

Un metodo originale di misura delle
instabilità di fase a lungo termine

Ambrosini R., Caporali M., Roma M.

Rapporto Interno IRA n. 99/87

INTRODUZIONE

Nella tecnica di osservazione VLBI assume particolare importanza la possibilità di valutare in modo diretto in laboratorio le prestazioni di stabilità di fase dei singoli blocchi funzionali che acquisiscono ed elaborano il segnale radioastronomico.

Da questo punto di vista il primo dispositivo da caratterizzare è il campione atomico di frequenza a cui sono asserviti per sintesi di frequenza o moltiplicazione diretta tutti i segnali di oscillatore locale utilizzati per la conversione del segnale dalla banda di ricezione a quella video registrabile su nastro.

Per effettuare questo tipo di misure abbiamo sviluppato un sistema di misura ad hoc, gestito in modo automatico da un personal computer, tipo Apple IIe descritto al congresso PTTI meeting, tenuto a Washington D.C. nel Dicembre 86 e, per la parte teorica, nell' articolo "A simple and versatile phase comparison method can accurately measure long term noise instability", accettato per la pubblicazione, in pratica non prima del 1988, su IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Quest'ultimo viene pertanto qui allegato come "preprint" per completezza e si presuppone che esso venga letto prima del restante testo,

Per migliorare la comprensione in Italiano, all'articolo segue un breve riassunto nella nostra lingua, quindi viene descritta l'implementazione pratica della misura per i Maser ad Idrogeno EFOS4 ed EFOS5, in esercizio presso il nostro Istituto. Vengono poi illustrati i dettagli tecnici dell' hardware utilizzato e dei comandi software per l'ADIOS, l'interfaccia da noi utilizzata. Infine viene descritto un metodo di misura indipendente di tipo convenzionale che ha fornito una verifica conclusiva dell'accuratezza dei risultati ottenuti; esso utilizza il programma DOUBLE TAU per il counter HP5334A.

A SIMPLE AND VERSATILE PHASE COMPARISON METHOD
CAN ACCURATELY MEASURE LONG TERM INSTABILITY

R. Ambrosini - Istituto di Radioastronomia CNR
Innerio 46
40126 Bologna
Italy

Tlx 520634 INFNEO I
Phone +39 51 243130

M. Caporali - Dipartimento di Fisica
Universita' di Bologna
Innerio 46
40126 Bologna
Italy

ABSTRACT

Accurate long term phase noise measurements can be performed by a mixer, a personal computer and a general purpose interface. Also when absolute noise has to be characterized, it is possible to have measuring sessions virtually infinite in time, utilizing a simple discrete phase shifter, realized switching three coax cables of different lengths. Accurate phase retrieval is accomplished antitransforming the ideal sinusoidal transfer function of the mixer, while its higher spurious responses are minimized by a careful optimization of its operating parameters.

This configuration has been successfully used to estimate the Allan variances from 1 s up to 100,000 s of the phase comparison of two H-Maser atomic standards, along almost nine days, without the need of any frequency offset between the two sources, so used at the same time as time-keepers.

A computer simulation is also presented to predict a-priori the level of inaccuracy determined by the higher order mixer non-linearities and the final effect of each experimental parameter.

Different comparison frequencies can be accommodated with only minor hardware modifications. The software can be upgraded to compute directly the phase spectral density, because this is the actual experimental observable.

A SIMPLE AND VERSATILE PHASE COMPARISON METHOD
CAN ACCURATELY MEASURE LONG TERM INSTABILITY

R. Ambrosini, M. Caporaloni

INTRODUCTION

For precise timekeeping and related applications, the phase instabilities of oscillators are to be characterized not only in the short term, but also in the long term. In particular the receivers for the modern Very Long Baseline Interferometry require local oscillator signals that can keep the phase coherence over integration times at least up to 10,000 s, at many output frequencies ranging from 100 MHz to 24 GHz. This can be achieved utilizing an atomic frequency standard as the primary phase reference, followed by equally well characterized components to amplify and frequency multiply its output signal.

To measure the short term phase instabilities of any functional block of the local oscillator chains, at least two virtually equal devices are needed to be compared by a phase detector. Its output noise spectrum can then be analyzed, in an almost standard way, with an FFT analyzer. During this measurement, the input phase has to be kept near its optimum detecting point of phase quadrature, set at the beginning of the test with a continuous phase shifter.

The long term components of the instabilities however, are generally measured with a digital counter and a computer while the two sources are offset in frequency by a suitable amount.

This paper suggests how to simplify and to extend the usefulness of the hardware utilized in the measurement of short term phase noise in order also to characterize the long term portion of the

spectrum, for virtually infinite integration times, without the need for a frequency offset during the measurement.

The required additional hardware is a general purpose interface for a personal computer and some minor components. In particular a simpler discrete phase shifter is used in place of the continuous one, so the dealing with different comparison frequencies becomes easier.

THE MEASUREMENT SET-UP

In fig.1 a block diagram of the proposed hardware configuration is shown.

In the most general case, when two independent signal generators are to be compared in an absolute phase noise measurement, the residual frequency offset between the two sources will make their difference of phase to drift indefinitely. For this reason also the measuring instrumentation has to be able to track it continuously and unambiguously over much more than a round angle.

In the proposed set-up the phase value is given in real time by a double-balanced mixer, utilized as a phase comparator. The ideal output transfer characteristic of a mixer is known to be not linear, but the cosine function of the input phase. So only inverting this transfer function it is possible to utilize its full unambiguous working range between -90 and $+90$ degrees. This is done by the computer which retrieves the correct value of the input phase, computing the arc-sine function of the mixer output.

The arc-sine rather than the arc-cosine function has been chosen as the inverse transfer function because it has no discontinuities around zero and because the initial value of the phase is insignificant and in any way unknown after the arbitrary lengths of the connecting cables, between the sources under test and the phase comparator.

To avoid the two small forbidden regions around the ± 90 degrees points where the arc-sine algorithm becomes approximated and particularly where that function is no more defined, a very simple discrete phase rotator has been implemented. Under computer control, one of three coaxial cables of

different electrical lengths, in almost 120 degrees steps progression, can be connected sequentially in series to one of the signal paths feeding the mixer. In this way the input phase is translated well within the previous ± 90 degrees range. If the software takes into account the amount of phase shift introduced by the cables, the input phase can be tracked continuously, up to any value for a virtually infinite time.

The mixer output is properly terminated into a broadband high frequency matched load, then it is low-pass filtered and low-noise amplified, before being sampled by an analog to digital converter, read by a personal computer, controlled by a software program very similar to that proposed by S. Weinreb [1].

To simulate a noise bandwidth of 1 Hz, as required in state of the art measurements, a voltage to frequency converter has been utilized to integrate the input signal for 160ms. A waiting period of 840ms between successive measures, makes the phase sample acquisition rate equal to one per second.

Software plots almost in real time the averaged Allan Variance at 1 s, the frequency difference between the two sources and the ambient temperature. At every end of a selectable measurement period, an hard copy of the last batch of data, together with the cumulative statistics from the beginning of the measurement is given. Allan variances over integration times from 1s to 100,000s are computed in 1,2,5 progression every decade.

SYSTEM CALIBRATION

Before starting a measurement session at a new mixing frequency, the gain of the preamplifier has to be fixed and the conversion factor K_v , from the output voltage of the mixer to the input phase (volts/radians), has to be measured.

For this purpose a low frequency beat signal should be obtained between the two sources under test: this is generally easy to get with atomic standards and frequency synthesizers; with multipliers two independent reference sources can be used.

The gain of the amplifier can then be roughly set in such a way that the maximum output swing is something less than the dynamic range of the input conditioner (± 10 Volt) of the A/D converter (to avoid the -10 Volt to -7 Volt range where some resolution is lost).

Generally this setting is adequate also for residual phase noise measurements (sources locked to each other). After having verified the linear operation of the mixer in one of his input ports, the measurement can start at any initial phase value, around the phase quadrature (DC output near 0).

When the amplifier gain has been set, a calibration program named CALIB is run to measure the peak-to-peak amplitude of the beat note and its DC offset with respect to ground. Doing so, this last quantity need not be compensated by hardware trimming, and all related errors can be avoided. Peak amplitude, DC offset and mixing frequency are the input parameters required by the main program FSTAUTO to retrieve correctly the input phase.

Before starting every measurement run, the cables are automatically switched on in sequence to resolve the ± 180 degrees ambiguity intrinsic with the sine function, just to know if the output voltage is raising together with the input phase or vice-versa. The correct cable switching sequence (CW or CCW) to track unambiguously the input phase is thereby found.

During the program run, if the input phase drifts more than ± 1.2 radians (64 degrees), the computer automatically selects the successive cable suitable to bring back the input phase within the previous ± 60 degrees range.

The actual electrical lengths of the cables are not critical because they are measured in real time, at every switching action, as the difference of phase between the last measure before a cable switching and the first one with the next selected cable, executed one second later. The result is

also corrected for the average frequency offset between the two sources, as measured just before the switching action.

VERIFICATION OF THE ACCURACY OF THE RESULTS

The final accuracy in the measurement of the long term phase instabilities by this method is primarily related to the linearity, resolution and temperature stability of the A/D converter and to the temperature stability and perfectly ideal response of the mixer.

All these performances, except the last one, can be verified in a conventional system noise floor measurement, when a single source feeds both mixer inputs. Fig.2 shows the results obtained after a measurement period of 150,000 s and relative to the experimental set-up designed to compare two H-Masers at 180 MHz. During that test, the three cables were artificially scanned sequentially every 1000 s, to check also the amount of noise eventually induced by the switching action.

As said before, by this single test it is not possible to evaluate the contribution of the real transfer function of the mixer in its operating conditions. The actual deviations from the ideal sinusoidal response can be interpreted as higher order terms in a Fourier series expansion of the mixer output signal. These harmonics are easily seen on the FFT spectrum analyzer utilized for the short term measurements when a beat note is obtained between the two sources. In this way it is possible to optimize almost in real time the mixer performance, for example by changing the driving levels, in order to achieve the highest fundamental to harmonics ratio.

These harmonics, during the actual measurement, will originate a periodic "ripple" over the ideal sine response of the mixer. This ripple will then induce an error on the retrieved phase, so the true system noise floor will be effectively worse with respect to that measured with a common source connected at both mixer inputs. The combined variance is expected to be equal to the sum of the two

components, because the ripple noise is uncorrelated to the phase instabilities to be measured.

The maximum value allowed for that ripple depends on the ultimate accuracy level to be obtained in the measurement. A very pessimistic estimate for the maximum allowed ratio between the amplitudes of the harmonics to the fundamental is

$$\frac{\text{AMPL}_{\text{harm}}}{\text{AMPL}_{\text{fund}}} \cong \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \cong 4 * \text{FR} * \sigma(1)$$

According to this formula, to have at 180 MHz a true system noise floor in the square root of the Allan variance equal to $\sigma(1)=1*10^{-13}$ at 1s (then decaying as τ^{-1}), as what is required up to 100 s to measure H-Maser performance, one should have harmonic amplitudes lower than $1.1*E-4$ radians or more than -80 dBc (this figure depends also on the number of the harmonics).

This is a very pessimistic specification because during actual measurements the frequency offset is kept on purpose as small as possible, therefore at short integration times (1-100s) this effect is generally negligible. The same thing happens at very long integration times (5000s and up) because the required noise floor even for measurements of atomic standards can be sensibly higher than the Tau-1 slope, extrapolated from the 1 s value.

Generally therefore only a central region in the Sigma vs Tau plot remains, where the deterioration of the system noise floor due to the non-ideal transfer function of the mixer is fully evident, while this effect is strongly attenuated at shorter and longer Taus.

A possible hardware method to check the accuracy of the retrieved phase is to verify the constancy, across the whole working range of the phase comparator, of the reconstruction of the same small step of phase, obtained by switching between two cables of almost equal lengths [2].

Of course this method is tedious and cumbersome, therefore in order to get faster and complete view of the contributions of the various parameters involved in the measurement, a simulation program called FSTLIN has been written, to estimate a-priori, in every measurement condition, the upper limit of the inaccuracy of the final results.

THE COMPUTER SIMULATION OF THE EXPERIMENTAL MEASUREMENT

While in the main program the values of the input phase are read from actual measurements, in this program they come from a subroutine which has the following input parameters:

- the number (NH) of the simulated higher harmonics and their respective amplitudes (AM(I))
- the fractional frequency offset between the two sources (FO)
- the comparison frequency (FR)
- the peak amplitude of a simulated input white phase noise spectrum

A typical printout, for short without the table of the numerical results, is shown in Fig.3.

Of course these results are valid in a statistical sense. Even more, they are still pessimistic estimates of the actual performance of the simulated set-up: in fact the program assumes that all the harmonics have the same initial phase.

Following this hypothesis the nonlinearities add up in phase, giving the highest possible amplitude of the retrieved errors. In real systems this assumption is not generally true particularly for the higher harmonics, therefore the retrieval errors due to each harmonic are "spread" over different values of the input phase, so the inverted V will appear smoothed.

Running the program for various input conditions but without the simulated white phase noise, it was possible to model the contribution of each parameter on the real mixer response, as follows:

- the shape of the resultant noise, on a Log SIGMA vs Log TAU plot, is almost an inverted V, with the left arm proportional to $\tau+1$ and the right one to $\tau-1$ (see Fig.3).
- the abscissa of its vertex can be approximated by $TAU_p=1/(FO*FR*NH^3)$; this corresponds to the average value of the fastest repetition half-period of the ripple, superimposed to the fundamental mixer response, scanned at the frequency offset "speed".
- the whole pattern translates horizontally in the inverse proportion to the mixing frequency (FR)

- the whole pattern moves up in direct proportion to the peak amplitude of the harmonics (1 decade of SIGMA per 2 decades of dBc of their amplitudes, assumed all equal for this analysis)
- while the frequency offset rises up of 1 decade, the left arm of the inverted V translates up parallel to itself, giving higher SIGMAs of two decades. The right arm instead, remains unchanged, but elongated
- as the number NH of the higher harmonics is concerned, its effect is almost equal to the previous one. Actually the left arm translates vertically in proportion to a bit more than the square of NH, while the right arm shows a weak dependence from NH.

Finally in fig.3 it is possible to see a deep null at $\text{TAU}=2,000$ s; this corresponds to the fundamental period of the ideal transfer function of the mixer at the mixing frequency FR and frequency offset FO. Whatever the nonlinearities at the starting time, after a fundamental period of the mixer sinusoidal response, the identical situation will be found, so there will be no degradation of the Allan Variance at this TAU.

In conclusion the analitic expression of what shown before can be approximated by the following two equations:

for $\tau < \text{TAUp}$

$$\text{SIGMA}(\tau) = K_1 * \text{FR} * \text{FO}^2 * \text{NH}^2 * \text{AM} * \tau$$

and for $\tau > \text{TAUp}$

$$\text{SIGMA}(\tau) = K_h * \text{AM} / (\text{FR} * \tau)$$

It was found for K_1 and K_h the values of 5.7 and 0.91 respectively: as said before these results are valid in statistical sense, for typical working conditions. The preceedings expressions are helpful to decide which are the most important parameters to be optimized when approaching some critical situations.

In particular if $\text{SIGMA}(\text{TAUp})$ has to be minimized, from both previous expressions it comes out that

$$\text{SIGMA}(\text{TAUp}) = K_p * \text{FO} * \text{NH} * \text{AM}$$

where $K_p = K_1 / 3 = 3 * K_h$

The last equality does not perfectly match the numerical values given before, as expected by the approximations used. In any case running the FSTLIN program for the actual set-up parameters will give the most precise description of the real system phase noise floor.

MEASUREMENTS ON H-MASER FREQUENCY STANDARDS

As a proof of the accuracy achievable by the described method, a long term Allan Variance measurement on atomic frequency standards is presented.

Fig.4 shows a photograph of the thermostatically controlled H-Maser room at the Italian VLBI station of Medicina. One can see the two frequency standards and on top of them the programmable phase comparator, which is also shown in Fig.1 within a dashed line.

Fig.5 shows the control console where the H-Maser working parameters are monitored and the local time scale is compared with the Loran-C Mediterranean chain and the national UTC scale (by synchronous readings of TV-sync pulses). At the right there is the personal computer with the ADIOS interface [3], just showing on the monitor some Allan Variance results.

A simulation program run for the actual experimental parameters has given a $\text{SIGMA}(\text{TAUp}) = 1.9\text{E}-15$ at $\text{TAUp}=500$ s.

Finally on Fig.6 an actual measurement over a period of 750,120s (almost nine days) is shown.

Analysing the full sequence of data batches, each 50,000 s long, it has been possible to get a definitive proof of the negligible effect of the mixer nonlinearities upon this measurement. In fact the Allan variance estimates, at the sampling times lower than the expected TAUp ($=500$ s), do not change from the beginning of the measurement session up to its end, while the actual frequency offset between the two H-Masers has changed from $5\text{E}-14$ to $3.5\text{E}-12$, in the same period of time.

In fact if the initial values of the variance were related to the noise induced by the mixer real performance, the same values should have changed in proportion to the square of

the frequency offset, as shown by the previous simulation.

In any case software allows also to stop data acquisition temporary, just to reduce the frequency offset between the atomic standards. Normal operation can then be resumed simply rejecting the current data samples.

CONCLUSIONS

The proposed measurement set-up seems to be attractive for its simplicity and low cost, when it is needed to measure long term phase instabilities at many different comparison frequencies between VHF to SHF. In fact software accepts the mixing frequency as an input parameter, while hardware needs generally only minor modifications.

Furthermore as during the phase instability test there is no need for a frequency offset between the two sources, in the case of atomic clocks, they can continue to operate normally, keeping the correct timing. This means that test and normal operation can coexist, whereas it cannot be done by more conventional methods.

To performe residual phase noise measures no particular problems generally arise. The phase quadrature requirement can be relaxed, because the linear response of the mixer has been extended by anti-transforming its sinusoidal transfer function. By this technique frequency synthetizers and multipliers have been characterized for integration times up to 100,000 s.

If, on the other hand, absolute phase noise of very high stability sources is to be checked, before performing actual measurements, it is needed to verify not only the system noise floor, but also the higher order mixer responses, as a phase detector. Its behaviour can be optimized in real time by standard techniques and its contribution to the final result can be evaluated a-priori, running the presented FSTLIN simulation program.

An a-posteriori definitive check of the negligible effect of the higher order mixer non-linearities can be generally easily performed at the end of a measurement session, if the variances estimated for the first batches of data are consistent with those measured at the end.

Usefulness of this technique is proved by actual measurements of H-Maser phase instabilities.

Last but not the least capability of the proposed set-up, is that of being intrinsically able to compute directly the spectral density of the input phase, because this is the actual parameter measured by the system, with a predictable level of uncertainty [4].

ACKNOWLEDGEMENT

We would like to heartely thank Dr. Sander Weinreb of the NRAO, Charlottesville, VA, for his very helpful comments. We are also grateful to Mauro Roma for his active technical assistance.

REFERENCES

- [1] S. Weinreb, "Frequency Standard Test Program", NRAO Electronics Division Internal Report No.232, March 1983
- [2] R. Ambrosini, "A phase comparison method suitable to measure H-Maser performance", presented at the 1986 PTTI meeting, Washington D.C., December 2-4, 1986
- [3] G. Weinreb and S. Weinreb, "ADIOS - Analog-Digital Input Output System for Apple Computer", NRAO Electronics Division Internal Report No. 212, April 1981
- [4] L.S. Cutler and C.L. Searle, "Some Aspects of the Theory and Measurement of Frequency Fluctuations in Frequency Standards", Proceedings of the IEEE, Vol 54, No.2, pp.136-154, February 1966

FIGURE CAPTIONS

- 1 - The hardware configuration of the proposed set-up. The dashed line around the PPC identifies the passive thermal insulation from ambient.
- 2 - Noise floor measured at 180 MHz for a period of time of 150,000 s. The crosses are the data points, while their statistical uncertainties are given by the intervals between the respective squares. The solid line is an assumed typical H-Maser specification.
- 3 - A typical hard copy output from the FSTLIN program, for short without the numerical table of the results. The upper plot shows the Allan Variance at 1 s and the retrieved phase error actually found in a single batch of data, chosen to span over +/-60 degrees of the fundamental mixer response. The lower plot presents the cumulative estimates of SIGMAs vs integration time, due to the mixer nonlinearities. Input parameters are FR=500 MHz, FO=1E-12, 9 harmonics at -50 dBc, no white noise, total session duration time=25,010s.
- 4 - The H-Maser thermostatically controlled room. The PPC is the box just on top of the atomic standards.
- 5 - The T&F control console with the personal computer, the ADIOS interface and printer.
- 6 - The final plot of the Allan Variance measured comparing EFOS4 vs EFOS5 for a continuous period of 750,120 s, almost nine days. The crosses are the data points, while their statistical uncertainties are given by the intervals between the respective squares. The solid line is the same typical performance as before.

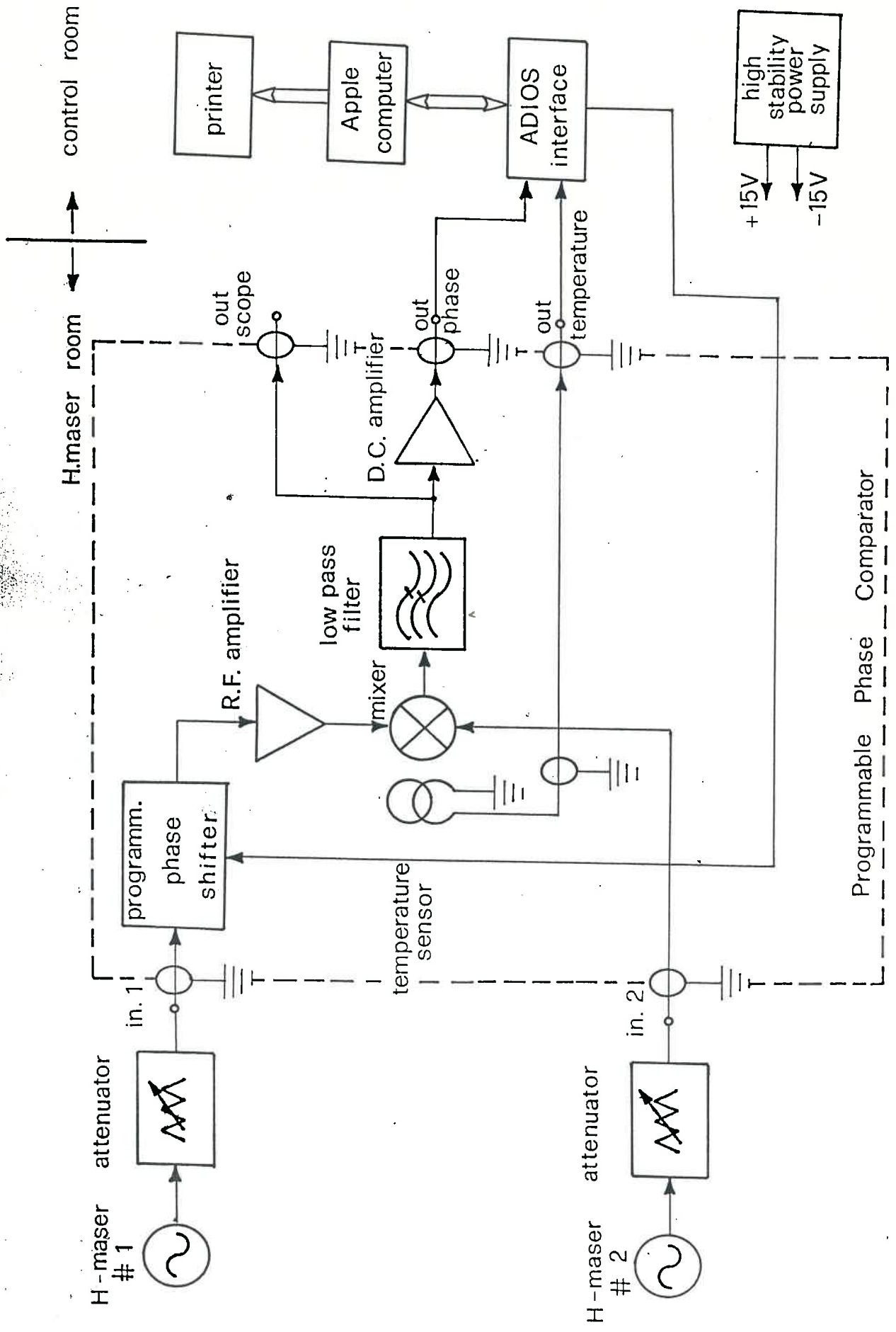


FIG. 1

SYSTEM NOISE FLOOR 1 SW/1000 SECI

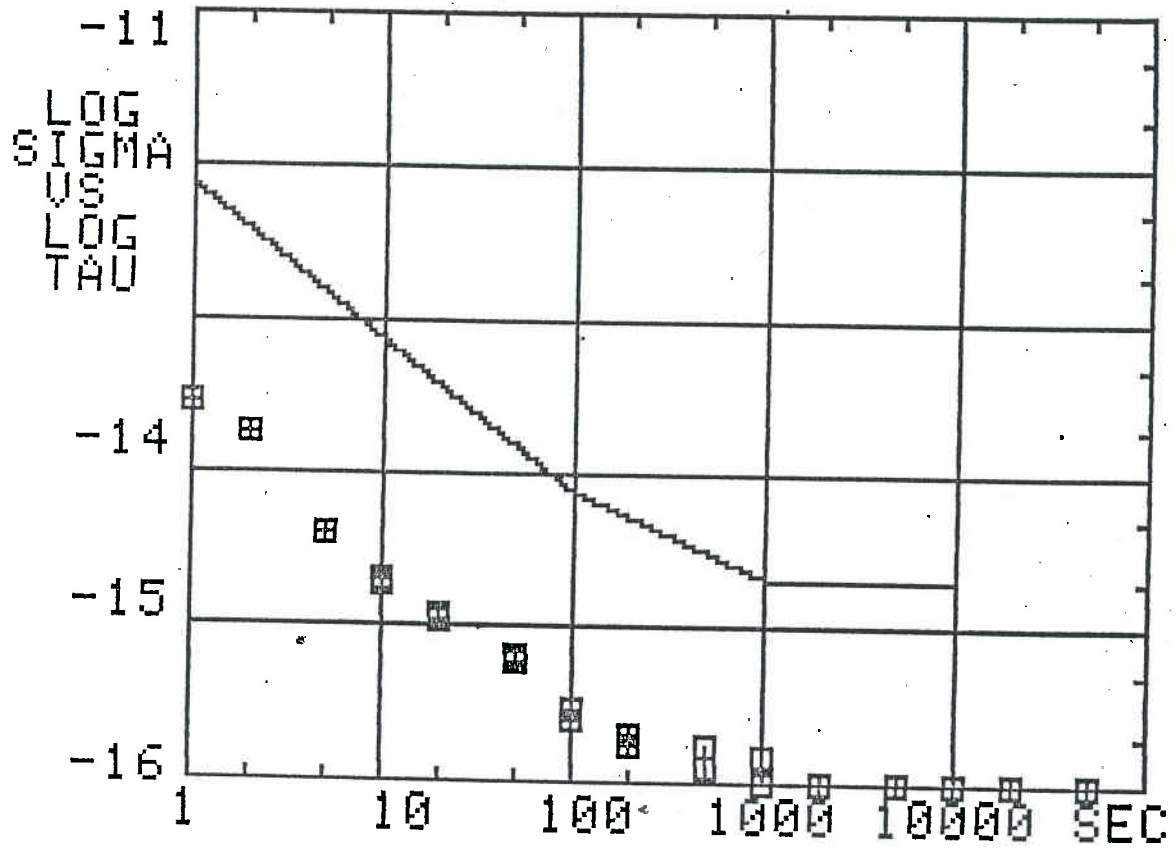


FIG. 2

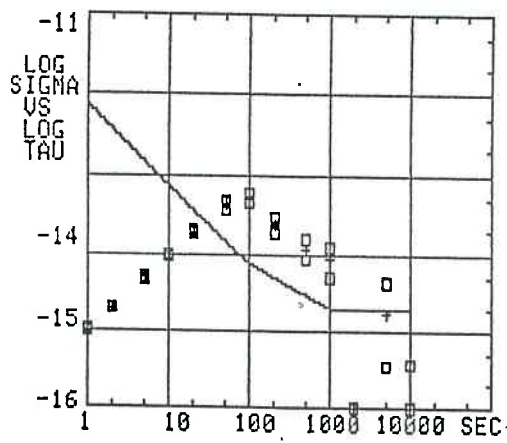
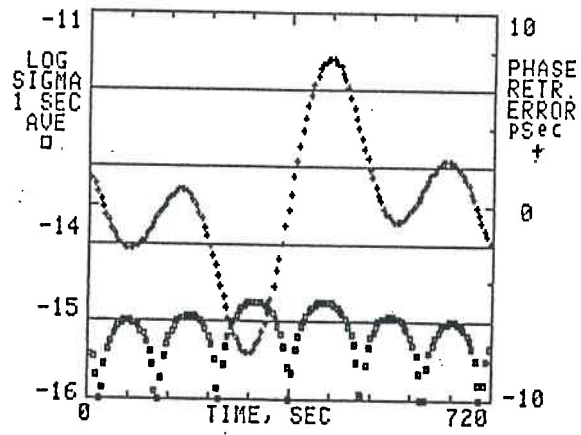


Fig. 3



FIG. 5

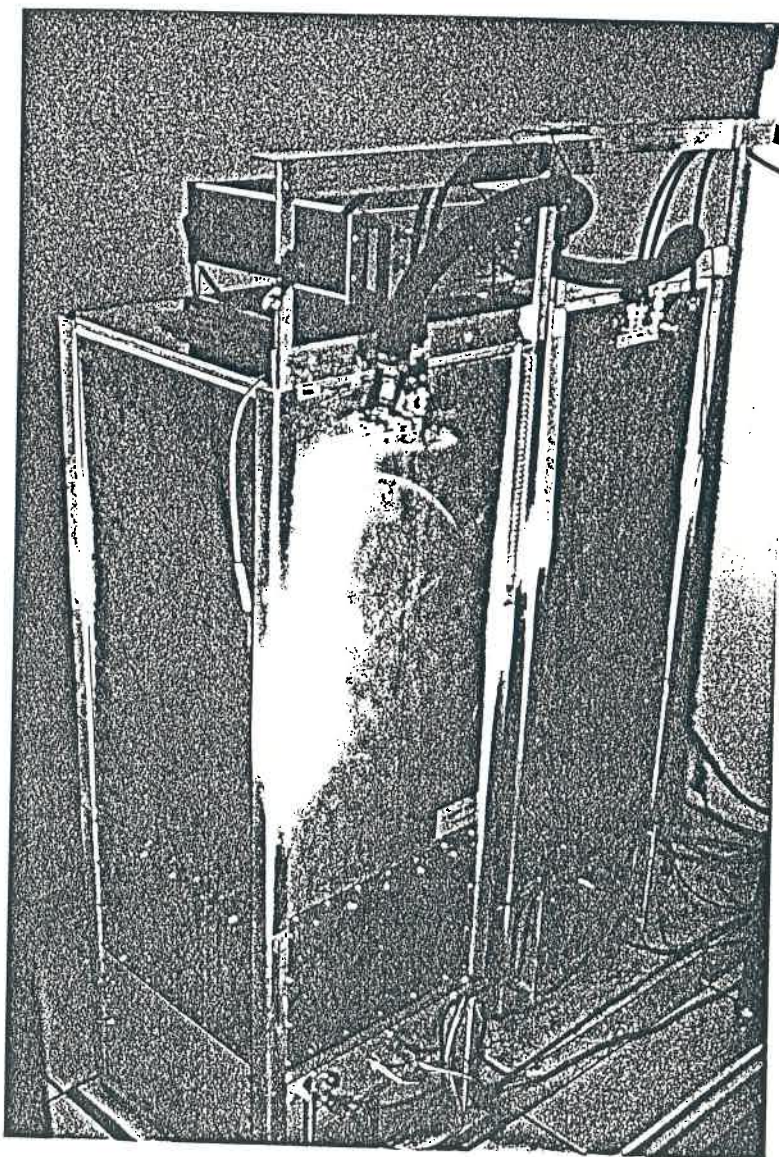


FIG. 4

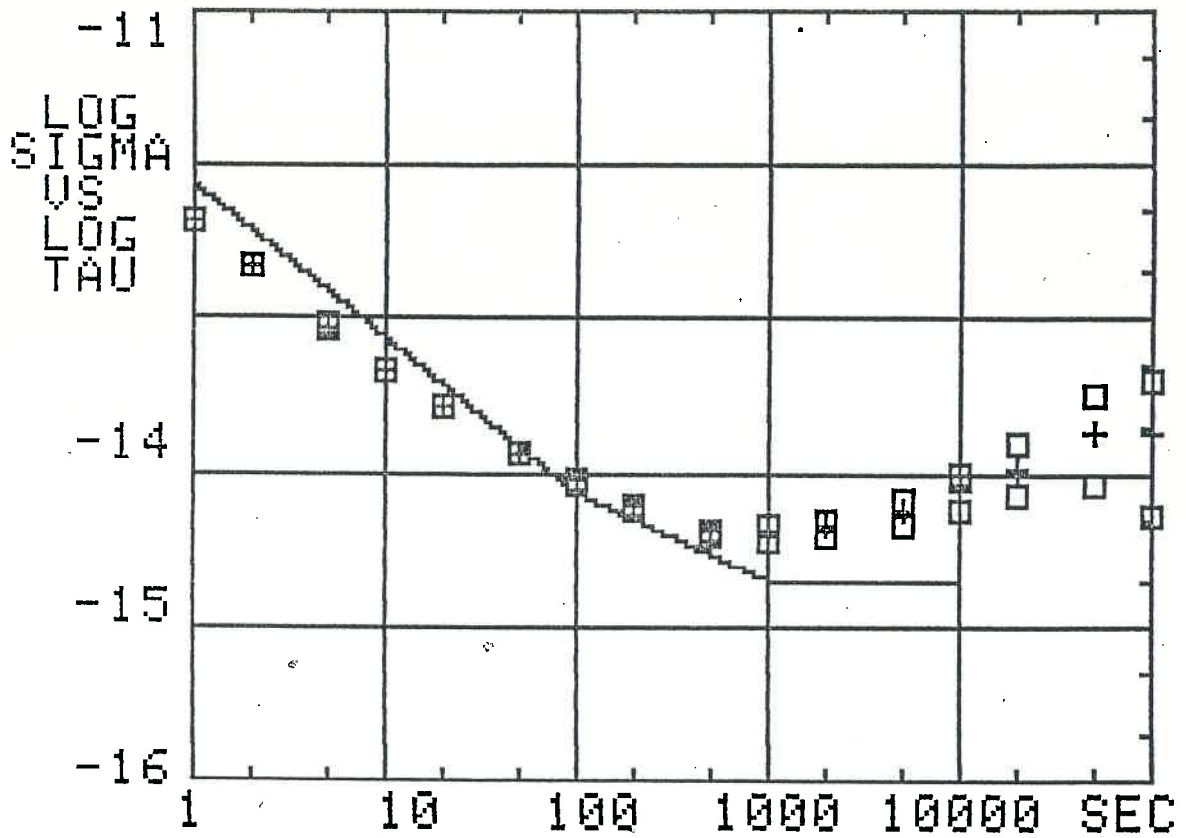


Fig. 6

IL METODO DI MISURA

Per valutare la instabilità di un campione atomico di frequenza l'unico modo possibile è quello di confrontarlo con un altro campione virtualmente uguale, non potendo evidentemente disporre di un dispositivo di confronto di classe decisamente superiore. Nel caso appunto in cui le due sorgenti in misura sono uguali, si considera che lo scarto di frequenza istantaneo misurato sperimentalmente equivalga al prodotto dei valori RMS degli scarti nominali di ciascuna sorgente, ovvero del valore RMS di solo quella in esame se la sorgente di riferimento è invece "perfetta". Il fattore di normalizzazione che moltiplica la deviazione standard (radice quadrata della varianza) vale pertanto 0.5 nel primo caso, 0.707 nel secondo.

Il principio utilizzato per effettuare la misura è semplice: si vuole ricostruire il valore della fase relativa fra due sorgenti virtualmente alla stessa frequenza a partire dalla tensione quasi continua che fornisce un mescolatore doppio bilanciato quando ai suoi ingressi sono applicati tali segnali.

Il processo di ricostruzione implica di "linearizzare" la risposta del mixer, notoriamente una funzione sinusoidale della fase di ingresso (tanto da fornire una nota di battimento quando diviene significativa la differenza di frequenza fra le sorgenti in esame). Si deve poi ricostruire in modo non ambiguo la fase relativa fra le sorgenti che aumenterà all'infinito a causa della loro differenza di frequenza residua, comunque inevitabile, perché esse sono fra loro indipendenti.

La prima operazione è effettuata calcolando in tempo reale la funzione arcoseno della risposta del mixer, in modo da raggiungere un campo di lavoro utile di quasi ± 90 gradi, mentre commutando tre cavi di differente lunghezza elettrica in passi di circa 120 gradi ciascuno, è possibile riportare sempre la fase di ingresso all'interno dello stesso campo iniziale di circa ± 60 gradi, inseguendola così fino all'infinito.

Le relazioni matematiche coinvolte sono riportate in Fig.7, dove viene anche

mostrato come viene realizzata una banda passante equivalente di rumore nella misura di 1Hz come richiesto dallo stato dell'arte, integrando per 160ms il segnale in ingresso al convertitore A/D.

La verifica a priori dell'accuratezza delle misure tramite FSTLIN, il programma di simulazione delle non linearità di ordine superiore del mixer, è di vitale importanza quando, come in questo caso, si effettuano misure al limite delle possibilità strumentali, in particolare nel caso di sorgenti indipendenti.

La formula approssimata fornita nell'articolo rappresenta il modo più rapido per valutare l'eventuale importanza e quindi il livello di criticità dell'ottimizzazione da effettuare nelle condizioni operative del mixer (essenzialmente i livelli di pilotaggio).

Infatti prima di ogni misura è necessario verificare il livello delle armoniche superiori del battimento fondamentale, quest'ultimo ottenuto cambiando la frequenza di uscita di una delle due sorgenti. Tale misura è possibile con un analizzatore di spettro FFT tenendo presente la seguente relazione che lega la frequenza fondamentale di battimento f , alla frequenza di mescolazione F ed allo scarto relativo di frequenza fra le sorgenti

$$f = F * \Delta F / F$$

DESCRIZIONE HARD/SOFTWARE

In Fig.8 e 9 sono riportati gli schemi elettrici relativi al PPC che non richiedono commenti; la Fig.10 mostra invece le connessioni fra i vari blocchi.

Il commutatore Manuale, Programmabile sul PPC permette di effettuare la commutazione manuale dei cavi, selezionati dal secondo commutatore A,B,C.

L'alimentazione dei relays è separata da quella per l'elettronica di elaborazione del segnale ed è abilitata dal calcolatore, come mostrato nella Fig.12.

A questo proposito si deve fare **ATTENZIONE** che non resti MAI inserita tale

alimentazione ai relays (di tipo latching), pena l'innalzamento pericoloso della temperatura interna e comunque per evitare di invalidare la misura. Se per qualsiasi motivo ci si accorge che, per qualche operazione scorretta, resta acceso il led n.8, si deve lanciare il programma FSTAUTO3 o più rapidamente digitare

POKE 49365,0

Segue una tabellina per l'eventuale commutazione via software dei cavi da introdurre (POKE) all'indirizzo precedente,

	Power ON	Power OFF	in ASERV
cavo A	9	8	2304
cavo B	13	12	3328
cavo C	1	0	256

nella subroutine ASERV invece, per spegnere i relays è sufficiente togliere 256 dai valori sopra elencati (poiché questo è il secondo byte, il valore decimale corrispondente, se il primo bit è alto, vale 2^8).

IL CONFRONTO FRA EFOS4 ed EFOS5

Per ragioni di risoluzione e di convenienza si è scelto di effettuare il battimento a 180 MHz, una delle uscite disponibili dei Maser.

D'altra parte poiché lo spettro di tali segnali contiene un livello elevato di componenti armoniche e spurie dovute a prodotti di conversione secondari, il loro prodotto, generato dal comparatore di fase (mixer), presenta un forte contenuto di terza armonica, pari a -47dBc rispetto all'ampiezza del battimento fondamentale (vedi fig.11).

Poiché questo prodotto di ordine superiore è sistematico e ripetibile, ovvero stabile nel tempo, anch'esso può essere corretto dal calcolatore che, in questo caso, deve risolvere in tempo reale una equazione di terzo grado per ricostruire accuratamente il valore della fase di ingresso.

Per questa applicazione è stato necessario scrivere una particolare versione del programma di elaborazione dati, chiamato FSTAUTO3 per analogia appunto alla correzione anche del termine di terzo ordine.

In Fig.12 viene riportato il formalismo matematico utilizzato.

Dal punto di vista operativo la configurazione sperimentale standard prevede di collegare EFOS5 all'ingresso n. 1 della scatola contenente il Programmable Phase Comparator (PPC) tramite un isolatore per la componente continua e 0dB di attenuazione, mentre EFOS4 è collegato all'ingresso n. 2 dopo 10+4dB.

Le operazioni da seguire, nel caso di una nuova misura, ad esempio dopo una riparazione in fabbrica di uno dei due Maser ad Idrogeno sono le seguenti:

- 1) generazione di un offset di frequenza sul campione in prova, tipicamente +600.000unità del sintetizzatore, corrispondenti ad uno scarto di circa $2.8E-9$ (1unità = $4.658e-15$)
- 2) analisi spettrale del segnale fornito dal PPC con analizzatore FFT all'uscita del cavo disponibile nel laboratorio Tempo e Frequenza
- 3) verifica del livello delle armoniche superiori, che deve essere migliore di -68dBc eccetto che per la terza armonica per cui il valore tipico è di -47dBc. Eventualmente ottimizzare l'ampiezza dei livelli di ingresso per ottenere tali valori.
- 4) Riduzione dell'offset di frequenza a circa 30.000unità rispetto al valore nominale, con un periodo di battimento di circa 40 secondi, se l'offset iniziale era inferiore a poche parti in $10E-14$.

5) Lancio del programma CALIB.AUTO, dal menù principale del programma di Startup automatico all'atto di caricamento del disco (Ctrl - Mela vuota - Reset) o, se il sistema è già inizializzato con le Routines di sistema, semplicemente digitando RUN CALIB.AUTO.

6) Per ogni cavo dello sfasatore programmabile, il programma chiede quante misure devono essere effettuate dei valori di Vpeak ed Offset, rispettivamente la massima tensione di uscita di picco del mixer in condizioni operative e la sua asimmetria rispetto al valore numerico di zero (questa calibrazione compensa quindi anche il possibile errore di offset del convertitore A/D utilizzato nella misura). Nella scelta del numero di misure per cavo è bene tenere in conto che ciascuna richiede un tempo pari a circa

$$t = 1 / (\Delta F / F * F)$$

ovvero circa 40 secondi, seguendo il suggerimento proposto al punto 4. Questo periodo permette di avere una risoluzione adeguata da parte del convertitore A/D.

Questo programma è in grado di scegliere automaticamente il corretto istante di partenza se lanciato quando la tensione di uscita dal mixer è nel semiperiodo in cui è crescente, come pure per i successivi aggiornamenti.

Questa condizione può essere facilmente rivelata dallo spostamento verso sinistra della penna nel registratore a carta Philips che è bene, per non dire indispensabile, utilizzare in queste misure come monitor analogico della "storia" della misura, collegandolo in parallelo all'ingresso A dell'ADIOS.

Al passaggio per lo zero dopo ogni ciclo del periodo di battimento, il programma visualizza e stampa il periodo misurato in decimi di secondo, quindi Vp ed OF in mV, ed infine la temperatura del sensore applicato all'ingresso B dell'ADIOS che può essere quello posto nella stanza Maser o quello interno al PPC a seconda della posizione dell'apposito commutatore posto sul pannello posteriore del PPC od infine quello "volante" applicabile direttamente all'ingresso dell'ADIOS per la misura della

temperatura ambiente del laboratorio Tempo e Frequenza (queste diverse possibilità risultano utili per cercare correlazioni con fattori ambientali diversi).

Alla fine del ciclo di misure il programma stampa per ogni cavo il valore medio di VP ed OF per ciascuno dei tre cavi dello sfasatore.

7) A questo punto si toglie l'offset di frequenza precedentemente impostato e si lancia in esecuzione il programma principale con il comando RUN FSTAUTO3 per una prova preliminare che durerà un migliaio di secondi.

Viene innanzitutto chiesta una frase di commento che costituirà il titolo di ogni stampa, quindi compare il menù principale in cui vanno innanzitutto riportati i valori ottenuti dal programma precedente per Vp ed OF.

Nel caso si vogliano inserire nel programma permanentemente i parametri iniziali, editare (Ctrl-E) la linea di programma 555.

Assicuratisi dopo questa prova preliminare che la differenza di frequenza fra le due sorgenti sia inferiore a qualche parte in $10E-14$ e che le condizioni ambientali siano sufficientemente stazionarie per iniziare una misura a lungo termine significativa, si può allora rilanciare definitivamente il programma con RUN e per un periodo di misura adeguato.

Il valore riscontrato più conveniente è risultato essere 50010 secondi, circa 14 ore, quali quelle che separano la sera dall'inizio del mattino seguente.

Esempi dei risultati ottenuti sono riportati nell'articolo.

8) Durante la misura il programma stampa sul video in tempo reale, ogni due secondi, il numero di secondi trascorsi dall'inizio della misura, la differenza di fase tra le sorgenti in ps, la loro differenza di frequenza in unità di $10E-12$ e la temperatura del sensore interno, esterno o ambiente come descritto in precedenza.

Pertanto durante l'esecuzione del programma è possibile riconoscere il segno della differenza fra le due sorgenti, cioè riconoscere quale delle due è a frequenza

più alta secondo la seguente tabella

	SUL VIDEO			SUL REGISTRATORE
	pSec	FREQ.	Plot +/-	
E5>E4	diminuiscono (ATTN. al segno!)	<0	NEG	cala (verso sinistra)
E5<E4	aumentano	>0	POS	aumenta (verso destra)

Questa informazione è ovviamente indispensabile per sapere se la correzione di frequenza da apportare deve essere sommata o sottratta per ottenere l'uguaglianza di frequenza.

IL PROGRAMMA DOUBLE TAU

Un metodo più convenzionale della valutazione delle instabilità di fase è quello di generare un offset di frequenza fra le sorgenti in esame e di calcolare la varianza statistica della instabilità del periodo di battimento.

Questo metodo perde l'informazione sulla fase relativa fra le sorgenti, non permette di accumulare misure a diversi tempi di integrazione se non come medie delle misure su tempi inferiori (operazione che si può dimostrare portare ad un rumore di sistema proporzionale a $\text{TAU} \exp(-1/2)$, quindi nel nostro caso valido solo per $\text{TAU} > 100\text{s}$, ed infine esclude di poter utilizzare il campione atomico come riferimento di stazione durante la misura di instabilità.

Con questo metodo il fattore di "magnificazione" MF che moltiplica la differenza di frequenza misurata, dovuto al fatto che il confronto viene fatto alla frequenza di battimento f e non a quella di comparazione F , vale:

$$MF = (1/f) * (f/F) = 1/F$$

ovvero non dipende da f .

Il programma legge innanzitutto il periodo di battimento misurato dal Counter, che sarà stato collegato all'uscita del comparatore-rivelatore di zero disponibile in

laboratorio e a cui vanno applicate le uscite a 180MHz dei due Maser, fra i quali uno sarà spostato di frequenza di almeno 600 000 unita'. Il software quindi chiede il periodo approssimato a cui si vorrebbe calcolare la prima (o first) Varianza di Allan e risponde con il valore esatto a cui verrà effettivamente calcolata (pari al massimo multiplo intero inferiore a quello misurato sperimentalmente) ed al contempo anche quello ottenuto come media su NT misure (default NT=100) che fornirà la valutazione della seconda Varianza.

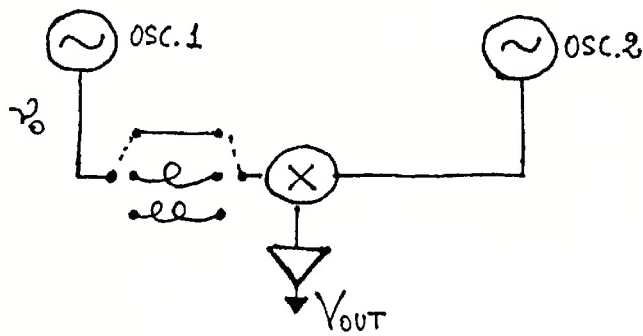
CONCLUSIONI.

Nel caso di misure su EFOS4 ed EFOS5 anche dopo una riparazione in fabbrica, in una mezza giornata è possibile lanciare una nuova sessione di misura.

Le operazioni da effettuare sono descritte in questo rapporto interno e non dovrebbero presentare particolari difficoltà.

Nel caso invece di misure su componenti che operano a diverse frequenze di comparazione è necessario valutare preventivamente il livello di accuratezza richiesto e verificare con l'analizzatore FFT che si è effettivamente in tali condizioni sperimentali. In quel caso la comprensione dell'articolo allegato dovrebbe portare rapidamente alla loro definizione.

ALGORITMO PER LA RICOSTRUZIONE DELLA FASE



$$\varepsilon(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi\gamma_0} = VR * \varphi(t)$$

VR coeff. di conversione da radianti a picosecondi

$$V_{OUT} = KV * \sin(\varphi) + OF$$

(mV/rad) (mV)

KV, OF parametri sperimentali misurati dal programma CALIB. AUTO

$$\varphi = \text{ASIN} \left(\frac{V_{OUT} - OF}{KV} \right)$$

$$\varepsilon(t) = VR * (\varphi + SR)$$

SR salto in radianti relativo alla lunghezza elettrica di ciascun cavo misurato in tempo reale

$$\sigma(\tau) = CN * \sqrt{\frac{\sum [\varepsilon(t) - \varepsilon(t+\tau)]^2}{N-1}}$$

$\sigma(\tau)$ radice q. della Varianza di Allan per il tempo τ ;
CN è il coefficiente di normalizzazione

SIMULAZIONE DELLA BANDA DI RUMORE DI 1 Hz

$$\tau = \frac{1}{2\pi B} = \frac{1}{2\pi} = 160 \text{ ms}$$

FIG. 7

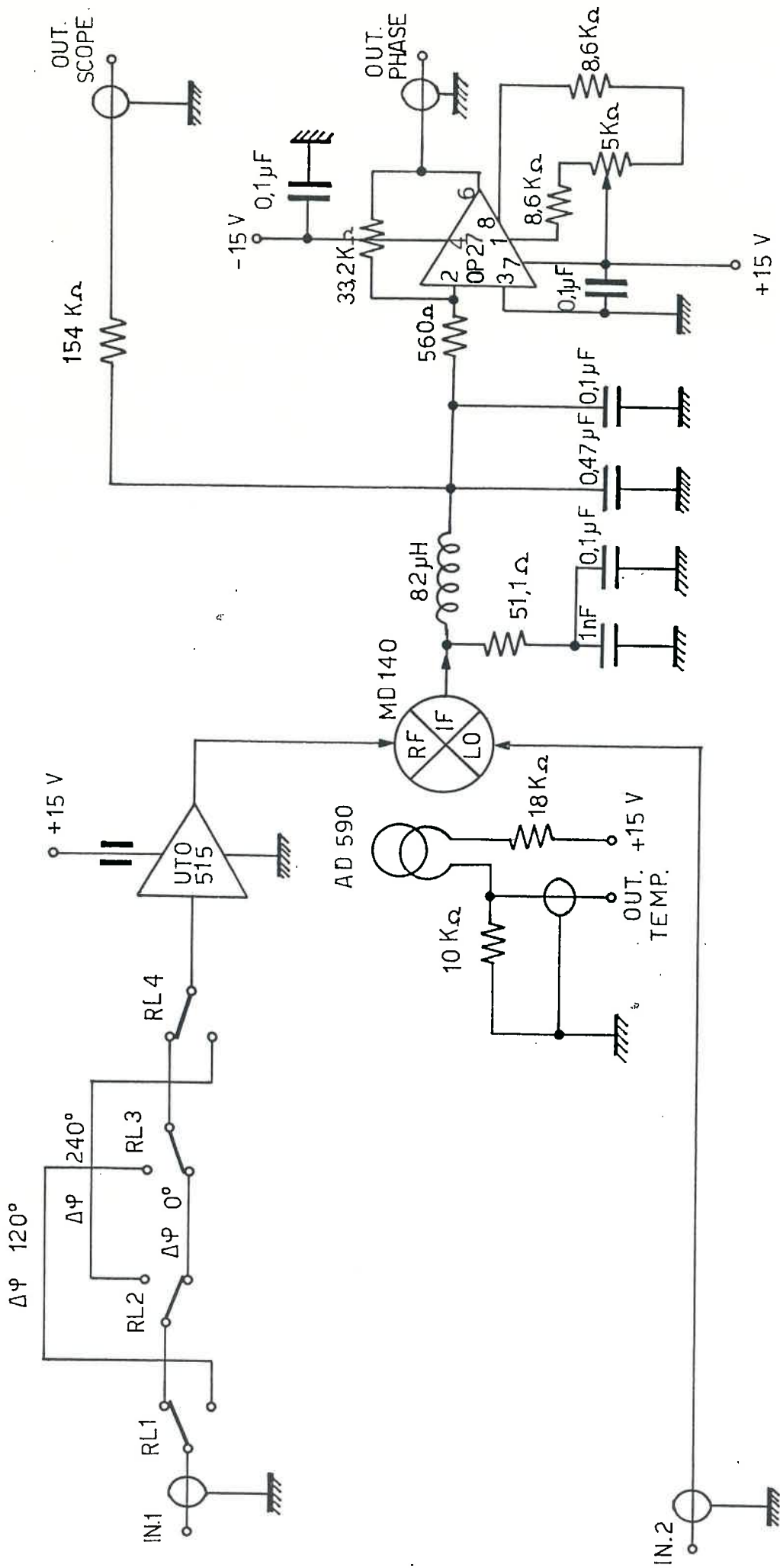
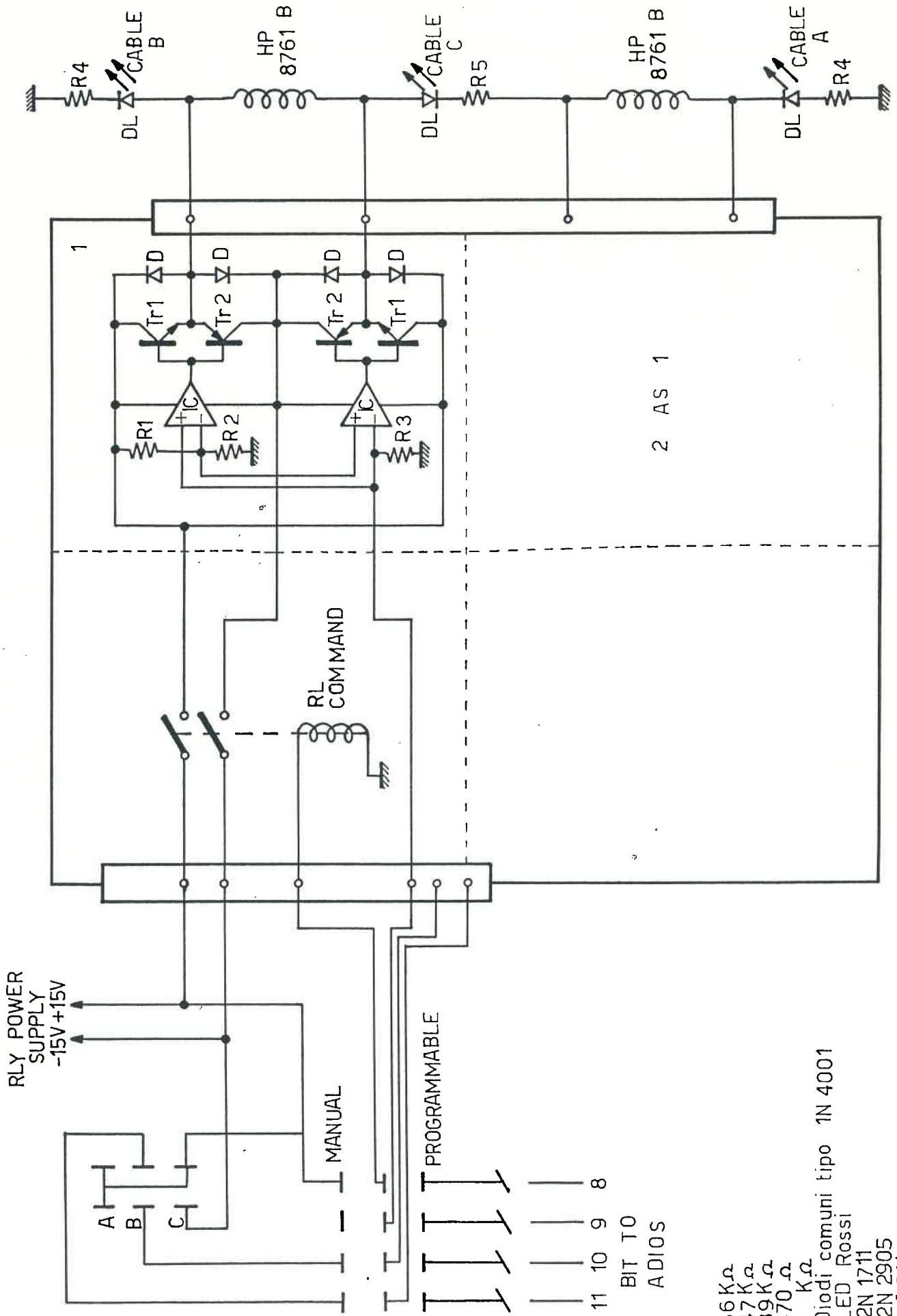
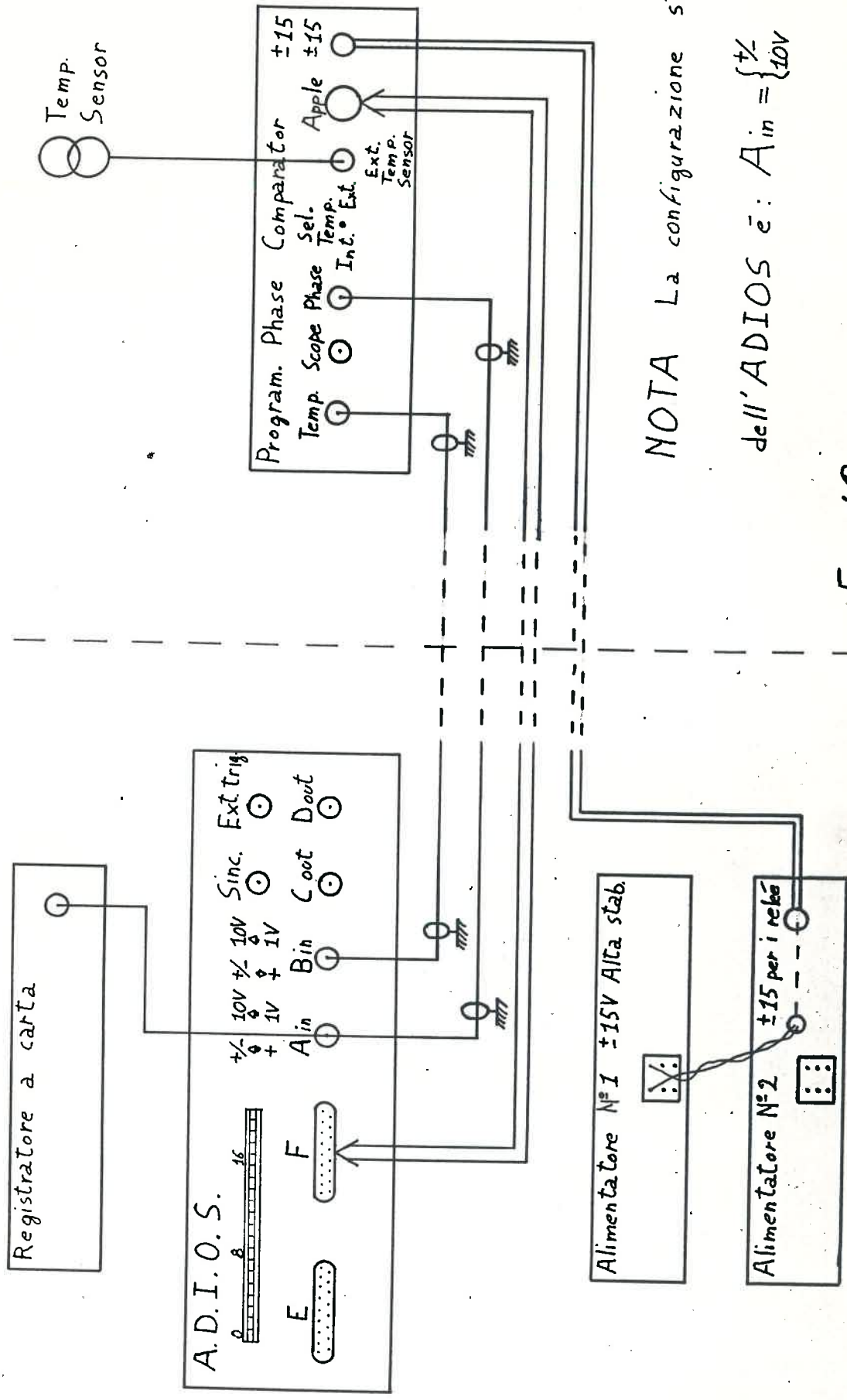


FIG. 8



- R1=56 K Ω
- R2=47 K Ω
- R3=39 K Ω
- R4=470 Ω
- R5=1 K Ω
- D =Diodi comuni tipo 1N 4001
- DL=LED Rossi
- Tr1=2N 1711
- Tr2=2N 2905
- IC = μ A 741

Fig. 9



NOTA La configurazione standard

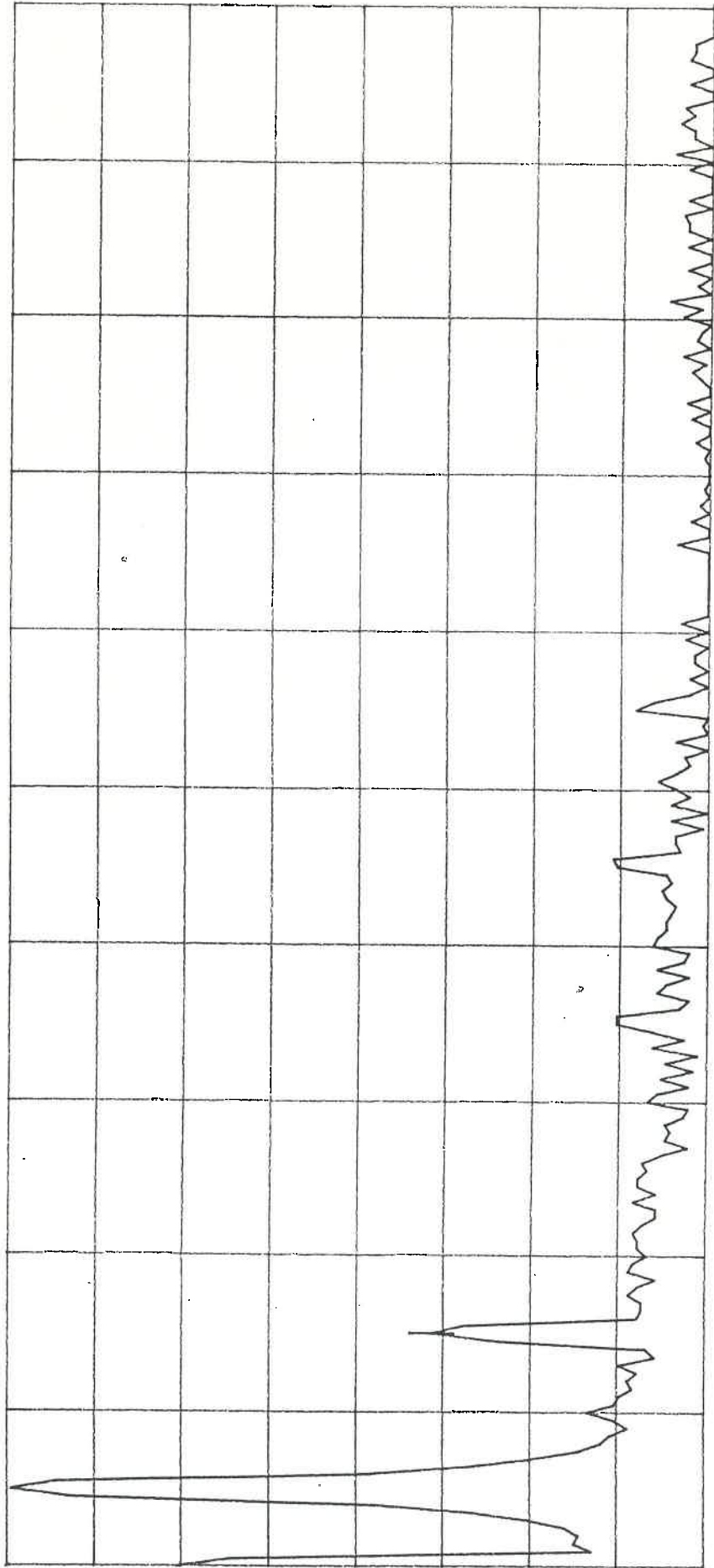
dell'ADIOS è: $A_{in} = \begin{cases} \pm 10V \\ \pm 15V \end{cases}$ $B_{in} = \begin{cases} \pm 10V \\ \pm 15V \end{cases}$

Fig. 10

20 400 10

EA 4 dB

FIG. 11



PWR SPECT A : - 36.5 dBV 1.50 HZ N: 4 P: .05HZ
SPAN: 0.000HZ - 10.00HZ SN: 19 dBV FS: 12.00 dBV 10 dB/

RICOSTRUZIONE DELLA TERZA ARMONICA

$$\begin{aligned}V_{OUT} &= KV * \sin \varphi - KZ \sin 3\varphi \\ &= KV * \sin \varphi - KZ (3 \sin \varphi - 4 \sin^3 \varphi) \\ &= (KV - 3KZ) \sin \varphi + 4KZ \sin^3 \varphi\end{aligned}$$

$$\sin^3 \varphi + \frac{KV - 3KZ}{4KZ} \sin \varphi - \frac{V_{OUT}}{4KZ} = \phi$$

Questa è una equazione del tipo

$$x^3 + ax + b = \phi \quad \text{dove} \quad \begin{aligned}x &= \sin \varphi \\ a &= \frac{KV - 3KZ}{4KZ} \\ b &= -\frac{V_{OUT}}{4KZ}\end{aligned}$$

La soluzione reale è

$$x = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(\frac{a}{3}\right)^3}} - \sqrt[3]{\frac{b}{2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(\frac{a}{3}\right)^3}}$$

Nel nostro caso, posto

$$PP = \left(\frac{a}{3}\right)^3 = \left(\frac{KV - 3KZ}{4KZ}\right)^3$$

$$QQ = -\frac{b}{2} = Z1 * V_{OUT}, \quad \text{dove } Z1 = 1/(8 * KZ)$$

$$RD = \sqrt{QQ * QQ + PP}$$

si ottiene infine

$$\sin \varphi = S1 = (QQ + RD)^{1/3} - (RD - QQ)^{1/3}$$

$$\varphi = ASIN(S1)$$

FIG. 12