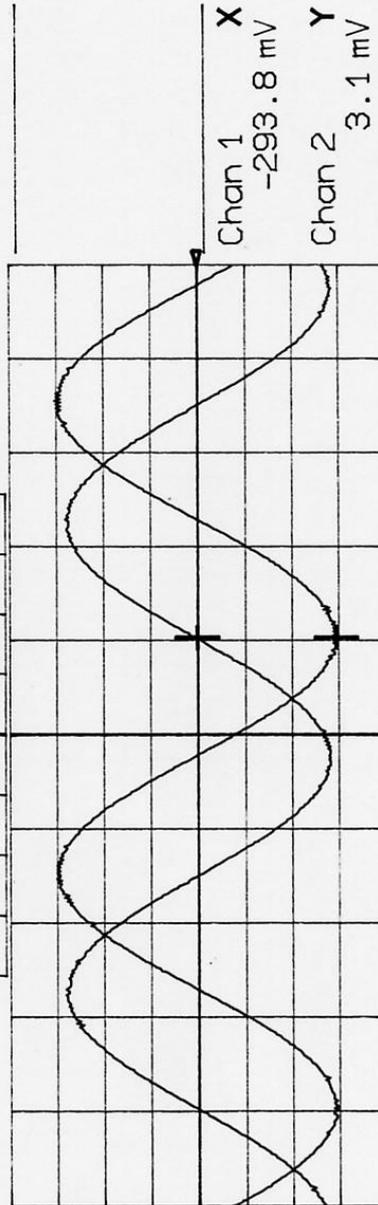
$\Delta Y/\Delta X$   
-10.6  $\mu\text{m}^3$   
-39.5 dB  
 $\Delta Y * \Delta X$   
-0.9  $\text{mV}^2$   
radius  
293.8 mV  
angle  
179 °



X origin  
0.0 mV  
Y origin  
0.0 mV

X-Y off

Origin at  
(0,0) / Grid Center



Chan 1 X  
-293.8 mV  
Chan 2 Y  
3.1 mV

CH1 .1 V =  
CH2 .1 V =  
T/div .2 s

CH2 2 mV DC

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.29

fig. 2.2.29

Bohamento no L<sub>1</sub>  
 f in 400 MHz

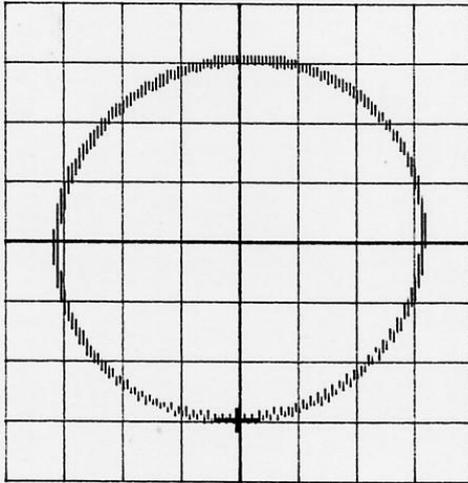
$$f_{10} = 400 \pi(14)$$

7-Apr-97  
 16:24:27

Main Menu

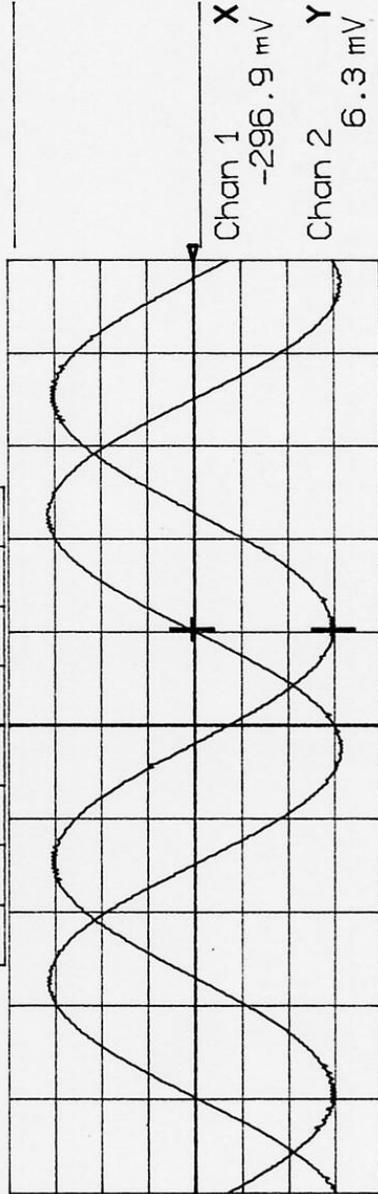
X origin  
 0.0 mV  
 Y origin  
 0.0 mV

$\Delta Y/\Delta X$   
 $-21.1 \mu^3$   
 $-38.5 \text{ dB}$   
 $\Delta Y * \Delta X$   
 $-1.9 \text{ mV}^2$   
 radius  
 $296.9 \text{ mV}$   
 angle  
 $179^\circ$



X-Y off

Origin at  
**(0,0)** / Grid Center



Chan 1 X  
 $-296.9 \text{ mV}$   
 Chan 2 Y  
 $6.3 \text{ mV}$

CH1 :1 V =  
 CH2 :1 V =  
 T/div .2 s

CH2 2 mV DC  
  
 CH2 2 mV

Time 1.00630 s

Fig. 2.2.30

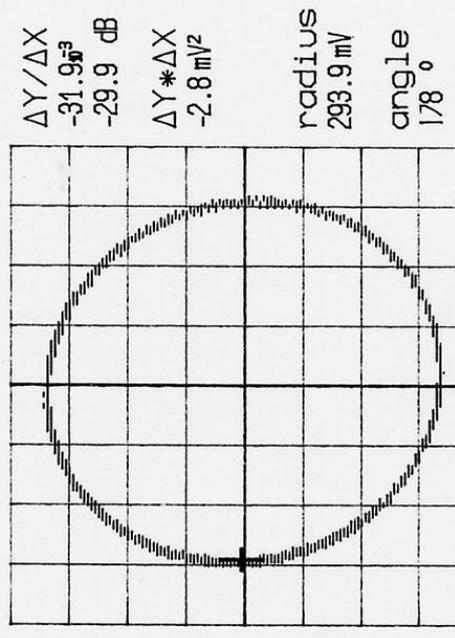
fig. 2.2.30

$f_{in} = 450 \text{ MHz}$   
 0.2111111... s

$f_{in} = 450 \text{ MHz}$

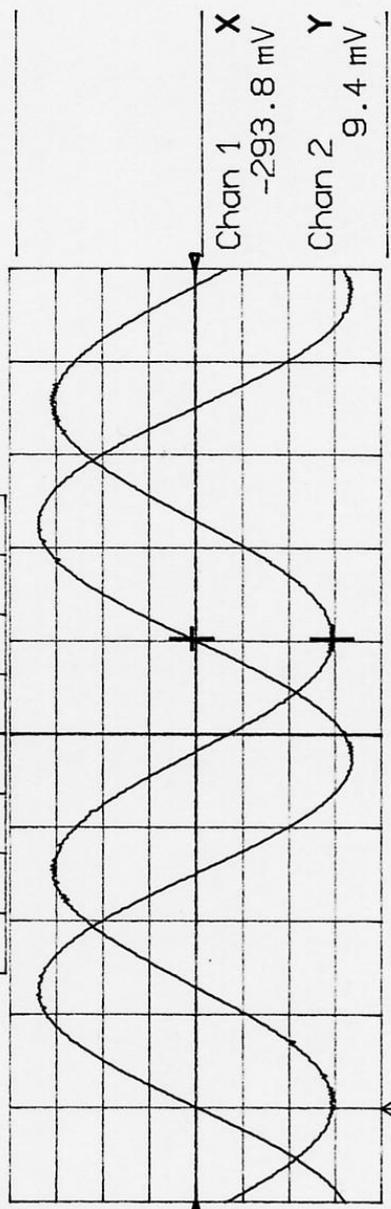
7-Apr-97  
16:20:25

Main Menu



$\Delta Y/\Delta X$   
 $-31.95^{\circ}$   
 $-29.9 \text{ dB}$   
 $\Delta Y * \Delta X$   
 $-2.8 \text{ mV}^2$   
 radius  
 $293.9 \text{ mV}$   
 angle  
 $178^{\circ}$

X origin  
 $0.0 \text{ mV}$   
 Y origin  
 $0.0 \text{ mV}$



Chan 1 X  
 $-293.8 \text{ mV}$   
 Chan 2 Y  
 $9.4 \text{ mV}$

CH1 .1 V =  
 CH2 .1 V =  
 T/div .2 s

X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center

Time 1.00630 s

CH2 2 mV  
 DC

Fig. 2.2.31

fig. 2.2.31

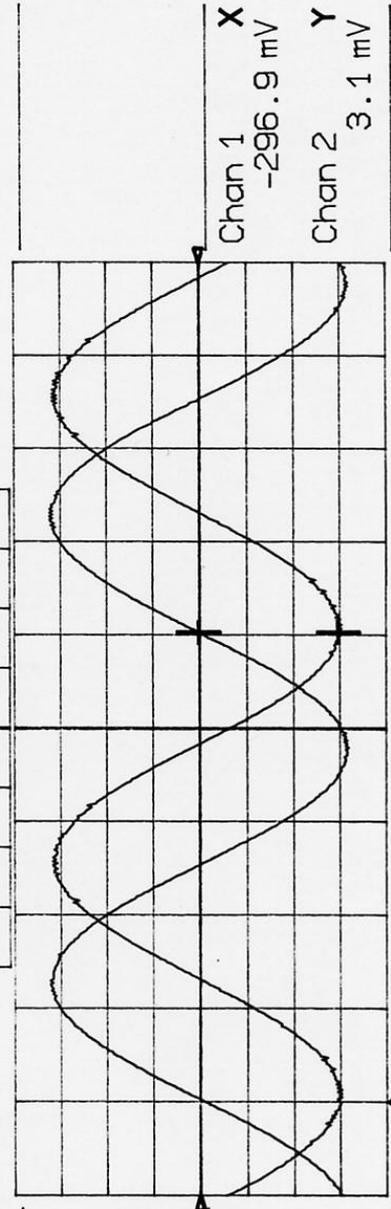
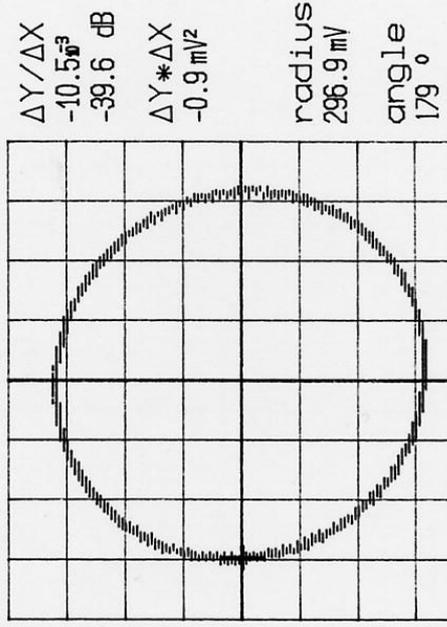
$b_{31} = 10 \text{ dB}$   
 $f_m = 500 \text{ MHz}$

$f_m = 500 \text{ MHz}$

7-Apr-97  
 16:16:18

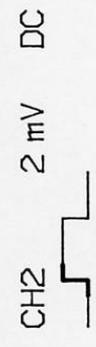
Main Menu

X origin  
 0.0 mV  
 Y origin  
 0.0 mV



X-Y off  
 Origin at  
**(0,0)** / Grid Center

CH1 .1 V =  
 CH2 .1 V =  
 T/div .2 s

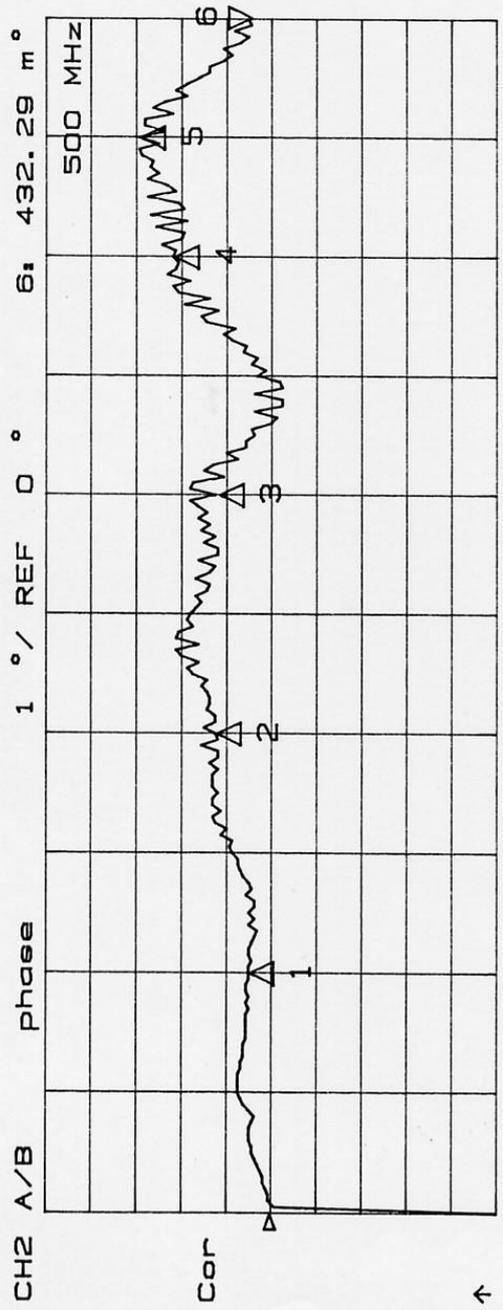


Time 1.00630 s

Fig. 2.2.32

fig. 2.2.32

Nel seguito si danno informazioni sugli amplificatori di ingresso, controllati nella loro differenza di fase (fig. 2.2.33), sugli ibridi  $90^\circ$ , si vedano le figure da 2.2.34 a 2.2.36 per le funzioni di trasferimento ad entrambe le porte d'uscita per entrambi i componenti: si nota come l'uscita  $90^\circ$  abbia un andamento speculare rispetto alla uscita  $0^\circ$ , inficiando in parte il bilanciamento d'ampiezza agli ingressi dei moltiplicatori. Si aggiungono inoltre in Allegato 1 i data sheet del convertitore A/D e del RS232 modem.



START 5 Hz

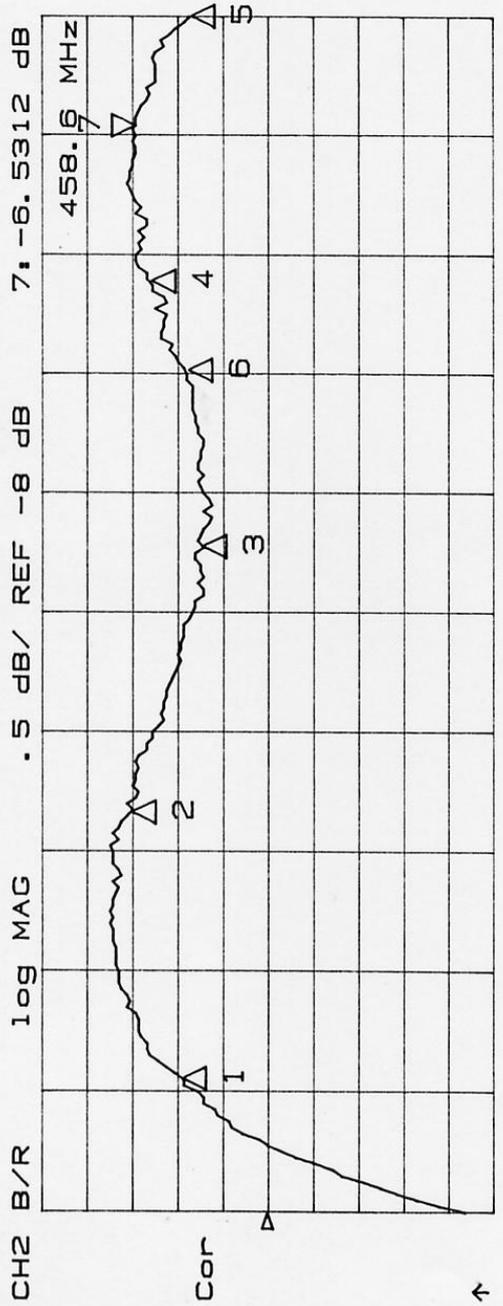
STOP 500 MHz

val

N	STIMULUS	val
1	100 MHz	523.35 m°
2	200 MHz	1.2719 °
3	300 MHz	1.201 °
4	400 MHz	2.2028 °
5	450 MHz	2.9318 °
6	500 MHz	432.29 m°

Fig. 2.2.33 - Differenziale di fase tra i due amplificatori 7AV-11

fig. 2.2.33



STOP 500 MHz

val

START 50 MHz

N STIMULUS

1	100 MHz	-7.0392 dB
2	200 MHz	-6.4636 dB
3	300 MHz	-7.2593 dB
4	400 MHz	-6.6846 dB
5	500 MHz	-7.1301 dB
6	366.125 MHz	-7.0881 dB
7	458.6 MHz	-6.5312 dB

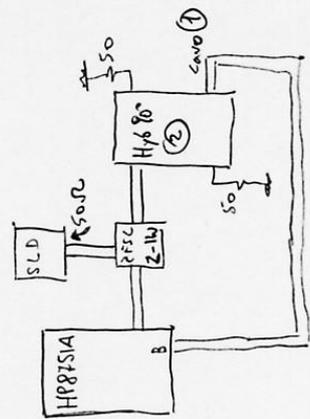
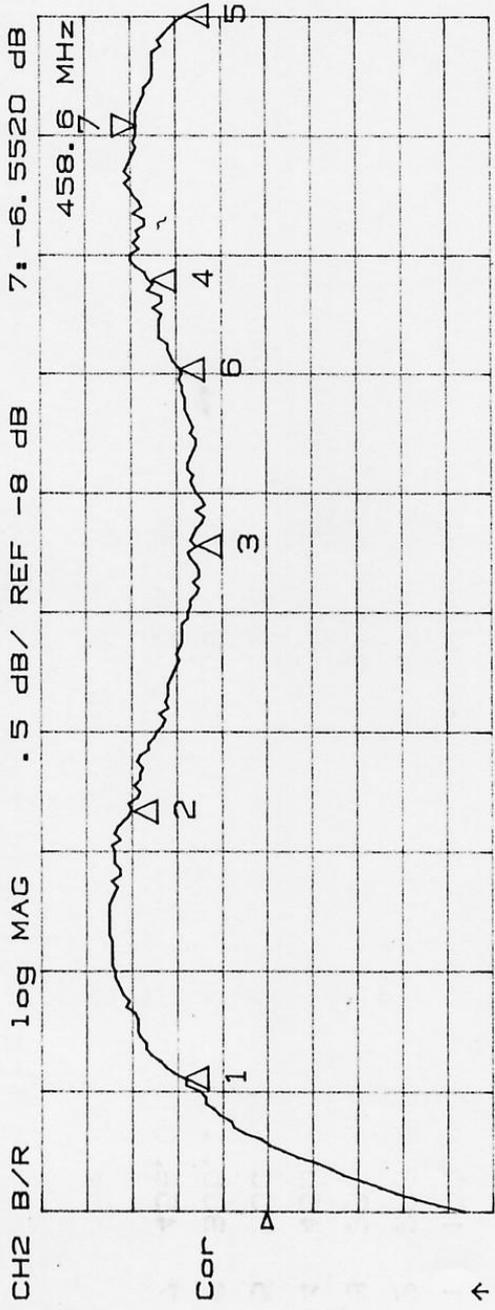


Fig. 2.2.36 - Risposta in ampiezza ibrido ②

fig. 2.2.34



STOP 500 MHz

START 50 MHz

val

N STIMULUS

1	100 MHz	-7.0663 dB
2	200 MHz	-6.4874 dB
3	300 MHz	-7.2112 dB
4	400 MHz	-6.7099 dB
5	500 MHz	-7.0906 dB
6	366.125 MHz	-7.0424 dB
7	458.6 MHz	-6.5520 dB

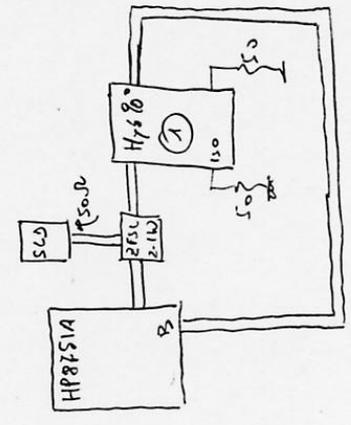
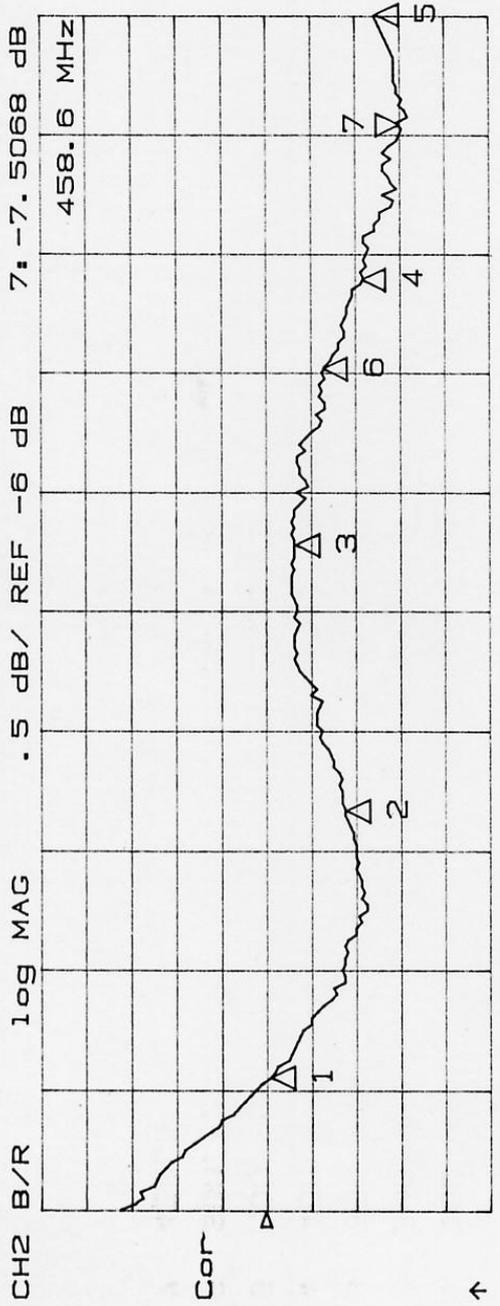


Fig. 1.2.35- Risposta in ampiezza ibrido ①

fig.2.2.35



STOP 500 MHz

START 50 MHz

N STIMULUS

val

1	100 MHz	-6.0378 dB
2	200 MHz	-6.8716 dB
3	300 MHz	-6.3003 dB
4	400 MHz	-7.0710 dB
5	500 MHz	-7.2190 dB
6	366.125 MHz	-6.6391 dB
7	458.6 MHz	-7.5068 dB

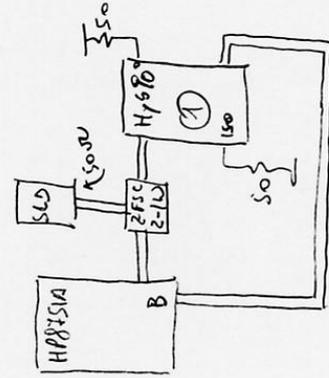


Fig. 2.2.36 - Risposta in ampiezza ibrido D, altra porta

fig.2.2.36

### 3. IL POLARIMETRO: ALGORITMO MATEMATICO

Avendo a disposizione l'hardware di acquisizione il passo successivo consiste nel costruire una opportuna strategia osservativa e un programma che consenta la acquisizione dei numeri alle uscite del polarimetro e si interfacci col sistema antenna.

Le uscite polarimetriche non sono di per sè direttamente i parametri di Stokes, vuoi perchè non calibrati, vuoi perchè la polarizzazione intrinseca introdotta dal sistema ricevente "sporca" ciò che si vuole misurare. L'effetto che ne consegue è duplice, da un lato un'onda incidente non polarizzata viene vista come parzialmente polarizzata, viceversa un'onda incidente parzialmente o totalmente polarizzata viene in parte depolarizzata: in entrambi i casi si intuisce che se non si prendono provvedimenti adeguati per valutare questo inquinamento la misura viene falsata.

Qualitativamente questo significa che nella espressione di  $I_{mis}$  compariranno anche termini dovuti a  $Q, U, V$ , così come nelle espressioni di  $Q_{mis}, U_{mis}, V_{mis}$  compariranno termini dovuti a  $I$ . Inoltre, la stessa espressione di  $Q_{mis}$  ( $U_{mis}$ ) non è valutabile come sovrapposizione degli effetti di tante cause, ciascuna determinante un proprio contributo di  $Q$  ( $U$ ) in quanto vi compare anche un contributo dovuto a  $U$  ( $Q$ ).

Esistono diversi riferimenti a misure polarimetriche, ad esempio [3],[4],[5], tutte facenti riferimento a misure interferometriche, oppure [6] per misure single dish ma con una configurazione a più canali di ingresso dovuta all'utilizzo di due feed in contemporanea.

La caratterizzazione matematica per un sistema ricevente come il nostro viene di seguito trattata prendendo ispirazione dal metodo seguito in [5].

Si è visto che idealmente sarebbe,

$$(3.1) \quad \begin{aligned} I &= \mathbf{E}_1^* \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_r \mathbf{E}_r^* = E_r^2 + E_1^2 & E_r^2 &= (I-V)/2 \\ V &= \mathbf{E}_1^* \mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_r \mathbf{E}_r^* = E_1^2 - E_r^2 & E_1^2 &= (I+V)/2 \\ Q &= \mathbf{E}_r^* \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_r \mathbf{E}_1^* = 2E_r E_1 \cos\theta & \Leftrightarrow & \mathbf{E}_r^* \mathbf{E}_1 &= (Q+jU)/2 \\ U &= j(\mathbf{E}_r \mathbf{E}_1^* - \mathbf{E}_r^* \mathbf{E}_1) = 2E_r E_1 \sin\theta & & \mathbf{E}_r \mathbf{E}_1^* &= (Q-jU)/2 \end{aligned}$$

Dove in grassetto sono i numeri complessi rappresentativi dei campi e  $\theta$  è l'angolo di polarizzazione "visto" dal sistema ricevente. In realtà, per effetto del crosstalk di polarizzazione, sia  $\mathbf{E}_1$  che  $\mathbf{E}_r$  sono "inquinati" dal campo incrociato, quindi

$$(3.2a) \quad \mathbf{E}_R = \mathbf{E}_r + \mathbf{D}_R \mathbf{E}_1$$

$$(3.2b) \quad \mathbf{E}_L = \mathbf{E}_1 + \mathbf{D}_L \mathbf{E}_r$$

In cui  $\mathbf{D}_R = D_R e^{-j\Phi_R}$  e  $\mathbf{D}_L = D_L e^{-j\Phi_L}$  sono i cosiddetti D term. I campi vengono trasformati in tensioni nel ricevitore tramite il guadagno complesso della catena

$$(3.3a) \quad \mathbf{V}_R = \mathbf{G}_R \mathbf{E}_R$$

$$(3.3b) \quad \mathbf{V}_L = \mathbf{G}_L \mathbf{E}_L$$

Saranno queste tensioni complesse che subiranno le operazioni di moltiplicazione e rivelazione, il che significa fare

$$\mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^* \quad \mathbf{V}_L \mathbf{V}_L^* \quad \mathbf{V}_R \mathbf{V}_L^* \quad -j \mathbf{V}_L \mathbf{V}_R^* \quad \text{e prenderne le parti reali.}$$

Utilizzando a ritroso le (3.3a,b) e le (3.2a,b) con le (3.1) si può dimostrare con i dovuti passaggi matematici che

$$(3.4a) \quad \mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^* = G_R^2/2 [I(1 + D_R^2) - V(1 - D_R^2) + \mathbf{D}_R(Q + jU) + \mathbf{D}_R^*(Q - jU)]$$

$$(3.4b) \mathbf{V}_L \mathbf{V}_L^* = G_L^2/2 [I(1 + D_L^2) + V(1 - D_L^2) + \mathbf{D}_L(Q - jU) + \mathbf{D}_L^*(Q + jU)]$$

$$(3.4c) \mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^* = G_R G_L^*/2 [Q(1 + \mathbf{D}_R \mathbf{D}_L^*) - jU(1 - \mathbf{D}_R \mathbf{D}_L^*) + I(\mathbf{D}_L^* + \mathbf{D}_R) + V(\mathbf{D}_R - \mathbf{D}_L^*)]$$

$$(3.4d) -j\mathbf{V}_L \mathbf{V}_R^* = G_L G_R^*/2 [-jQ(1 + \mathbf{D}_L \mathbf{D}_R^*) + U(1 - \mathbf{D}_L \mathbf{D}_R^*) - jI(\mathbf{D}_L + \mathbf{D}_R^*) - jV(\mathbf{D}_R^* - \mathbf{D}_L)]$$

In verità, prima di prenderne le parti reali, le (3.4) vanno moltiplicate per i guadagni interni del polarimetro, diversi a seconda del percorso di segnale (vedi fig. 2.2.2 guadagni etichettati come  $g_1, g_2, g_Q, g_U$ ). Tenendo conto allora che i guadagni dei SLD sono scalari mentre quelli dei moltiplicatori sono complessi, inoltre definendo il vettore polarizzazione della sorgente

$$(3.5) \mathbf{P} \equiv Q + jU \equiv P e^{j\theta}$$

ed estraendo le parti reali si ha

$$(3.6) \Re\{g_1 \mathbf{V}_L \mathbf{V}_L^*\} = g_1 G_L^2/2 [I(1 + D_L^2) + V(1 - D_L^2) + 2 Q D_L \cos\Phi_L - 2 U D_L \sin\Phi_L] =$$

$$= g_1 G_L^2/2 [I(1 + D_L^2) + V(1 - D_L^2) + 2 P D_L \cos(\theta + \Phi_L)]$$

$$(3.7) \Re\{g_2 \mathbf{V}_R \mathbf{V}_R^*\} = g_2 G_R^2/2 [I(1 + D_R^2) - V(1 - D_R^2) + 2 Q D_R \cos\Phi_R + 2 U D_R \sin\Phi_R] =$$

$$= g_2 G_R^2/2 [I(1 + D_R^2) - V(1 - D_R^2) + 2 P D_R \cos(\theta - \Phi_R)]$$

Si faccia inoltre l'ipotesi che  $D_L$  e  $D_R$  siano  $\ll 1$  cosicchè si possono trascurare i loro quadrati, definiamo inoltre

$$(3.8) \mathbf{G}_L \equiv G_L e^{j\psi_L} \quad \text{ed} \quad \mathbf{G}_R \equiv G_R e^{j\psi_R}$$

$$(3.9) \mathbf{D}_L^* + \mathbf{D}_R \equiv \Sigma e^{j\sigma} \quad \text{ed} \quad \mathbf{D}_R - \mathbf{D}_L^* \equiv \Delta e^{j\delta}$$

$$(3.10) \mathbf{g}_Q \equiv g_Q e^{j\gamma_Q} \quad \text{ed} \quad \mathbf{g}_U \equiv g_U e^{j\gamma_U}$$

Allora

$$\Re\{g_Q \mathbf{V}_R \mathbf{V}_L^*\} = g_Q G_R G_L/2 [P \cos(\theta + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L) + I \Sigma \cos(\sigma + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L) + V \Delta \cos(\delta + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L)]$$

$$\Re\{g_U (-j\mathbf{V}_L \mathbf{V}_R^*)\} = g_U G_R G_L/2 [P \sin(\theta + \gamma_U - \psi_R + \psi_L) - I \Sigma \sin(\sigma - \gamma_U + \psi_R - \psi_L) - V \Delta \sin(\delta - \gamma_U + \psi_R - \psi_L)]$$

Le quattro parti reali così ottenute altro non sono che le quattro uscite del polarimetro, ovvero

$$(3.11a) TP1_{mis} = g_1 G_L^2/2 [I + V + 2 P D_L \cos(\theta + \Phi_L)]$$

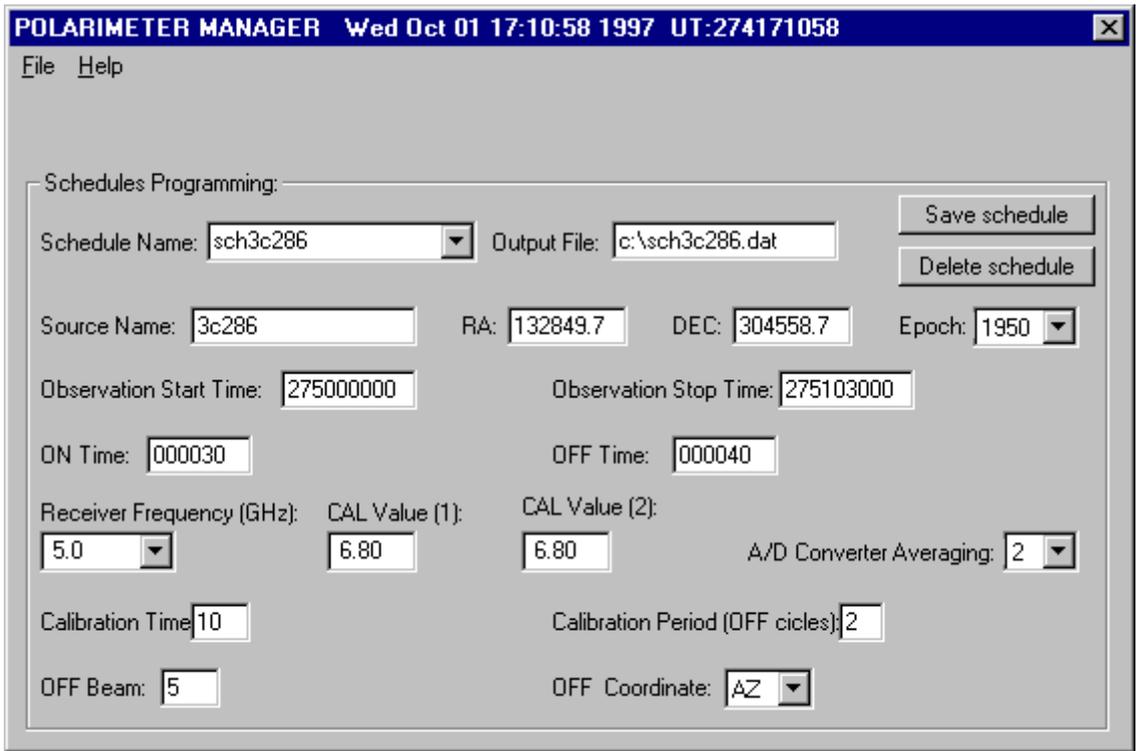
$$(3.11b) TP2_{mis} = g_2 G_R^2/2 [I - V + 2 P D_R \cos(\theta - \Phi_R)]$$

$$(3.11c) Q_{mis} = g_Q G_R G_L/2 [P \cos(\theta + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L) + I \Sigma \cos(\sigma + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L) + V \Delta \cos(\delta + \gamma_Q + \psi_R - \psi_L)]$$

$$(3.11d) U_{mis} = g_U G_R G_L/2 [P \sin(\theta + \gamma_U - \psi_R + \psi_L) - I \Sigma \sin(\sigma - \gamma_U + \psi_R - \psi_L) - V \Delta \sin(\delta - \gamma_U + \psi_R - \psi_L)]$$

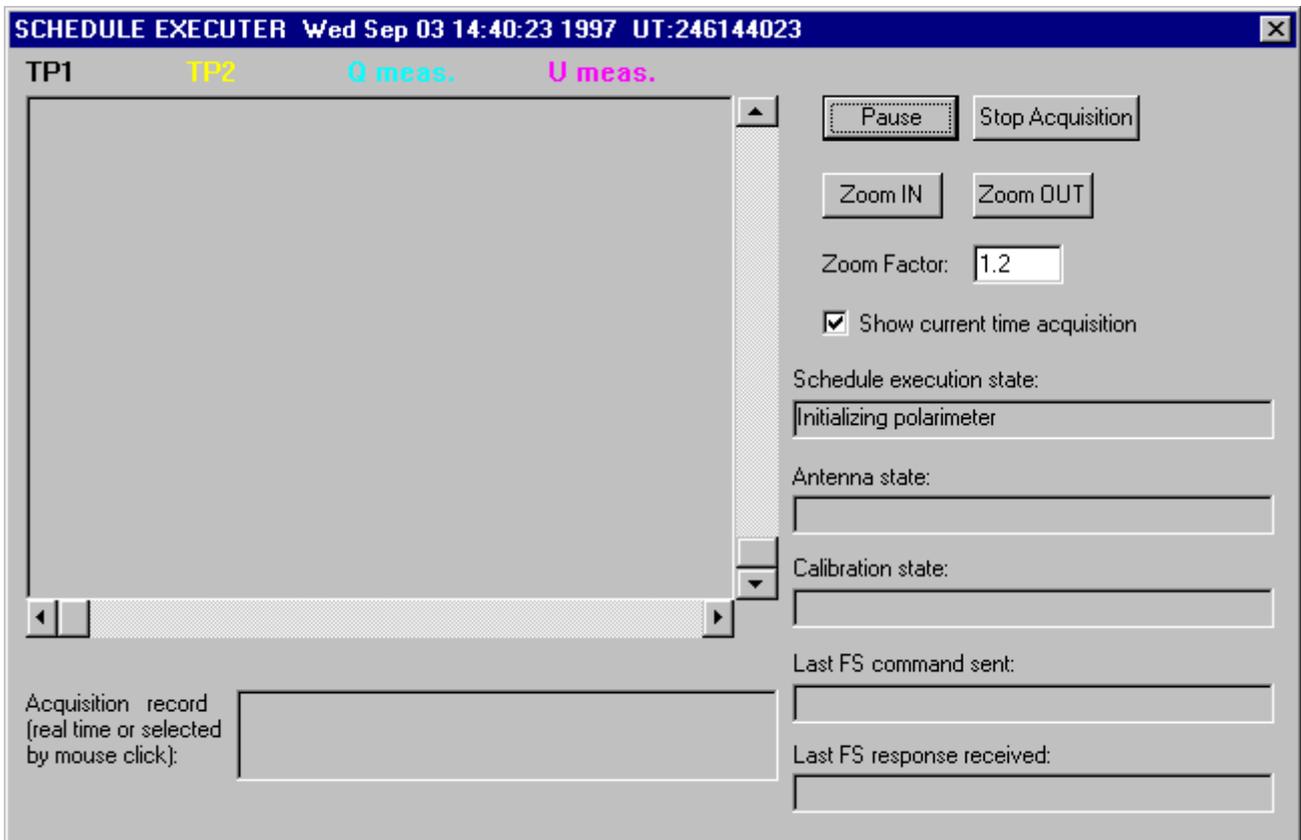
Sulla base delle (3.11) la strategia osservativa deve prevedere quantomeno una calibrazione di guadagno, cioè la determinazione dei quattro coefficienti fuori dal segno di [ ]. Per ottenere ciò si dovrà usare l'iniezione del solito diodo di rumore (total power) e uno "spot" osservativo su una sorgente di polarizzazione nota (per  $Q_{mis}$  e  $U_{mis}$ ). Ne consegue inoltre che occorrerà sfruttare la classica tecnica di on-off per eliminare l'influenza sulla misura di tutto ciò che non è sorgente (atmosfera, effetti di elevazione, offset non nulli all'uscita del polarimetro). In questo modo le (3.11) possono essere espresse in Jy o in kelvin.

Il software del polarimetro, a cui per approfondimenti si rimanda ai documenti [7] e [8], è diviso in due parti. La prima consente di lanciare una o più schedule a tempo ed acquisire i dati del polarimetro: questa parte del programma prevede l'interfacciamento con il Field System per puntare la antenna, inserire/disinserire la marca di calibrazione ecc. L'interfaccia utente si presenta nel modo seguente



c:\polar\rel\l286itf.bmp

Mentre durante la acquisizione l'interfaccia utente è del tipo



c:\polar\rel\exes1.bmp

Una volta ottenuto il file dei quattro numeri TP1mis, TP2mis, Qmis, Umis con annesse le misure di calibrazione e di on/off un software di post elaborazione estrae da esso i quattro parametri di Stokes e, contestualmente, la polarizzazione strumentale.

Questa parte di software è in ambiente IDL e calcola una elaborazione delle (3.11) che valuta I', V', Q', U' a partire dal dato grezzo TP1mis, TP2mis, Qmis, Umis, cioè calcola

$$(3.12a) (TP1mis/g_1 G_L^2 + TP2mis/g_2 G_R^2) = I'$$

$$(3.12b) (TP1mis/g_1 G_L^2 - TP2mis/g_2 G_R^2) = V'$$

$$(3.12c) 2Qmis/g_Q G_R G_L = Q'$$

$$(3.12d) 2Umis/g_U G_R G_L = U'$$

Un ulteriore considerazione da aggiungere riguarda l'angolo  $\theta$ . Per definizione (vedi la 3.5) è l'angolo del vettore polarizzazione della sorgente in osservazione. La sorgente viene vista però tramite una antenna a montatura altoazimutale che ne consente il continuo inseguimento, ovvero l'antenna "vede" la sorgente sotto un angolo  $\theta$  continuamente variabile. Tale angolo è la somma di un termine costante che contiene l'angolo di polarizzazione intrinseco dell'oggetto,  $2a$  (vedi pag. 4 e fig. 2.1.1) e un termine variabile nel tempo  $2\chi$ . L'espressione dell'angolo parallattico  $\chi$  è

$$\chi = \arctg[\cos(\text{lat})\text{sen}(\text{ha})/(\text{sen}(\text{lat})\cos(\text{dec})-\cos(\text{lat})\text{sen}(\text{dec})\cos(\text{ha}))]$$

lat= latitudine della antenna

ha= angolo orario

dec= declinazione della sorgente

Esplicitando le operazioni (3.12) le (3.11) divengono così

$$(3.13a) I' = I + P\Sigma\cos(2\chi + 2a + \sigma)$$

$$(3.13b) V' = V - P\Delta\cos(2\chi + 2a + \delta)$$

$$(3.13c) Q' = P\cos(2\chi + 2a + \gamma_q + \psi_R - \psi_L) + I\Sigma\cos(\sigma + \gamma_q + \psi_R - \psi_L) + V\Delta\cos(\delta + \gamma_q + \psi_R - \psi_L)$$

$$(3.13d) U' = P\text{sen}(2\chi + 2a + \gamma_u - \psi_R + \psi_L) - I\Sigma\text{sen}(\sigma - \gamma_u + \psi_R - \psi_L) - V\Delta\text{sen}(\delta - \gamma_u + \psi_R - \psi_L)$$

Alcune considerazioni:

- come si era preannunciato qualitativamente la polarizzazione strumentale inquina tutti e quattro i numeri di Stokes (I,V,Q,U) della sorgente
- l'osservazione di una sorgente polarizzata introduce una extra potenza su I',V' per il fatto che  $(\Sigma,\sigma)$  ed  $(\Delta,\delta)$  sono  $\neq 0$
- ancora per quest'ultimo motivo anche parte di I,V vanno ad inquinare Q,U. Nel caso ideale ci saremmo aspettati di "vedere" solo  $P\cos(2\chi + 2a)$  ed  $P\text{sen}(2\chi + 2a)$

Da ultimo diamo di seguito le relazioni scalari che derivano dalle (3.9), al fine di calcolare i D term

$$(3.14a) D_R = [(\Sigma\cos\sigma + \Delta\cos\delta)^2 + (\Sigma\text{sen}\sigma + \Delta\text{sen}\delta)^2]^{1/2}/2$$

$$(3.14b) D_L = [(\Sigma\cos\sigma - \Delta\cos\delta)^2 + (-\Sigma\text{sen}\sigma + \Delta\text{sen}\delta)^2]^{1/2}/2$$

$$(3.14c) \Phi_R = \arctg[(\Sigma\text{sen}\sigma + \Delta\text{sen}\delta)/(\Sigma\cos\sigma + \Delta\cos\delta)]$$

$$(3.14d) \Phi_L = \arctg[(-\Sigma\text{sen}\sigma + \Delta\text{sen}\delta)/(\Sigma\cos\sigma - \Delta\cos\delta)]$$

Sui dati calibrati (3.13) il software di post elaborazione fa un fit sinusoidale con variabile indipendente l'angolo parallattico, ovvero su una funzione generica  $A_1+A_2\cos(2\chi + \varphi_1)$  e  $B_1+B_2\sin(2\chi + \varphi_2)$  calcola nei quattro casi le incognite A,B, $\varphi$ .

Dalle (3.13c,d) si vede come possano essere scritte anche nel modo seguente

$$(3.15a) Q' = P\cos(2\chi + \varphi_1) + Q_0$$

$$(3.15b) U' = P\sin(2\chi + \varphi_2) + U_0$$

$$\text{con } \varphi_1 = 2a + \gamma_q + \psi_R - \psi_L$$

$$\varphi_2 = 2a + \gamma_u - \psi_R + \psi_L$$

$$Q_0 = I\Sigma\cos(\sigma + \gamma_q + \psi_R - \psi_L) + V\Delta\cos(\delta + \gamma_q + \psi_R - \psi_L)$$

$$U_0 = -I\Sigma\sin(\sigma - \gamma_u + \psi_R - \psi_L) - V\Delta\sin(\delta - \gamma_u + \psi_R - \psi_L)$$

Nel piano (Q',U') le (3.15) sono le equazioni parametriche di una circonferenza di raggio P e centro (Q<sub>0</sub>,U<sub>0</sub>). Quindi il software di post elaborazione fornisce anche questa opportunità, fare il grafico dei punti (Q',U'). Prove pratiche su sorgenti note confermano questi andamenti sia in termini delle (3.13) che in termini delle (3.15). A tal proposito si vedano i test riportati in [7] ed [8] e nel prossimo capitolo. La unica differenza risiede nell'aver aumentato considerevolmente il guadagno in continua delle uscite Q<sub>mis</sub>,U<sub>mis</sub> per poter enfatizzare adeguatamente la polarizzazione strumentale.

Dalle (3.13), (3.14), (3.15) e relative definizioni si può a questo punto tracciare lo schema di risoluzione delle incognite. Si tratta di andare su un calibratore di polarizzazione, cioè una sorgente di cui è nota la coppia (P,a). Le incognite sono

$$\Sigma, \sigma, \Delta, \delta, \gamma_q, \psi_R, \psi_L, \gamma_u$$

L'osservazione e il successivo fit dei dati fornisce

$$I, P\Sigma, V, P\Delta \text{ in kelvin}$$

$$2a + \sigma, 2a + \delta, \varphi_1, \varphi_2, \text{ in gradi}$$

$$Q_0, U_0, \text{ in counts}$$

$$\text{Quindi, noto } P \rightarrow \Sigma, \Delta$$

$$\text{noti } 2a + \sigma, 2a + \delta \rightarrow \sigma, \delta$$

$$\text{Ora noti } \Sigma, \Delta, \sigma, \delta \rightarrow D_R, D_L, \Phi_R, \Phi_L \text{ usando le (3.14)}$$

$$\text{Noti } Q_0, U_0 \rightarrow \gamma_q + \psi_R - \psi_L, -\gamma_u + \psi_R - \psi_L \text{ considerando che è senz'altro } V=0, \text{ comunque verificabile}$$

$$\text{noti } \varphi_1, \varphi_2 \rightarrow \gamma_q + \psi_R - \psi_L, \gamma_u - \psi_R + \psi_L$$

In realtà l'equazione di Q<sub>0</sub>, ed  $\varphi_1$ , non danno informazioni diverse, idem dicasi per U<sub>0</sub> e  $\varphi_2$ . Ne consegue che rimangono due equazioni da cui ricavare le due incognite  $\gamma_q + \psi_R - \psi_L$ , ed  $\gamma_u + \psi_R - \psi_L$  con termini noti  $\arccos(Q_0/I\Sigma)$ ,  $\arcsin(-U_0/I\Sigma)$ , oppure  $\varphi_1-2a$ ,  $\varphi_2-2a$ .

Le (3.13) possono anche essere scritte in forma matriciale nella seguente maniera. Innanzitutto si riscrivano così

$$(3.16a) \quad I' = I + P\Sigma[\cos(2\chi + \sigma)\cos 2a - \sin(2\chi + \sigma)\sin 2a]$$

$$(3.16b) \quad Q' = I\Sigma\cos(\sigma + \psi_1) + P[\cos(2\chi + \psi_1)\cos 2a - \sin(2\chi + \psi_1)\sin 2a] + V\Delta\cos(\delta + \psi_1)$$

$$(3.16c) \quad U' = -I\Sigma\sin(\sigma - \psi_2) + P[\sin(2\chi + \psi_2)\cos 2a + \cos(2\chi + \psi_2)\sin 2a] - V\Delta\sin(\delta - \psi_2)$$

$$(3.16d) \quad V' = -P\Delta[\cos(2\chi + \delta)\cos 2a - \sin(2\chi + \delta)\sin 2a] + V$$

$$\text{con } \psi_1 \equiv \gamma_q + \psi_R - \psi_L$$

$$\psi_2 \equiv -\gamma_u + \psi_R - \psi_L$$

e chiamando ancora con  $Q = P\cos 2a$  ed  $U = P\sin 2a$  si può scrivere

$$(3.17a) \quad I' = I + Q\Sigma\cos(2\chi + \sigma) - U\Sigma\sin(2\chi + \sigma)$$

$$(3.17b) \quad Q' = I\Sigma\cos(\sigma + \psi_1) + Q\cos(2\chi + \psi_1) - U\sin(2\chi + \psi_1) + V\Delta\cos(\delta + \psi_1)$$

$$(3.17c) \quad U' = -I\Sigma\sin(\sigma + \psi_2) + Q\sin(2\chi - \psi_2) + U\cos(2\chi - \psi_2) - V\Delta\sin(\delta + \psi_2)$$

$$(3.17d) \quad V' = -Q\Delta\cos(2\chi + \delta) - U\Delta\sin(2\chi + \delta) + V$$

La forma matriciale è utile perchè distingue coefficienti dipendenti dal tempo (ove rientra l'angolo parallattico) e indipendenti dal tempo (ove rientrano le incognite della polarizzazione strumentale). Si può dunque scrivere la relazione vettoriale tra il vettore dei parametri misurati  $S'$  e quelli veri  $S$ .

$$S'(I', Q', U', V') = T^* A^* S(I, Q, U, V)$$

$$\text{con } \begin{vmatrix} 1 & \Sigma\cos(2\chi + \sigma) & -\Sigma\sin(2\chi + \sigma) & 0 \\ \Sigma\cos(\sigma + \psi_1) & \cos(2\chi + \psi_1) & -\sin(2\chi + \psi_1) & \Delta\cos(\delta + \psi_1) \\ -\Sigma\sin(\sigma + \psi_2) & \sin(2\chi - \psi_2) & \cos(2\chi - \psi_2) & -\Delta\sin(\delta + \psi_2) \\ 0 & -\Delta\cos(2\chi + \delta) & -\Delta\sin(2\chi + \delta) & 1 \end{vmatrix} \equiv T^* A$$

$$\text{ove } \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\chi & -\sin 2\chi & 0 \\ 0 & \sin 2\chi & \cos 2\chi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \equiv A \quad (T^* A)_{ij} = \sum_k T_{ik}^* A_{kj} \quad i, j, k = 1 \dots 4$$

$$\text{ed } \begin{vmatrix} 1 & \Sigma\cos\sigma & -\Sigma\sin\sigma & 0 \\ \Sigma\cos(\sigma + \psi_1) & \cos\psi_1 & -\sin\psi_1 & \Delta\cos(\delta + \psi_1) \\ -\Sigma\sin(\sigma + \psi_2) & -\sin\psi_2 & \cos\psi_2 & -\Delta\sin(\delta + \psi_2) \\ 0 & -\Delta\cos\delta & \Delta\sin\delta & 1 \end{vmatrix} \equiv T$$

Il significato fisico dei coefficienti strumentali è lo stesso che si può anche desumere dalle (3.17). Dalla (3.17a) si vede che se  $\Sigma$  fosse nullo  $I$  non sarebbe contaminato dalla parte polarizzata, perciò  $\Sigma$  è detta **depolarizzazione**, cioè la parte polarizzata che si presenta come total power. Dalle (3.17b,c) si vede

ancora che se  $\Sigma$  fosse nullo il total power non sarebbe parzialmente trasformato in parte polarizzata, perciò  $\Sigma$  è anche detto **polarizzazione strumentale**: cioè depolarizzazione e polarizzazione spuria sono la stessa entità. Quanto la polarizzazione strumentale si distribuisca in  $Q'$  ed  $U'$  dipende da  $\psi_1, \psi_2$ , ovvero dalla differenza di fase complessiva tra i due canali di ricezione: nell'ipotesi, lecita per quanto detto sulla equalizzazione dei cammini elettrici dentro il polarimetro (cap. 2), che  $\gamma_q = -\gamma_u^1$  si ha  $\psi_1 = \psi_2 \equiv \psi$ , cioè la suddivisione tra  $Q'$  e  $U'$  dipende dalla differenza di fase tra i due rami di amplificazione del segnale (vedi la 3.8) prima di entrare nel polarimetro.

Dalle (3.17b,c,d) si vede infine che se  $\Delta$  fosse nullo la parte polarizzata circolarmente non andrebbe a inquinare la parte lineare e viceversa, perciò  $\Delta$  lo si può chiamare **polarizzazione incrociata**. Ne consegue inoltre che anche se la polarizzazione circolare  $V$  della sorgente è nulla (il che annulla il termine relativo in  $Q', U'$ ) come solitamente è, verrà comunque misurato un termine  $V'$ , dovuto però a ragioni intrinseche al sistema ricevente.

Per definizione queste grandezze si ricavano dalla matrice **T** nel seguente modo

$$\Sigma = \sqrt{T_{12}^2 + T_{13}^2} / T_{11} = \sqrt{T_{21}^2 + T_{31}^2} / T_{11}$$

$$\Delta = \sqrt{T_{42}^2 + T_{43}^2} / T_{11} = \sqrt{T_{24}^2 + T_{34}^2} / T_{11}$$

La divisione per  $T_{11}$  sta ad indicare che i due coefficienti sono percentuali del total power  $I$ .

---

<sup>1</sup> Il segno - tiene conto che il cammino elettrico di  $U$  deriva da uno sfasamento  $90^\circ$  mentre quello di  $Q$  no.

#### 4. ALCUNE OSSERVAZIONI DI TEST CON L'ANTENNA DI MEDICINA

Sono state fatte svariate osservazioni di test per verificare la corrispondenza di quanto previsto matematicamente nel modello presentato nel capitolo precedente.

Tali test sono stati effettuati a 5GHz inserendo in ingresso al polarimetro anche un filtro IF largo 80MHz per eliminare una fastidiosa interferenza in banda.

Le sorgenti usate sono i noti calibratori in polarizzazione 3c286 e 3c84 come sorgente nota essere non polarizzata. E' stata inoltre osservata 3c138 che si sa essere polarizzata ma variabile.

I test sono stati ripetuti più volte facendo via via variazioni al guadagno in continua del polarimetro per raggiungere la sensibilità necessaria, ovvero per aumentare il fattore counts/Jy. Questo non solo per poter apprezzare pochi mJy di parte polarizzata di sorgenti deboli ma anche per poter amplificare l'effetto della polarizzazione strumentale, teoricamente anch'esso piccolo, si da quantificarlo.

I risultati ultimi sono evidenziati nei seguenti grafici e si riferiscono ai test effettuati tra Novembre e Dicembre 1997. Altri test, precedenti a questi, sono consultabili in [7] al capitolo 5.

Nelle figg. da 4.1 a 4.5 vengono mostrati i risultati di postprocessing per quanto riguarda la sorgente 3c286, che è un calibratore di polarizzazione. Il grafico e il fit sovrapposto conferma ciò che ci si poteva aspettare dal modello matematico spiegato al capitolo 3, ovvero I sostanzialmente costante con l'angolo parallattico e pari alla temperatura d'antenna, V sostanzialmente nullo, Q ed U con andamento sinusoidale. La 3c286 è stata osservata per diverse ore, sia in ascesa sul cielo che nel suo declinare; l'intervallo di angolo parallattico coperto è pari a  $[-50^\circ, 50^\circ]$ . In fig. 4.5 è poi riportato il cosiddetto cerchio di polarizzazione, ovvero la composizione delle curve Q ed U. Se il sistema funziona correttamente dovremmo aspettarci come risultato un cerchio il cui raggio rappresenta il modulo del vettore di polarizzazione mentre il vettore congiungente il centro del cerchio con l'origine degli assi rappresenta la polarizzazione strumentale: se fosse nulla il centro del cerchio di polarizzazione coinciderebbe con la coppia (0,0).

Nel caso la sorgente osservata fosse totalmente non polarizzata, come ad esempio 3c84, il cerchio di polarizzazione degenererebbe in una "nube" di punti con baricentro pari al valore di polarizzazione strumentale. In effetti, come si vede dalla fig. 4.11, così accade.

La fig. 4.5 consente anche di calibrare in kelvin la parte polarizzata, infatti è noto che 3c286 ha, a 5 GHz, un flusso totale di 7.48Jy ed una percentuale di polarizzazione del 11.5 %, ovvero 0.823Jy. Ciò significa allora che 0.823Jy corrispondono a 1100 conteggi del convertitore A/D. Questo fattore può essere usato per valutare la parte polarizzata di 3c138, una sorgente polarizzata ma variabile, misurata e mostrata nelle figg. da 4.6 a 4.10: il raggio è pari a 465 conteggi ovvero, da una semplice proporzione, 0.348Jy di parte polarizzata. Il total power I invece è 0.8 K, fig. 4.6, da cui, facendo la proporzione con I di 3c286, fig. 4.1, risulta un flusso totale di 3.99Jy. Pertanto la percentuale di polarizzazione di 3c138 è pari al 8.7 %.

Sempre dalla fig. 4.5 si evince che la risoluzione del polarimetro, per quanto riguarda la parte polarizzata, è pari a 0.75mJy/count. L'accuratezza del convertitore A/D è data al 14esimo bit e quindi riportata in Jy vale  $0.75 \cdot 4 = 3\text{mJy}$ . Naturalmente questo non vuol dire che le misure di parte polarizzata hanno un errore di 3mJy, per ottenere ciò occorrerebbe calcolare la deviazione standard del raggio del cerchio di polarizzazione. Una stima "ad occhio" del rumore gaussiano di fig. 4.5 porterebbe a valutare l'rms in circa 15mJy.

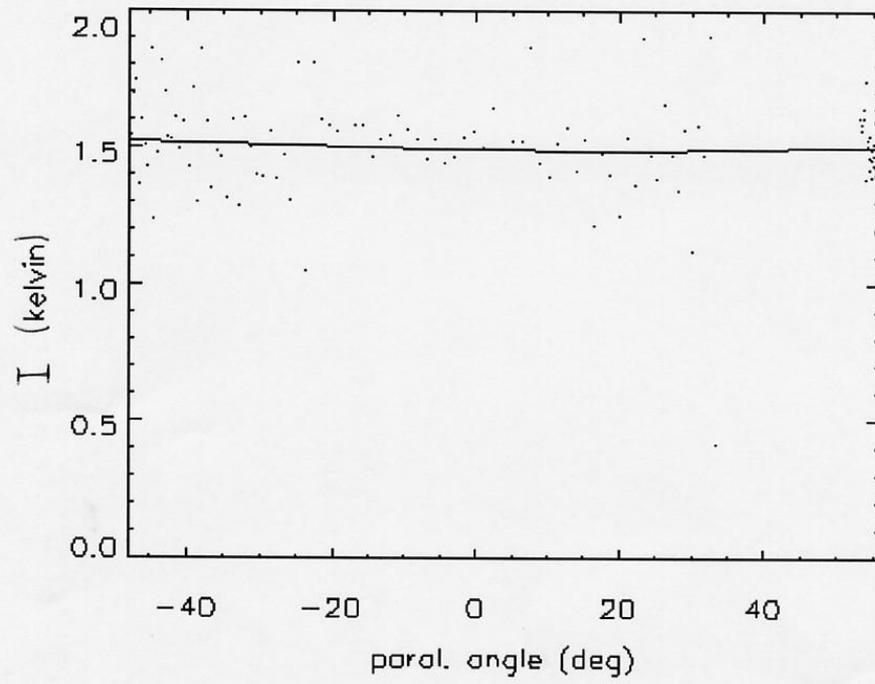


Fig. 4.1

3c176300I.ps

fig. 4.1

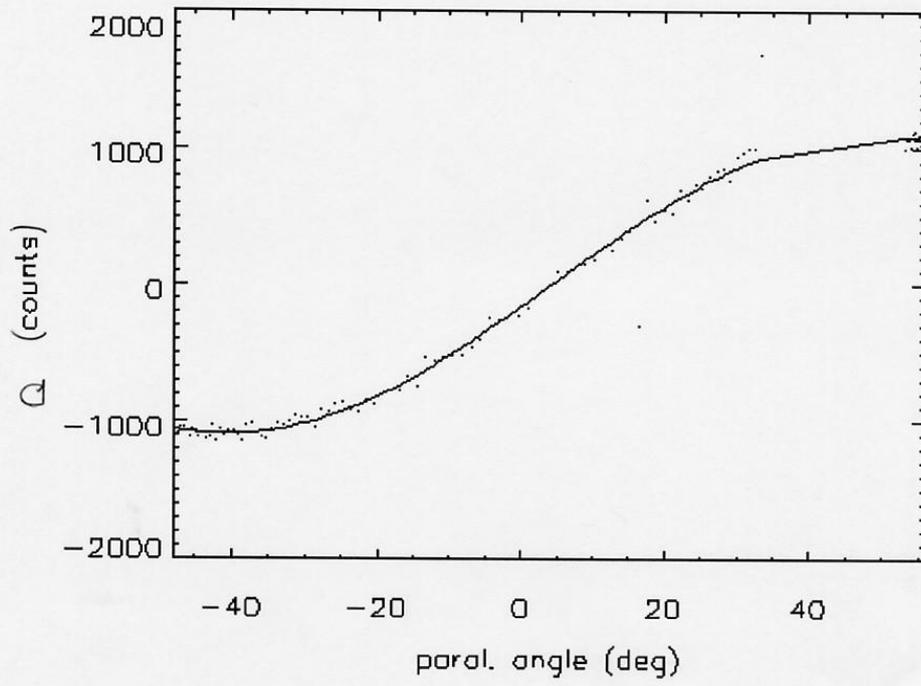


Fig. 4.2

3.286300a.ps

fig. 4.2

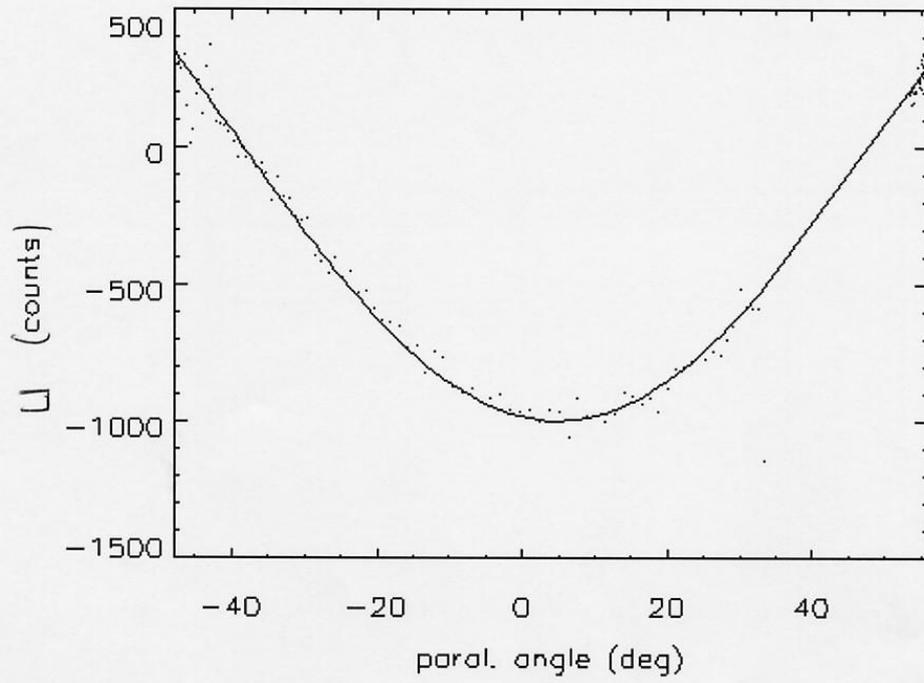


Fig. 4.3

302863000.ps

fig.4.3

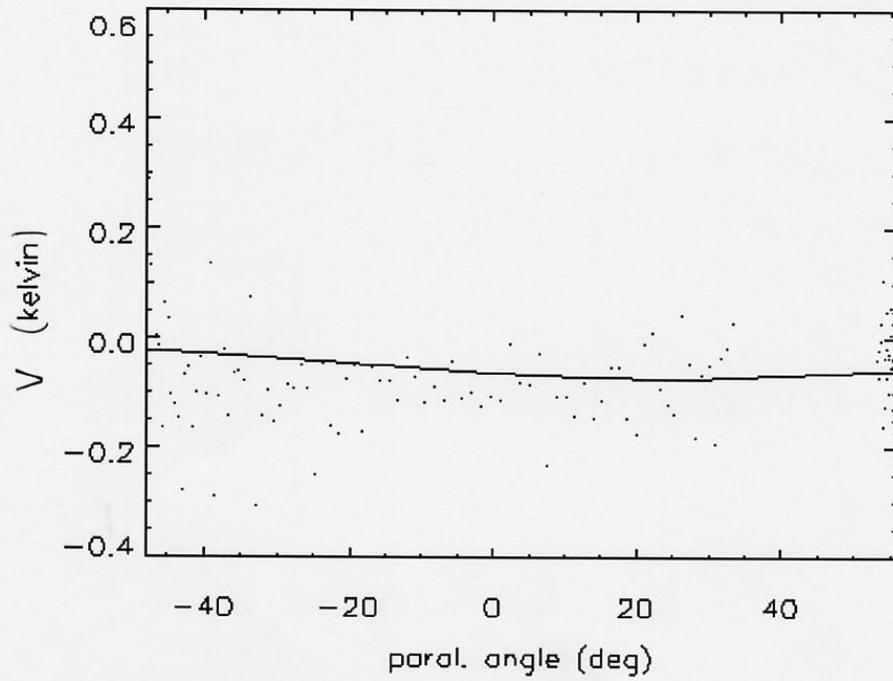


Fig. 4.6

36286300V.ps

fig. 4.4

Raggio = 1100 counts  
Centro = (-30, 260) counts

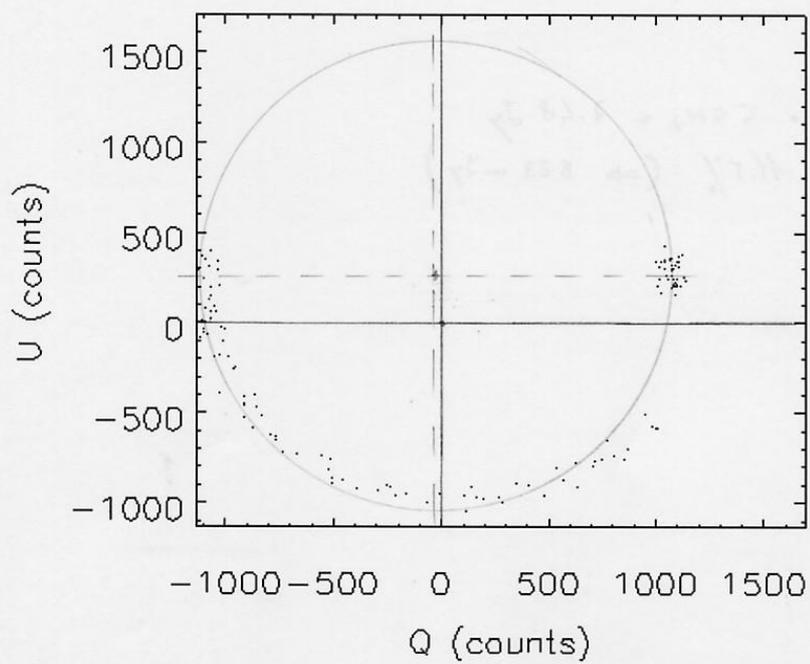


Fig. 4.5

3c284300cle.ps

fig. 4.5

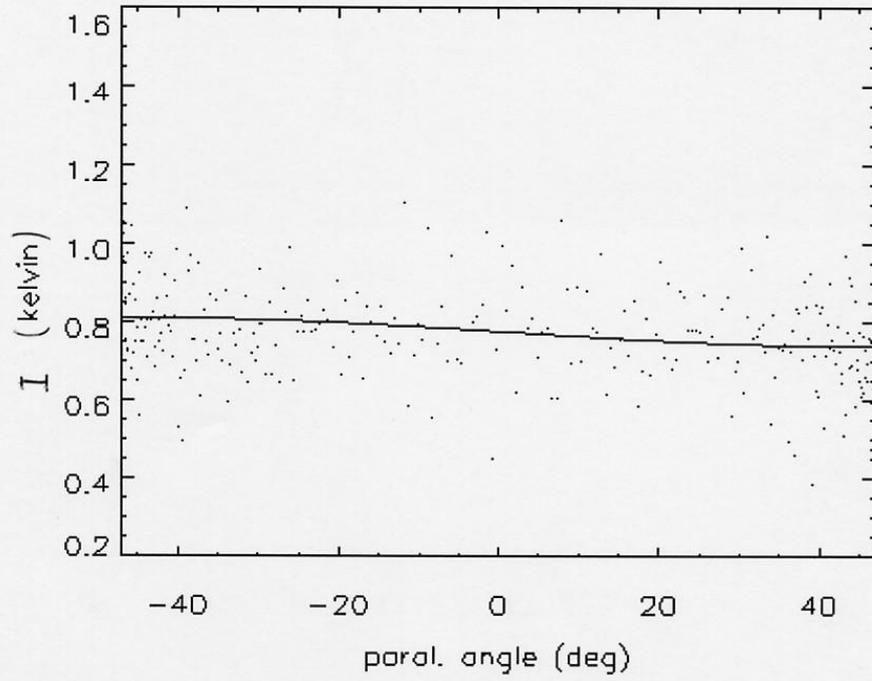


Fig. 4.6

3c138302I.ps

fig.4.6

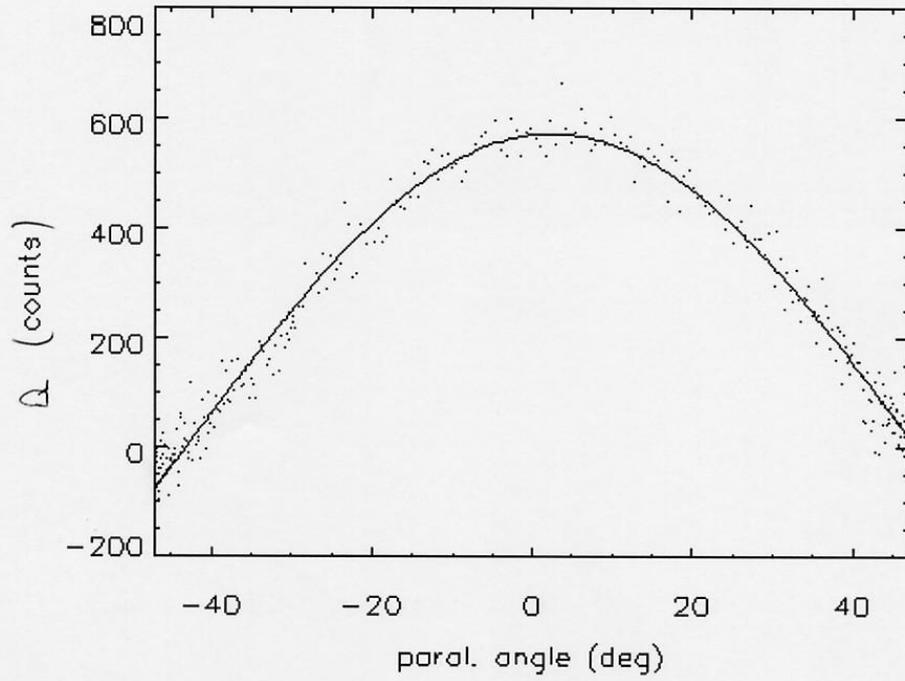


Fig. 4.7

3c138308a.ps

fig. 4.7

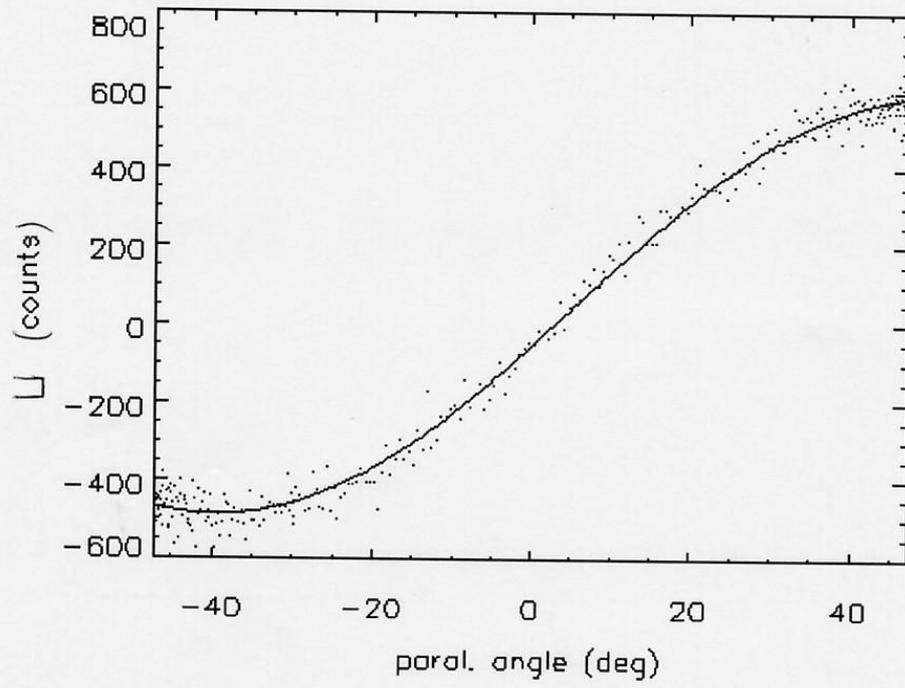


Fig. 4.8

3c132308V.ps

fig. 4.8

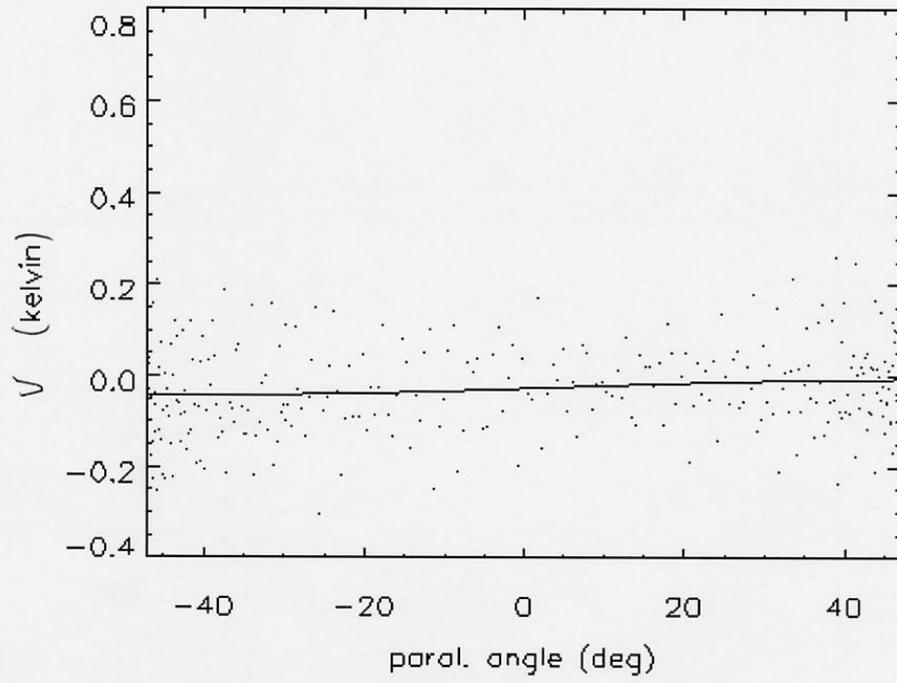


Fig. 4.9

20138308V.ps

fig.4.9

Raggio = 465 counts  
Centro = (100, 50) counts

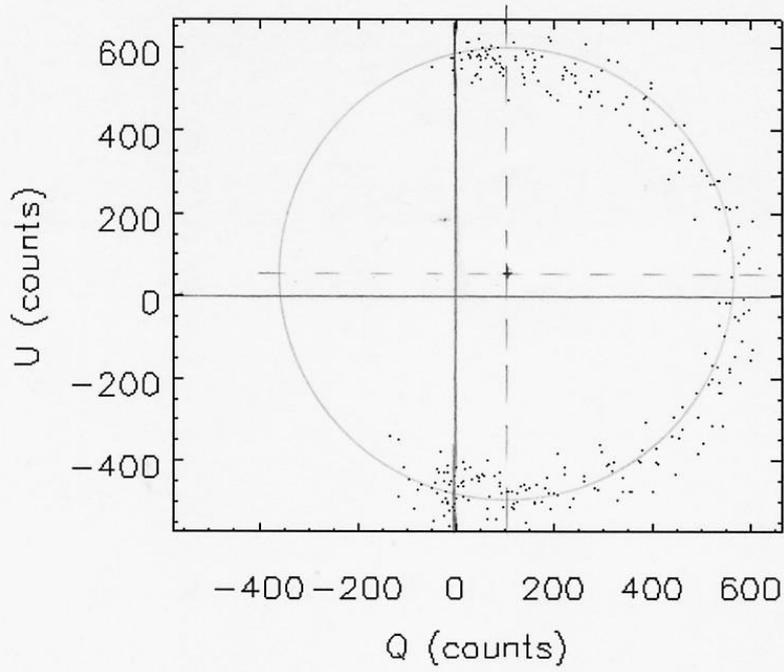


Fig. 4.10

32138308.cle.ps

fig.4.10

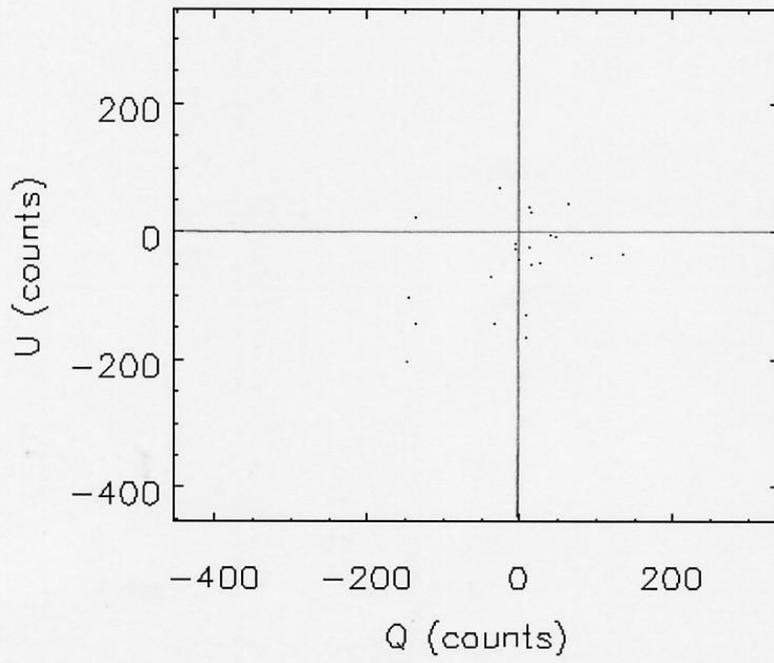


Fig. 4.11

3c84cle.ps

fig.4.11

## 5. RIFERIMENTI

- [1] Kraus  
“Radioastronomy”
- [2] Rohlfs  
“Tools of Radioastronomy”
- [3] D.H Roberts, J.F.C. Wardle, L.F. Brown  
“Linear polarization radio imaging at milliarcsecond resolution”  
The Astrophysical Journal 427, 718-744, 1994 June 1
- [4] R.G. Conway, P.P. Kronberg  
“Interferometric measurement of polarization distributions in radio sources”  
Mon. Not. R. astr. Soc. (1969) 142, 11-32
- [5] M.M. McKinnon  
“Point source polarization calibration of a phased array”  
Astronomy and Astrophysics, 260, 533-542, 1992
- [6] Z. Turlo, T. Forkert, W Sieber, W. Wilson  
“Calibration of the instrumental polarization of radio telescopes”  
Astronomy and Astrophysics, 142, 181-188, 1985
- [7] T. Dal Pozzo  
“Software di gestione ed elaborazione dati per osservazioni polarimetriche con l’antenna parabolica della stazione radioastronomica di Medicina”  
Tesi di laurea, Relatore Prof. E. Gandolfi, Correlatore A. Orfei, Università di Bologna Scienze Mat. Fis. e Nat., Ottobre 1997
- [8] A. Orfei, T. Dal Pozzo  
“Manuale d’uso per osservazioni polarimetriche con l’antenna di Medicina”  
Rapporto Interno IRA 238/97

## ALLEGATO 1

19-0009, Rev. 1, 7/92

**EV KIT MANUAL  
FOLLOWS DATA SHEET**

**MAXIM**

**±18-Bit ADC with Serial Interface**

**MAX132**

**General Description**

The MAX132 is a CMOS, 18-bit plus sign, serial-output, analog-to-digital converter (ADC). Multi-slope integration provides high-resolution conversions in less time than standard integrating ADCs, allowing operation up to 100 conversions per second. Low conversion noise provides guaranteed operation with ±512mV full-scale input range (2µV/LSB). A simple 4-wire serial interface connects easily to all common microprocessors, and two's-complement output coding simplifies bipolar measurements. Typical supply current is only 60µA and is reduced to 1µA in sleep mode. Four serially programmed digital outputs can be used to control an external multiplexer or programmable-gain amplifier. The MAX132 comes in 24-pin narrow DIP and wide SO packages, and is available in commercial and extended temperature grades.

High resolution, compact size, and low power make this device ideal for data loggers, weigh scales, data-acquisition systems, and panel meters.

**Applications**

- Remote Data Acquisition
- Battery-Powered Instruments
- Industrial Process Control
- Transducer-Signal Measurement
- Pressure, Flow, Temperature, Voltage, Current, Resistance, Weight

**Features**

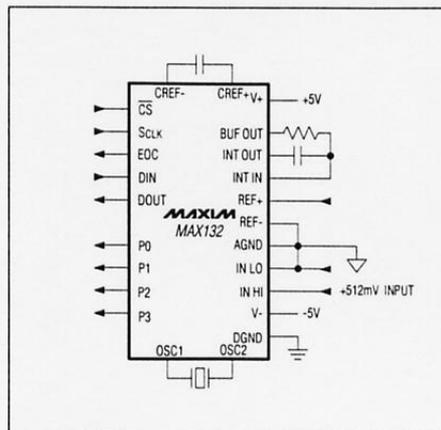
- ◆ Low Supply Current  
60µA (Normal Operation)  
1µA (Sleep-Mode Operation)
- ◆ ±0.006% FSR Accuracy at 16 Conv/Sec
- ◆ Low Noise: 15µVRMS
- ◆ Serial I/O Interface with Programmed Output for Mux and PGA
- ◆ Performs up to 100 Conv/Sec
- ◆ ±10pA Input Current
- ◆ 50Hz/60Hz Rejection

**Ordering Information**

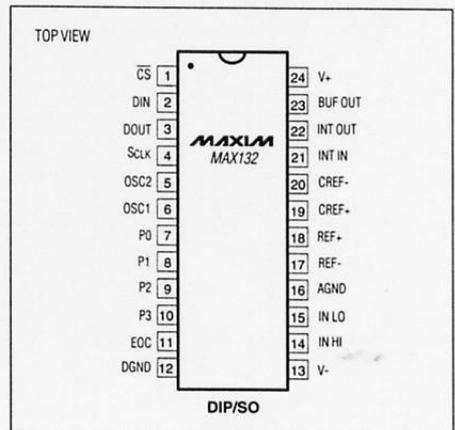
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX132CNG	0°C to +70°C	24 Narrow Plastic DIP
MAX132CWG	0°C to +70°C	24 Wide SO
MAX132C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX132ENG	-40°C to +85°C	24 Narrow Plastic DIP
MAX132EWG	-40°C to +85°C	24 Wide SO
MAX132MRG	-55°C to +125°C	24 CERDIP**

\* Contact factory for dice specifications.  
\*\* Contact factory for availability and processing to MIL-STD-883.

**Functional Diagram**



**Pin Configuration**



**MAXIM**

Maxim Integrated Products 1

**Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.**

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
V+ to DGND	-0.3V < V+ < +6.0V
V- to DGND	+0.3V < V- < -9.0V
V+ to V-	+15V
Analog Input Voltage (any input)	V+ to V-
Digital Input Voltage	(DGND - 0.3V) to (V+ + 0.3V)
Continuous Power Dissipation	
Narrow Plastic DIP (derate 8.70mW/°C above +70°C)	478mW
Wide SO (derate 11.76mW/°C above +70°C)	647mW

### Operating Temperature Ranges:

MAX132C	0°C to +70°C
MAX132E	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 5V, V- = -5V, DGND = AGND = IN LO = REF LO = 0V, REF HI = 545mV, RINT = 602kΩ, CINT = 0.0047μF, CREF = 0.1μF, fCLK = 32.768Hz, 60Hz mode, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>ACCURACY</b>					
Resolution				±18	Bits
Zero Error	VIN HI = 0V	TA = +25°C	0	±0.0076	% of FSR
		TA = TMIN to TMAX		±0.0168	
Integral Nonlinearity	(Notes 1, 2)	TA = +25°C	±0.0015	±0.006	% of FSR
Rollover Error	(Note 3)	TA = +25°C	0	±0.010	% of FSR
		TA = TMIN to TMAX		±0.032	
Input Voltage Range	IN HI to IN LO, for specified accuracy			±512	mV
	See Typical Operating Characteristics			±2	V
Leakage Current	IN HI, IN LO	TA = +25°C	±2	±10	pA
		TA = TMIN to TMAX	±12	±250	
Common-Mode Rejection Ratio	IN HI = IN LO	VCM = ±500mV	±0.009	±0.032	% of FSR
		VCM = ±3.0V	±0.25	±0.50	
Common-Mode Range	IN HI = IN LO			±3.0	V
Read-Zero 50Hz/60Hz Range				±3.1	% of FSR
RMS Noise	TA = +25°C		15		μV
Zero-Reading Drift	(Note 2)		±0.15	±1.5	ppm/°C
Scale Factor Temp. Coefficient	(Note 2)			±5	ppm/°C
<b>POWER REQUIREMENTS</b>					
Positive Supply Voltage		4.5		5.5	V
Negative Supply Voltage		-5.5		-4.5	V
Positive Supply Rejection	VIN HI = 400mV, V- = -5.0V, 4.5V ≤ V+ ≤ 5.5V	TA = +25°C	±0.003	±0.0061	% of FSR
		TA = TMIN to TMAX	±0.003	±0.0168	
Negative Supply Rejection	VIN HI = 400mV, V+ = 5.0V, -5.5V ≤ V- ≤ -4.5V	TA = +25°C	±0.003	±0.0061	% of FSR
		TA = TMIN to TMAX	±0.003	±0.0168	
Positive Supply Current	Digital input = 0V or V+		60	125	μA
Negative Supply Current	Digital input = 0V or V+		-35	-65	μA
Digital Ground Supply Current	Digital input = 0V or V+		-25	-60	μA
Positive Sleep-Mode Current	Digital input = 0V or V+		1	10	μA
Negative Sleep-Mode Current	Digital input = 0V or V+		-1	-10	μA

### ELECTRIC

(V+ = 5V, V- = -5V, fCLK = 32.768Hz)

PAR
DIGITAL SI
Output High
Output Low
Input High
Input Low
Input Current
Input Capacitance

### INTERFA

(Test Circuit)

F
CS Lead Time
CS Lag Time
SCLK High Time
SCLK Low Time
CS High Pulse Width
DIN to SCLK Setup Time
DIN to SCLK Hold Time
DOUT Access Time
Data Valid Time
DOUT Disable Time
Delay to Power-On
Delay to Power-Off

Note 1: Maximum

Note 2: Guaranteed

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

MAX132

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 5V, V- = -5V, DGND = AGND = IN LO = REF LO = 0V, REF HI = 545mV, RINT = 602kΩ, CINT = 0.0047μF, CREF = 0.1μF, fCLK = 32,768Hz, 60Hz mode, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>DIGITAL SECTION</b>						
Output High	VOH	DOUT, IOUT = -1mA	3.5	4.3		V
		DOUT, IOUT = -100μA	4.0	4.5		
		EOC, P0-P3, IOUT = -100μA	4.0	4.7		
Output Low	VOL	DOUT, IOUT = 1.6mA		0.1	0.4	V
		EOC, P0-P3, IOUT = 100μA		0.1	0.4	
Input High	VIH	Referred to DGND, 4.5V ≤ V+ ≤ 5.5V, CS, DIN, SCLK	2.4			V
Input Low	VIL	Referred to DGND, 4.5V ≤ V+ ≤ 5.5V, CS, DIN, SCLK			0.8	V
Input Current	IIN	CS, DIN, SCLK, and DOUT when three-stated		±10	±500	nA
Input Capacitance	CIN	CS, DIN, SCLK, and DOUT when three-stated			5	pF

### INTERFACE TIMING

(Test Circuit of Figure 1, Figure 2, V+ = 5V, V- = -5V, DGND = AGND = 0V, TA = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CS Lead Time	t1		500			ns
CS Lag Time	t2		400			ns
SCLK High Time	t3		400			ns
SCLK Low Time	t4		300			ns
CS High Pulse Width	t5		1			μs
DIN to SCLK Setup Time	t6		0			ns
DIN to SCLK Hold Time	t7		200			ns
DOUT Access Time from Three-State	t8	See Figure 3			320	ns
Data Valid	t9				60	ns
DOUT Disable Time to Three-State	t10	See Figure 4			320	ns
Delay to P0-P3 High	t11			230	350	ns
Delay to P0-P3 Low	t12			230	350	ns

**Note 1:** Maximum deviation from best straight-line fit.

**Note 2:** Guaranteed by design, not tested.

0°C to +70°C  
40°C to +85°C  
5°C to +160°C  
..... +300°C

ly, and functional  
ed. Exposure to

REF = 0.1μF,

UNITS
Bits
% of FSR
% of FSR
% of FSR
mV
V
pA
% of FSR
V
% of FSR
μV
ppm/°C
ppm/°C
V
V
% of FSR
% of FSR
μA

MAXIM

MAXIM

**±18-Bit ADC with Serial Interface**

**Typical Operating Characteristics**

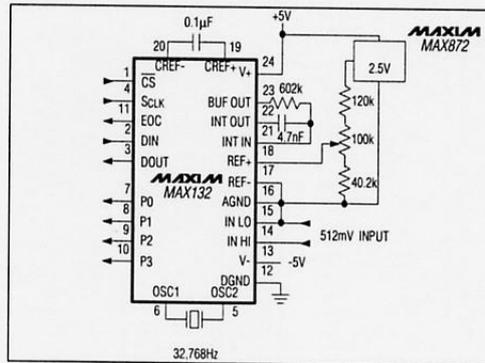
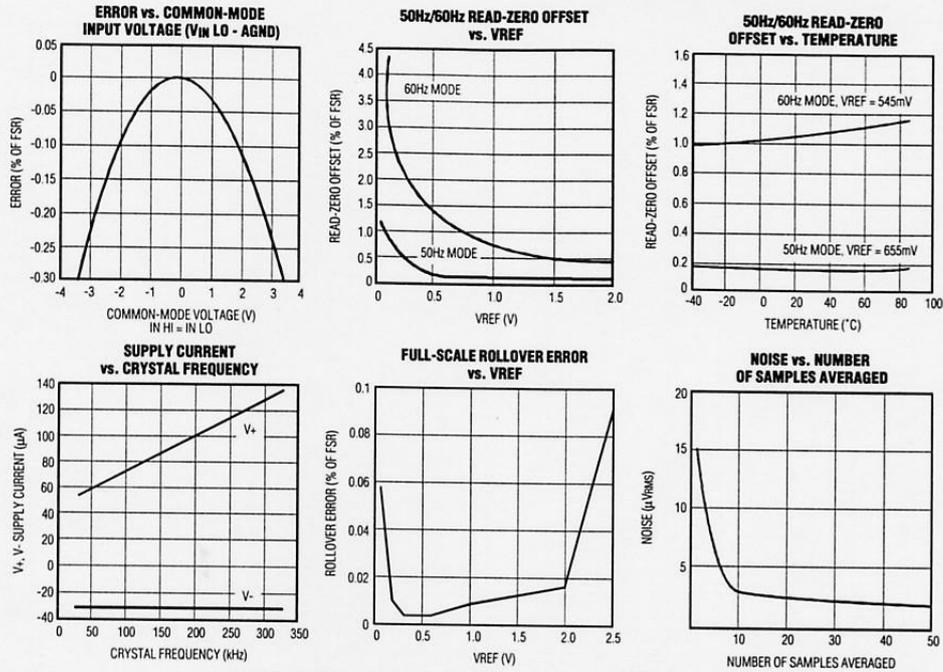


Figure 1. Test and Typical Application Circuit



Figure 2. S

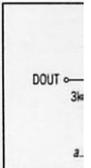


Figure 3. L\*

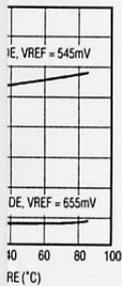
PIN
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11

# ±18-Bit ADC with Serial Interface

MAX132

## Characteristics

### AD-ZERO TEMPERATURE



### NUMBER AVERAGED

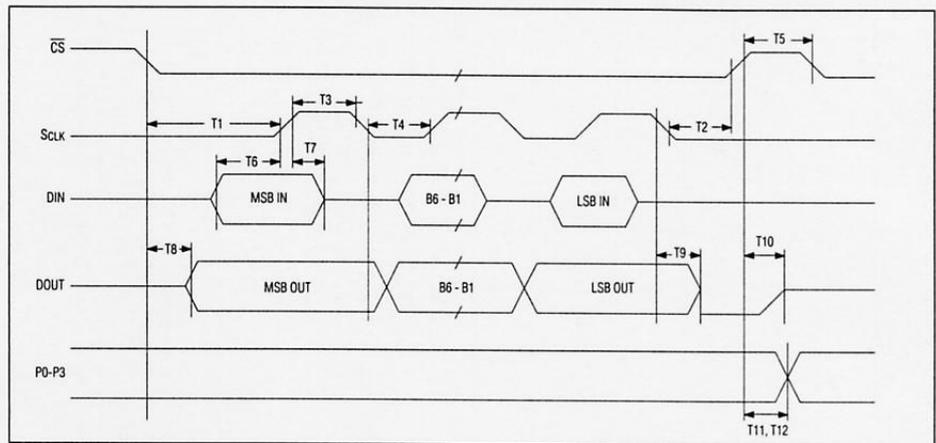
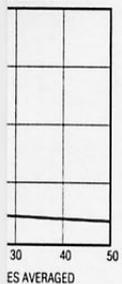


Figure 2. Serial-Mode Timing

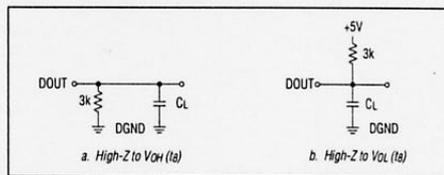


Figure 3. Load Circuits for Access Time

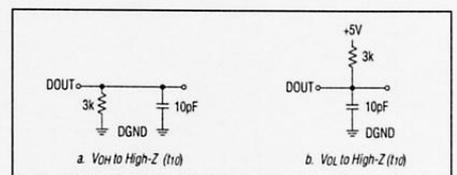


Figure 4. Load Circuits for Disable Time to Three-State

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	$\overline{\text{CS}}$	CHIP SELECT Input has 3 functions: 1) When low, selects IC for communication; 2) on rising edge, loads input shift register data into one of the command registers; 3) on falling edge, loads data from one of the output registers into the output shift register.
2	DIN	Serial Data In, D7 first bit in.
3	DOUT	Serial Data Out, D7 first bit out. $\overline{\text{CS}}$ controls the three-state output condition.
4	SCLK	Serial Clock Input. On SCLK's rising edge, data is shifted into the internal shift register through DIN. On SCLK's falling edge, data is clocked out of DOUT.
5	OSC2	Oscillator Output 2 is normally connected to a 32,768Hz crystal. No connection with external clock.
6	OSC1	Oscillator Input 1 is normally connected to a 32,768Hz crystal, or may be connected to an external clock.
7	P0	User-programmable output bit 0 - programmed through the serial port
8	P1	User-programmable output bit 1 - programmed through the serial port
9	P2	User-programmable output bit 2 - programmed through the serial port
10	P3	User-programmable output bit 3 - programmed through the serial port
11	EOC	End of Conversion Output goes high at end of conversion.

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

## Pin Description (continued)

PIN	NAME	FUNCTION
12	DGND	Digital Ground - power-supply return
13	V-	Negative Supply, nominally -5V
14	IN HI	Positive Analog Input
15	IN LO	Negative Analog Input
16	AGND	Analog Ground
17	REF-	Negative Reference Input
18	REF+	Positive Reference Input
19	CREF+	Positive Reference Capacitor connection
20	CREF-	Negative Reference Capacitor connection
21	INT IN	Integrator Input
22	INT OUT	Integrator Output. To minimize noise, this pin should drive the capacitor's outside foil (negative end).
23	BUF OUT	Buffer-Amplifier Output drives the integrator resistor.
24	V+	Positive Supply, nominally +5V

## Functional Description

The MAX132 integrates the input voltage for a fixed period of time, then deintegrates a known reference voltage and measures the time required to reach zero. Good line rejection is achieved by setting the (input) integration time equal to one 50Hz or 60Hz period. The MAX132 has a 50Hz/60Hz mode selection bit that sets the integration time to 655/545 clock periods, respectively, so that 50Hz/60Hz rejection is obtained with a 32,768Hz crystal. The MAX132 is tested and guaranteed at a 16 conv/sec throughput rate. Figure 1 shows the basic MAX132 application circuit, with component values selected for 16 conv/sec.

For applications that don't require 50Hz/60Hz rejection, the MAX132 will operate up to 100 conv/sec at reduced accuracy (typically 0.012% FSR nonlinearity, or ±13 bits). In these applications, the 50Hz mode is recommended because of its longer (655 count) integration time. See *Increased Speed* section.

Analog Design Procedure  
Input Voltage Range

The differential input voltage is applied across pins 14 and 15 (IN HI, IN LO). Performance is tested and guaranteed at ±512mV full scale, corresponding to a 2μV/LSB resolution at 18 bits. In general:

$$\text{Resolution [Volts/LSB]} = V_{IN}(\text{FS}) / 262,144$$

For larger differential input ranges, consult the *Typical Operating Characteristics* section. Also note in that section how accuracy depends on common-mode input

voltage (common-mode is defined here as  $V_{IN LO} - \text{AGND}$ ). The input voltage at IN HI and IN LO should not come within 2V of either the positive or negative supply.

## Reference Voltage Selection

Choose the reference voltage based on the input voltage range and the mode (50Hz/60Hz):

$$60\text{Hz Mode: } V_{REF} = \frac{(545 \text{ counts}) (512) (V_{IN}(\text{FS}))}{262,144}$$

or

$$50\text{Hz Mode: } V_{REF} = \frac{(655 \text{ counts}) (512) (V_{IN}(\text{FS}))}{262,144}$$

For 512mV full scale, a 545mV reference voltage is used for the 60Hz mode and a 655mV reference voltage is used for 50Hz mode. The MAX872 is a 10μA supply-current, 2.50V reference that is ideally suited for MAX132 operation. Figure 7 shows how 2.50V can be divided to obtain the desired reference voltage. The reference input accepts voltages anywhere within the converter's power-supply voltage range; however, for best performance, neither REF+ nor REF- should come within 2V of the supplies.

## Crystal Frequency

The crystal frequency sets the conversion rate. Use a 32,768Hz crystal frequency for applications that re-

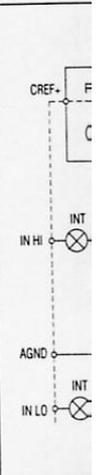


Figure 5. App

quire 50Hz  
16 conv/sec  
reject both  
tegrates for  
and 60Hz m  
for a single  
16.67ms for

Figure 6 sh  
with extern

Refer to th  
higher conv  
Manufactur  
Seiko Instr  
Micro Cryst

The MAX1:  
capacitor (C  
All MAX132  
frequency,  
integrator c



## ±18-Bit ADC with Serial Interface

The integrator capacitor's dielectric absorption directly affects integral nonlinearity. High-quality, metal-film capacitors are recommended in the following order of preference: polypropylene, polystyrene, polycarbonate, and polyester (Mylar). The polyester capacitor will generate some integral nonlinearity.

### Reference Capacitor

The reference capacitor value must be small enough to fully charge from a discharged state on power-up in the desired time, and large enough so the charge does not droop excessively during a conversion. The reference capacitor is normally 0.1µF for all oscillator frequencies. For applications that require a physically smaller capacitor, the equation below will maintain CREF proportionality.

$$C_{REF} = \frac{0.0033}{f_{osc}}$$

The reference capacitor must have low leakage, since it stores the reference voltage while floating during the deintegrate phase. Any leakage or charge loss during this phase changes the scale factor, and will cause an error. Appropriate metal-film capacitors recommended for their low-leakage characteristics (in this order) are polypropylene, polystyrene, polycarbonate, and polyester. At temperatures above +85°C, capacitor leakage may affect accuracy. In such cases, increasing the value of CREF will help.

The main source of rollover voltage error is common-mode voltage, which is caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacitance. A positive signal with a large common-mode voltage can cause the reference capacitor to gain charge (increase voltage). In contrast, the reference capacitor will lose charge (decrease voltage) when deintegrating a negative input signal. Rollover error is a direct result of the difference in reference to

positive or negative input voltages. Use an optimum reference capacitor to hold rollover error under one-half count for worst-case conditions. A common-mode voltage near or at AGND minimizes rollover error caused by these sources.

### Digital Interface

Serial data at DIN is sent in 8-bit packets and is shifted into the internal 8-bit shift register with each rising edge of SCLK. The data is then latched into either command input register 0 or command input register 1, as determined by the LSB of the data sent, and is latched on the rising edge of CHIP SELECT (CS). Data is clocked out of the selected output register on each falling edge of SCLK. D7(MSB) must be the first data bit to be shifted in and is the first bit to be shifted out.

Because data is shifted out at the same time command data is shifted in, command data must be clocked in on the previous 8-bit read-write cycle to receive conversion data in the present cycle.

Since there is no internal power-on reset, initialize the MAX132 immediately after power-up to insure correct operation.

Table 1 defines each bit of five registers: the two command input registers, output register 0, output register 1, and the status output register.

### Command Input Register 0

#### Register-Set Bits

Data bits D1 and D2 of command register 0 (RS1 and RS0) determine the data to be read on the data bus. These bits select which register outputs data to the bus. Table 2 defines the bit values that determine which register is read on the next cycle (see Figure 8).

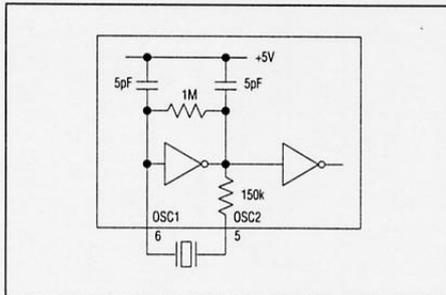


Figure 6. MAX132 Internal Oscillator Drive Circuitry

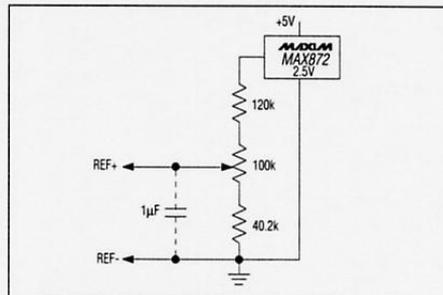


Figure 7. Dividing MAX872 to Generate the MAX132's Reference Voltage

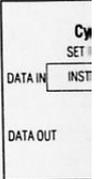


Figure 8. Internal Register Structure

The read-command to 1, interrupt command Subtract the increment ends. If the measures a start bit, periodically at reference are changed. Averaging the most a

When the command

Table 1.

Register	Bit
Command Register	RS1
Command Register	RS0
Output Register	RS1 = 0,
Output Register	RS1 = 0,
Output Register	RS1 = 1,

\*NOTE: F

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

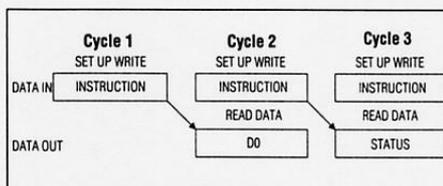


Figure 8. Instruction and Data Sequencing

### Read-Zero Bit

The read-zero bit allows the ADC to calibrate on command for zero offset. The read-zero bit, when set to 1, internally shorts the inputs; when a start-conversion command is given, the zero error is converted. Subtract the results from the standard external measurement conversion when the read-zero conversion ends. If the read-zero bit is set to 0, the converter measures the voltage between IN HI and IN LO once a start bit is given. Take a new zero reading periodically and whenever the ambient temperature, the reference voltage, or the common-mode input voltage are changed.

Averaging multiple read-zero measurements provides the most accurate read-zero value.

### Sleep Bit

When the sleep bit is set to 1, and 1 is written to D5 in command input register 0, the low-power sleep mode

starts when EOC = 1. In sleep mode, the supply current is typically 1mA, the oscillator shuts down, and data can be read. When sleep mode is released, the analog circuitry needs time to stabilize before the next conversion starts. Accomplish this by writing a separate instruction to emerge from sleep mode, and wait at least one conversion cycle before writing a start instruction.

### 50Hz/60Hz

With a 32,768Hz crystal, the 50Hz/60Hz bit sets the integrate period equal to one line cycle for 50Hz/60Hz environments. When D6 (in command input register 0) is set to 0, the integrate count is an integer multiple of 60Hz (32,768Hz/60Hz = 546 counts). When D6 is set to 1, the integrate input count is an integer multiple of 50Hz (32,768Hz/50Hz = 655 counts). Achieve the greatest AC rejection by adjusting the integration period for 50Hz or 60Hz.

### Start Conversion Bit

The start conversion bit (D7) in command input register 0 initiates a conversion when set to 1. The MAX132

Table 2. Register Set-Bit Definitions

RS0	RS1	DEFINITIONS
0	0	Selects register 0; output for data bits B3-B10
1	0	Selects register 1; output for data bits B11-B18
0	1	Selects register 2; output for status bits B0-B2, polarity, sleep, integrating, EOC and collision bit
1	1	Invalid data

Table 1. Register Map of Input and Output Data

REGISTER	DATA BIT								
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
Command Input Register 0	*1*	Start Convert	50Hz	Sleep	Read Zero	Don't Care	RS0*	RS1*	0
	*0*	Returns to 0 at EOC	60Hz	Awake	Read V <sub>IN</sub>	Don't Care			
Command Input Register 1		Set P3 Output	Set P2 Output	Set P1 Output	Set P0 Output	Don't Care	Don't Care	Don't Care	1
Output Register 0 RS1 = 0, RS0 = 0		B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3
Output Register 1 RS1 = 0, RS0 = 1		B18 MSB	B17	B16	B15	B14	B13	B12	B11
Output Status Register RS1 = 1, RS0 = 0	*1*	Collision	EOC	Integrating Input	Sleep	- Polarity	B2	B1	B0 LSB
	*0*	No Collision	Converting	Not Integrating	Awake	+ Polarity			

\*NOTE: REFER TO TABLE 2.

an optimum under one-half on-mode volt- or caused by

### Interface

and is shifted on rising edge of command or 1, as determined on the clocked out of edge of SCLK. lifted in and is

me command clocked in on ve conversion

, initialize the nsure correct

the two com- puter register 1,

### Register 0

#### Register-Set Bits

or 0 (RS1 and the data bus. ata to the bus. armine which ire 8).

132's

MAX132

MAX132

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

immediately starts a conversion, stops at conversion end, and then waits for the next start-bit command. A start instruction is needed to initiate each conversion.

To initiate a continuous data stream, write a separate start command for each conversion in three ways:

1. Wait longer than a known conversion time and then write another start command.
2. Poll either the EOC status register bit or the EOC line to determine conversion end and start time for the next conversion. EOC becomes 1 at conversion end at count 0000 of the conversion counter (Figure 9).
3. Set the start bit to 1 before a conversion end. The internal conversion counter is then checked for its count. If the count is 0000 (EOC = 1), a new conversion starts and the conversion counter is set to 0001. The start bit resets to 0 after 5 clock cycles. The MAX132 will not check the start bit again until the conversion counter returns to a 0000 count. This means a start command can be given any time after 0005 internal conversion count; the next conversion starts when the counter returns to 0000.

### Command Input Register 1

#### User-Programmable Output Bits P0 to P3

Command input register 1 always has data bit D0 = 1. Data bits D4 to D7 of command register 1 control the

states of the user-programmable output pins P0 to P3, respectively (see Table 1). These four outputs can be used to control an external multiplexer, programmable-gain amplifier, or other devices.

### Output Registers

#### Register 0

Register 0 contains the low-byte (bits B3-B10) conversion data. New data is available after EOC goes high. Access register 0 by setting RS0 and RS1 to 0. Output data is the sum of system offset (read zero) plus the results of the external input voltage measurement.

#### Register 1

Register 1 contains the high-byte (bits B11-B18) data. Data is in a two's-complement format, where the polarity bit is a 1 for negative polarity data. Access register 1 by setting control bits RS0 = 1 and RS1 = 0 when writing to the command input register.

### Status Register

The B0, B1, and B2 bits are located in the status register. At the end of each conversion these bits are updated and read back from the status register. For full 18-bit resolution, use bits B0-B2. To stabilize the result of these 18 bits, use an averaging technique.

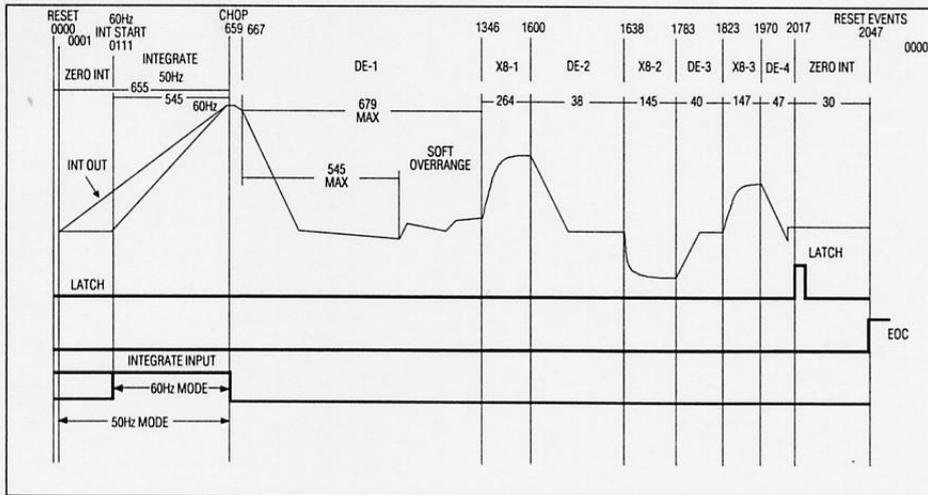


Figure 9. Conversion Timing (Negative Input Shown)

Table 3. Overview

Bits Used	Res
B18-B3	
B18-B2	
B18-B1	
B18-B0	

The integrate integration ph determine the without affecti

The end-of-c status. If EOC ADC waits in next start instr EOC become

The collision register's da collision occur edge of CS, rising edge two pulses a read, the col status, read after reading

Collisions will completed to

### Seque

A binary sequ sequencing ( occur at pre predetermine parator detec

The results c tegrate phas count direct In the first d by 512. Sin tegrates a r counter inc phase. It in third deinte deintegrate to the result

B18 is not necessary t ensure that zero readin

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

ns P0 to P3, puts can be grammable-

### Registers

#### Register 0

) conversion high. Access to data is the results of the

#### Register 1

1-B18) data. the polarity register 1 by writing to

#### Status Register

atus register. updated and 18-bit resolution these 18 bits,



Table 3. Overage Values for Resolution Used

Bits Used	Resolution Bits	Soft Overage Start Value	Hard Overage Maximum Value
B18-B3	±15	34,880	43,805
B18-B2	±16	69,760	87,610
B18-B1	±17	139,520	175,220
B18-B0	±18	279,040	350,440

The integrate (INT) bit is set to 1 at the beginning of the integration phase and becomes 0 at the end. Poll INT to determine the earliest time the input can be changed without affecting the conversion.

The end-of-conversion (EOC) bit signals conversion status. If EOC is 1, the conversion is complete and the ADC waits in zero-integrate mode at time = 0000 for the next start instruction. A conversion cycle has 2048 counts. EOC becomes 1 at count 0000 and 0 at count 0001.

The collision bit warns the microprocessor ( $\mu$ P) that the register's data was changed during the read cycle. A collision occurs if the internal result latches on the falling edge of CS, causing the collision bit to be set to 1 on the rising edge of the next CS. This occurs because these two pulses are asynchronous. Once the status register is read, the collision bit is reset to 0. To determine collision status, read the status register collision bit before and after reading output registers 0 and 1.

Collisions will not occur if a conversion's read cycle is completed before the next conversion begins.

### Sequence Counter and Results Counter

A binary sequencing counter controls the conversion phase's sequencing (or timing). In integrate phase, both start and stop occur at preset counts. The deintegration phases start at predetermined counts, but are terminated when the comparator detects zero crossing at the integrator output.

The results counter accumulates counts during all deintegrate phases. It is an up/down binary counter, with the count direction determined by the deintegration polarity. In the first deintegrate phase, the results counter counts by 512. Since the second deintegrate phase deintegrates a residual voltage multiplied by 8, the results counter increments or decrements by 64 during this phase. It increments or decrements by 8 during the third deintegrate phase, and by 1 during the fourth deintegrate phase. The results counter content transfers to the results register at each conversion end.

### Overrange Indication

B18 is not strictly an overrange bit. This 19th bit is necessary to exploit the converter's full range, and to ensure that a full 18-bit result can be achieved after a zero reading has been deducted.

The actual overrange value is a function of the number of bits of resolution used. Table 3 lists the overrange values for different resolutions.

The MAX132 has two overrange levels (Figure 9). The first level is a soft overrange that is set by the user. Overage is arbitrarily set at a value, preferably less than the 279,040 (including any zero offset) raw counts soft limit. A nonlinearity step of about 64 counts occurs at raw count 279,040 and again at 330,240 counts.

The second level is a hard overrange with a maximum value of 350,440 counts. Attempts to deintegrate values greater than this will result in a value of 350,440 counts.

### Conversion Phases

For an explanation of conversion phases, refer to Figures 5 and 9.

#### Integrate Phase

The MAX132 integrates the input signal by connecting the integrator's noninverting input to IN LO, and the buffer input to IN HI. The integration period is 545 counts for 60Hz mode and 655 counts for 50Hz mode.

#### Deintegrate Phase

The integrator capacitor's voltage polarity at the end of integrate phase determines the polarity of the first deintegration phase. The first deintegration phase ends when the comparator detects that the integration capacitor has been discharged. The MAX132 then goes into a rest phase, where both the buffer input and the integrator's noninverting input are connected to AGND, integrating the system offset.

Near the end of the maximum allowable deintegration period, the integrator capacitor voltage polarity is again sampled, resulting in either a positive or negative deintegrate cycle.

#### Rest Phase

A rest phase follows each deintegrate phase. Rest phase starts when the integrator crosses zero and ends when the maximum count for that deintegration phase has been reached.

#### First Times-Eight Phase

When the zero crossing is detected at the end of the deintegrate phase, deintegration continues until the next clock cycle. This causes the integrator to overshoot zero crossing slightly, leaving a small residual voltage on the integration capacitor. The first times-eight (X8) phase inverts and multiplies this residual by a factor of 8.

#### Second Deintegrate Phase

The second deintegrate phase deintegrates residual voltage on the integration capacitor that has been through the X8 phase. Since the voltage across the integration capacitor has been multiplied by 8, each deintegration clock cycle corresponds to 1/8 of one clock cycle during the first deintegration.

**MAX132**

## ±18-Bit ADC with Serial Interface

### Additional Times-Eight and Deintegrate Phases

At the end of the second and third deintegration phases, the device performs a X8 multiplication of the residual voltage left on the integration capacitor. After each of these X8 multiplications, a deintegration occurs, resulting in a second, third, and fourth deintegration phase. Each time the residual voltage on the integration capacitor is multiplied by 8, the following deintegration has 8 times finer resolution.

### Zero-Integrate Phase

The zero-integrate phase zeros out the integrator to prepare for the next integration (Figure 9). This phase occurs at the beginning and end of each conversion. At power-up, or in the hold mode prior to a conversion, the MAX132 continues to zero integrate until a conversion starts. When a conversion starts in 60Hz mode, another 111 clocks of zero integrate are completed before the beginning of a conversion. In 50Hz mode, only one additional zero integrate is performed before the conversion starts. An additional 20 clocks of zero integrate occur at each conversion end.

### Applications Information

#### Increased Speed

The MAX132 is tested with a 32,768Hz clock frequency, which results in 16 conv/sec. Up to 96 conv/sec may be achieved with higher clock frequencies and some changes in component values, as shown in Table 4. Operation at higher conversion rates reduces accuracy, and care must be taken to get the best results.

Although either the 50Hz or 60Hz mode can be used, complete rejection of 50Hz or 60Hz normal-mode noise at conversion rates above 16 conv/sec is impossible. Use the 50Hz mode when operating at more than 16 conv/sec, irrespective of the local line frequency. The 50Hz mode uses a slightly longer integration time than the 60Hz mode, and generally gives lower-noise performance.

Table 4 lists the crystal frequencies and integrating capacitor values for the 50Hz and 60Hz modes for various conversion rates, although the 50Hz mode is recommended for clock rates above 32,768Hz.

The raw data can be used where highest accuracy is not required, and the least significant bits can be ignored. Improvements in accuracy can be gained by averaging both the data and the zero readings, although data averaging compromises the converter's speed performance.

To maximize throughput, take zero readings only when necessary, i.e. when the common-mode voltage changes. It is not normally necessary to take a zero reading after every data reading, and an excessive number of zero readings reduces the converter's effective speed.

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

12 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**  
 © 1992 Maxim Integrated Products Printed USA  a registered trademark of Maxim Integrated Products.

### Noise Reduction

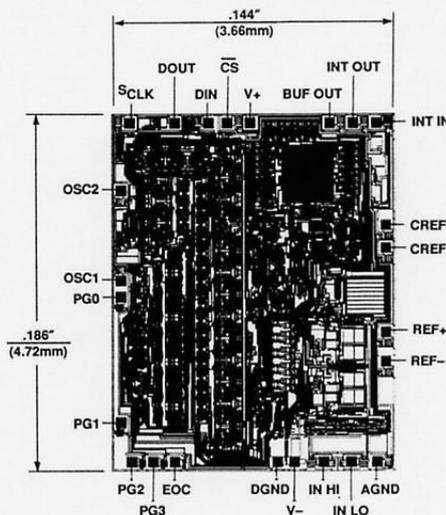
To minimize noise, each supply must be bypassed to GND with a 0.1µF capacitor. A ground plane should also be placed under the analog circuitry. To minimize the coupling effects of stray capacitance, keep digital lines as far from analog components and lines as possible. Also, connect the integrator capacitor's outside foil to the INT OUT pin to minimize stray capacitive coupling. If possible, keep the digital interface inactive while the MAX132 is converting.

**Table 4. Crystal Frequencies and Integrator Capacitors for 50Hz to 60Hz Operation**

Conv/Sec	Hz	CINT/60Hz (pF)	CINT/50Hz (pF)	R (kΩ)
16	32,768	4700	6800	602
32	65,536	2700	3300	602
48	98,304	1800	2000	602
64	131,072	1200	1500	602
80	163,840	1000	1200	602
96	196,608	820	1000	602

**NOTE:** CAPACITOR VALUES ARE FOR A 3.0V INTEGRATOR SWING.

### Chip Topography



The MAX132 assembled on a MAX132 A microprocessor and all other 8kbytes of EPROM for an additional conversion rate for breadboard operation-specific. The kit operates IBM-compatible link. Commercial EV kit board display. All included.

**MAXIM**  
**Call toll**