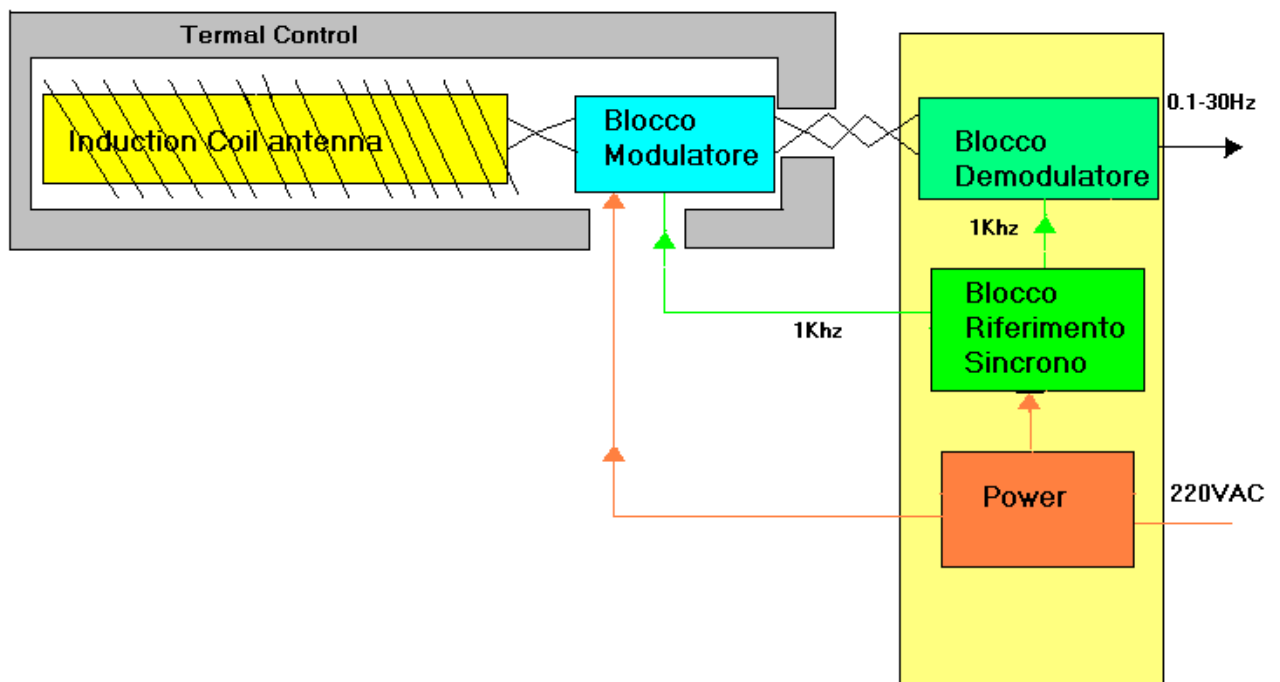


# Capitolo 3

## Il Sistema ULFO

Vista l'efficacia della modulazione demodulazione Lock In ci apprestiamo quindi al progetto dell'intero sistema di ricezione andandolo a costruire su tale tecnica di rivelazione. A tal fine si dimostrano di fondamentale importanza i dati acquisiti durante il periodo di tirocinio.

### 3.1 Schema a blocchi del ricevitore.



3.1 Schema a blocchi del Sistema

Il sistema è composto da due blocchi fondamentali (Fig.3.1):

- Un box contenente l'antenna a Coil e l'unità Ricevitore-Modulatore. Poiché questa parte verrà installata in ambiente esterno è previsto che il blocco venga adeguatamente termostato.
- Un box Ricevitore-Demodulatore composto da tre blocchi fondamentali: un blocco unità centrale contenente il sistema di demodulazione, filtraggio e amplificazione; un blocco di generazione del riferimento sincrono a 1 KHz in onda quadra per il sistema Lock In, corredato di linea di ritardo; un blocco di alimentazione superstabilizzata e tamponata al fine di ottenere la reiezione massima degli interferenti a 50 Hz.

Il blocco modulatore e demodulatore sono interconnessi tra di loro tramite due cavi twistati schermati, che portano i segnali ricevuti, il segnale di modulazione e da una coppia di potenza che porta l'alimentazione "superstabilizzata" e "tamponata", cioè proveniente da un sistema di accumulatori a tampone, i connettori impiegati sono di tipo militare multipolari ermetici.

Cuore dell'architettura è il sistema Lock-in (Rif. Cap. 2) che permette di eliminare tutti gli effetti strumentali di drift (entro il periodo di modulazione) e offset generati all'interno dell'anello modulatore-demodulatore.

Il principio consiste nel modulare il segnale a BF da amplificare, a frequenza video traslando la frequenza originaria del segnale al di sopra della frequenza di ginocchio  $f_{knee}$  del ricevitore. A questa frequenza si effettua l'amplificazione e il filtraggio per aumentare il rapporto S/N. Al termine si effettua la demodulazione "sincrona" del segnale. La frequenza tipica con cui si miscela il segnale è 1KHz ad onda quadra.

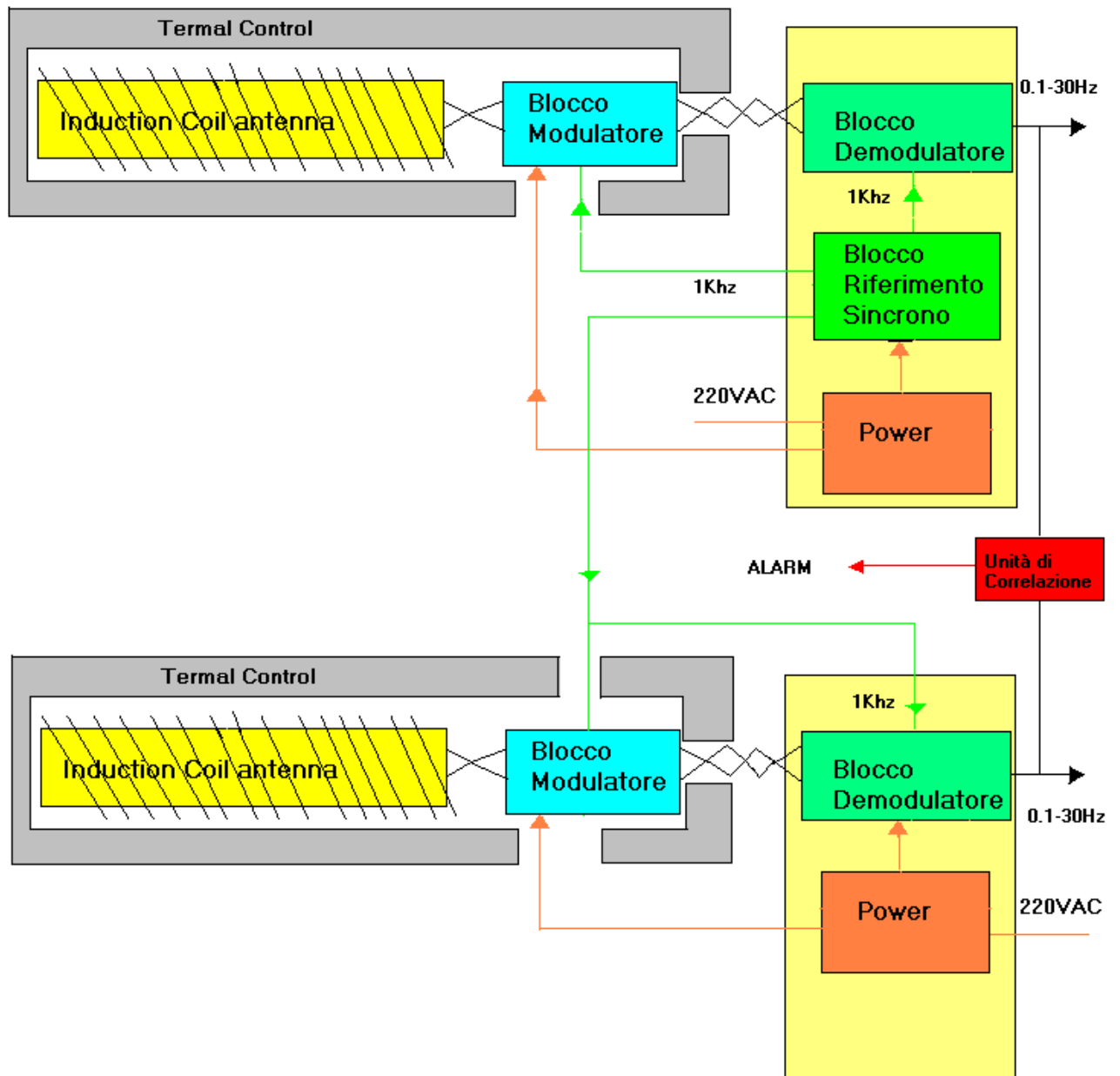
Le specifiche del ricevitore saranno le seguenti:

Parametri fondamentali ricevitore U.L.F.O.	
<i>Guadagno complessivo</i>	<i>Variabile in base alle applicazioni.</i>
<i>Frequenza massima</i>	<i>30Hz</i>
<i>Dinamica</i>	<i>Più ampia possibile in relazione all'esperimento</i>
$f_{knee}$	<i>&lt;0.1 Hz</i>
<i>Guadagno totale</i>	<i>Variabile <math>\approx</math> da 30÷210 Lineare , 30÷45 dB</i>

L'impiego Full-Time di una stazione ricevente di questo tipo, al fine di poter monitorare continuamente i fenomeni di interesse nella banda e far in modo che essi vengano segnalati o a un sistema di registrazione automatico o all'operatore, a spinto il progetto finale verso una soluzione di stazione ricevente a correlazione (Fig. 3.2).

Il sistema ULFO (Ultra Low Frequency Observatory) è stato pensato in questo modo: esso si compone di due gruppi di ricezione e di due antenne indipendenti. I segnali ricevuti vengono correlati mediante un moltiplicatore e un filtro passa basso.

Lo stadio di correlazione fornisce un valore continuo che è proporzionale alla potenza di un eventuale segnale coerente ricevuto dalle due antenne. Il risultato del correlatore potrebbe essere inviato ad un calcolatore elettronico, che con un software ad hoc, registrerebbe solo i segnali di interesse. In questo modo si aumenterebbe la reiezione dei segnali interferenti individuati, minimizzando la registrazione ai soli segnali "d'interesse scientifico".



3.2 Schema a blocchi della possibile implementazione finale di stazione automatica.

# Capitolo 4

## L'unità modulatore

### 4.1 Architettura e scelta dei componenti.

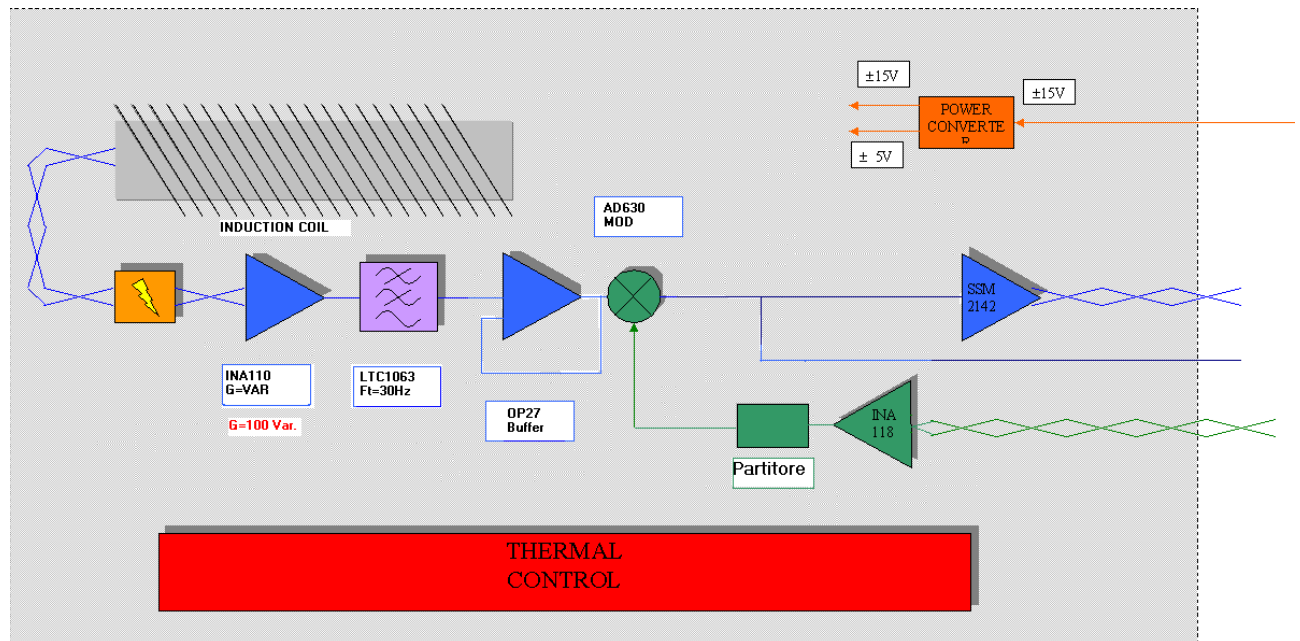


Fig. 4.1 Schema a blocchi del Modulatore

L'unità di ricezione e modulazione è stata così studiata (Fig. 4.1). Il segnale che proviene dall'antenna incontra un primo stadio di protezione. Al fine di evitare che eventuali scariche elettrostatiche, accoppiandosi con l'antenna a coil, possano distruggere i circuiti elettronici o mettere in pericolo l'incolumità dell'operatore nelle vicinanze della stazione, sono stati inseriti dei componenti che scaricano a terra le eventuali sovratensioni; la nostra scelta è caduta sui TRANZORB®, in particolare l' 1N6373 della Vishay Semiconductor, General Semiconductor capace di tagliare tensioni fino a 1500 V.

Il debole segnale proveniente dall'antenna ha ora la necessità di essere amplificato, le nostre specifiche richiedono buone prestazioni di rumore e una bassa frequenza di ginocchio. Il guadagno dell'intero blocco dovrebbe aggirarsi attorno a 100 (lineare) ma con la possibilità di essere variabile. Tale stadio è il più critico, in quanto il segnale da esso generato viene amplificato dal resto della catena ed ha inoltre lo svantaggio di essere posto all'esterno dell'anello Lock In.

A tal fine la scelta è ricaduta su un Instrumentation amplifier; questo è un dispositivo realizzato con tre amplificatori operazionali, che ha la caratteristica di amplificare solo la componente di modo differenziale del segnale all'ingresso. Entrambi gli ingressi hanno la medesima impedenza (con una tolleranza molto bassa) e le resistenze sono integrate e calibrate nel chip. Ciò garantisce una precisione molto elevata per quanto riguarda la simmetria del dispositivo.

L'integrato utilizzato è INA-110 prodotto dalla Burr-Brown® definito come "Very Accuracy Instrumentation Amplifier".

In appendice sono riportate in dettaglio le specifiche relative a questo dispositivo.

Si presenta ora la necessità di effettuare un accurato filtraggio del segnale in ingresso, poiché quello che si vuole ottenere è soprattutto l'eliminazione della 50Hz e delle sue armoniche a causa delle interferenze introdotte dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica. A tal fine è stato scelto un filtro a capacità commutate che garantisce, in un unico circuito integrato, l'equivalente di passa basso 5 poli di tipo Butterworth. In particolare il circuito che meglio risponde alle esigenze del nostro progetto è LTC1063 della Linear Technology® per il quale è stata fissata una frequenza di taglio a 30 Hz, esso ha però lo svantaggio di presentare una rumorosità intrinseca elevata, mascherata però dal fatto che viene impiegato come componente della catena. Tale stadio richiede, al fine di un isolamento in impedenza, che a valle gli venga inserito uno stadio buffer, realizzato con un amplificatore operazionale OP27 oppure un OP07 o OP117.

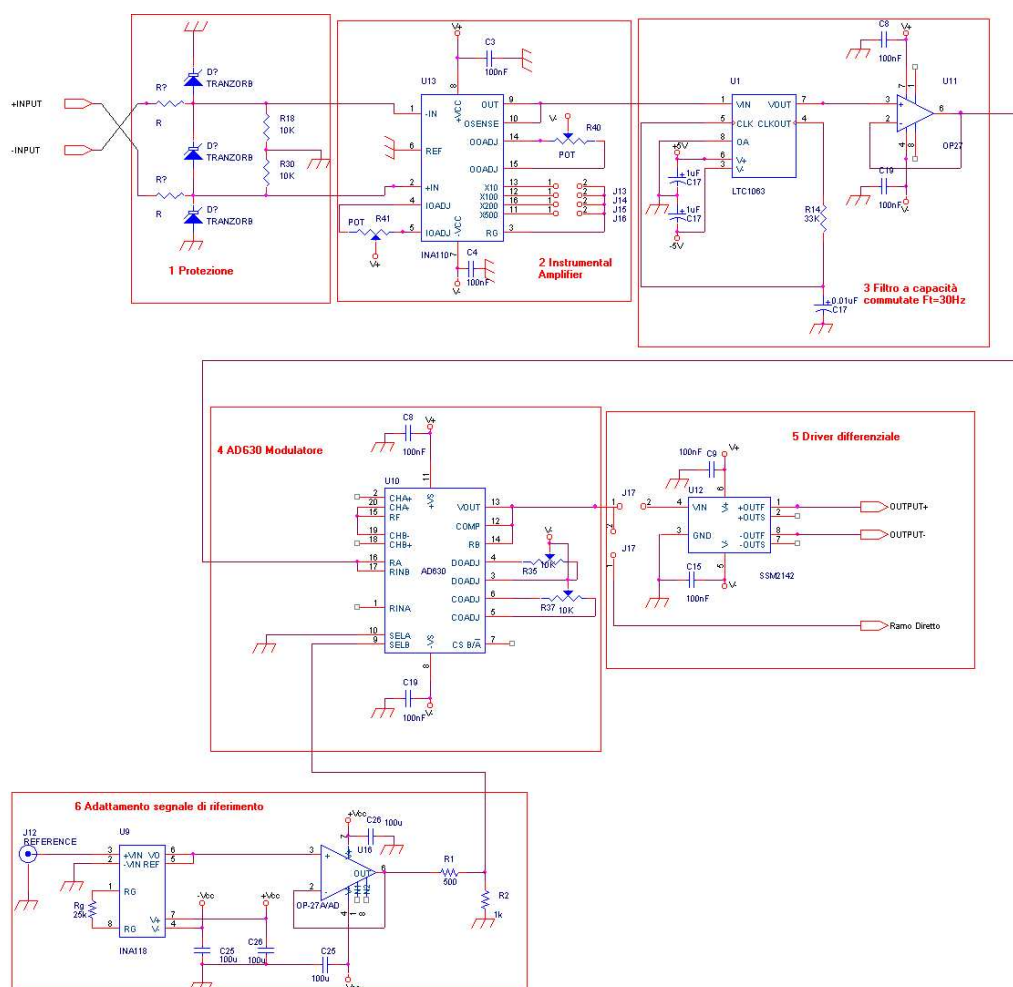
Entriamo ora nel cuore del sistema: da questo momento il segnale viene affidato al modulatore della catena Lock In, un AD630, di cui si è ampiamente discusso nel Cap. 2 e nella Relazione di Tirocinio.

Il segnale modulato in onda quadra a 1 KHz viene collegato ad uno stadio driver differenziale che permette di trasmettere più efficacemente il segnale lungo il cavo twistato fino all'unità di demodulazione.

Il componente scelto è l' ANALOG DEVICE® SSM2142 che converte il segnale singol-ended in un uscita bilanciata. L'uscita bilanciata collegata al cavo twistato di discesa rende immune alle interferenze RF che si possono accoppiare, reiettando i disturbi di modo comune.

Nel prossimo paragrafo si passerà a descrivere in dettaglio ciascun blocco fino a qui presentato.

## 4.2 Il circuito elettrico e le simulazioni.

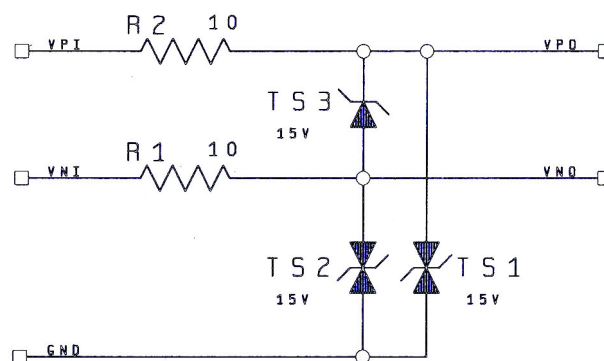


### 4.2 Lo schema elettrico della scheda Modulatore

- **Protezione del circuito e dell'operatore**

Per proteggere i circuiti elettronici da possibili sovratensioni indotte da scariche o fulmini che possano scaricarsi in prossimità delle antenne o dei cavi, sono stati cablati (come da Fig. 4.3) componenti di protezione denominati TRANZORB® .

Essi hanno la funzione di scaricare l'eccesso di energia tra le linee verso terra. Questi dispositivi sono stati inseriti sia sulle linee di segnale sia su quelle di alimentazione.

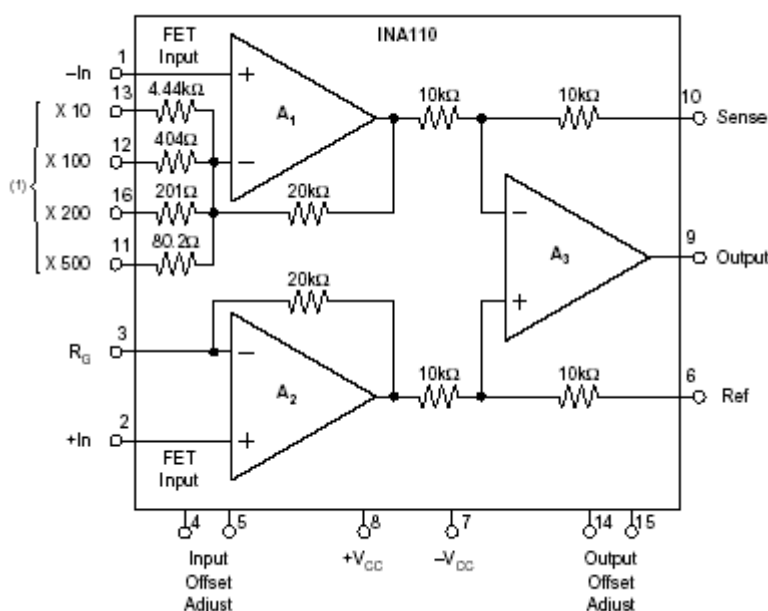


4.3 Protezione a Tranzorb e resistenze.



- **INA110 Instrumentation Amplifier**

L'amplificatore scelto è il Burr-Brown® INA110 (Fig.4.4a), la sua architettura è basata su tre OpAmp di precisione, che lavorano andando ad amplificare solo la componente di modo differenziale del segnale d'ingresso. Il guadagno (10,100,200,500 in lineare) è settabile tramite delle resistenze interne al chip che garantiscono drift del guadagno molto basso: 10 a 50 ppm/°C.



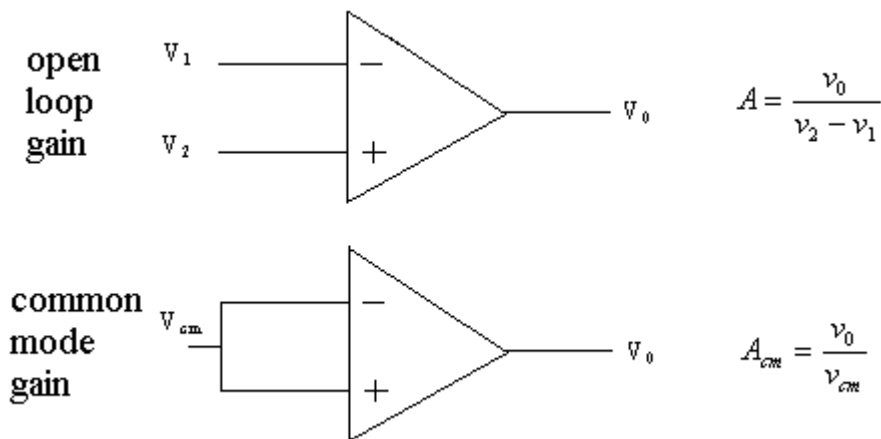
4.4a Schema dell' INA110

Un instrumentation amplifier è un blocco a loop chiuso che ha un input differenziale ed un output single ended. Solitamente le impedenze dei terminali di ingresso sono bilanciate e hanno un valore molto alto (tipicamente di  $10^9 \Omega$ ). Come avviene per gli OPAMP l'impedenza di uscita è molto bassa, normalmente solo pochi  $m\Omega$ . A differenza dell'OPAMP che ha il guadagno a loop chiuso determinato dalle resistenze esterne connesse fra gli ingressi invertenti e l'uscita, un INAMP impiega

una rete di resistori interni isolata dai terminali di ingresso che può essere settato attraverso l'utilizzo di pin esterni.

Il motivo che ha determinato la scelta di questi amplificatori è dovuto all'elevato valore del parametro CMRR (Common Mode Rejection Ratio) che essi presentano. Un amplificatore differenziale ha lo scopo di amplificare la differenza fra i segnali di ingresso. Nella pratica, a causa del funzionamento non ideale di questi dispositivi, all'uscita dell'amplificatore è sempre presente una tensione diversa da zero anche quando gli ingressi sono comuni.

Il CMRR si esprime come il rapporto fra il guadagno a loop aperto e il guadagno di modo comune:



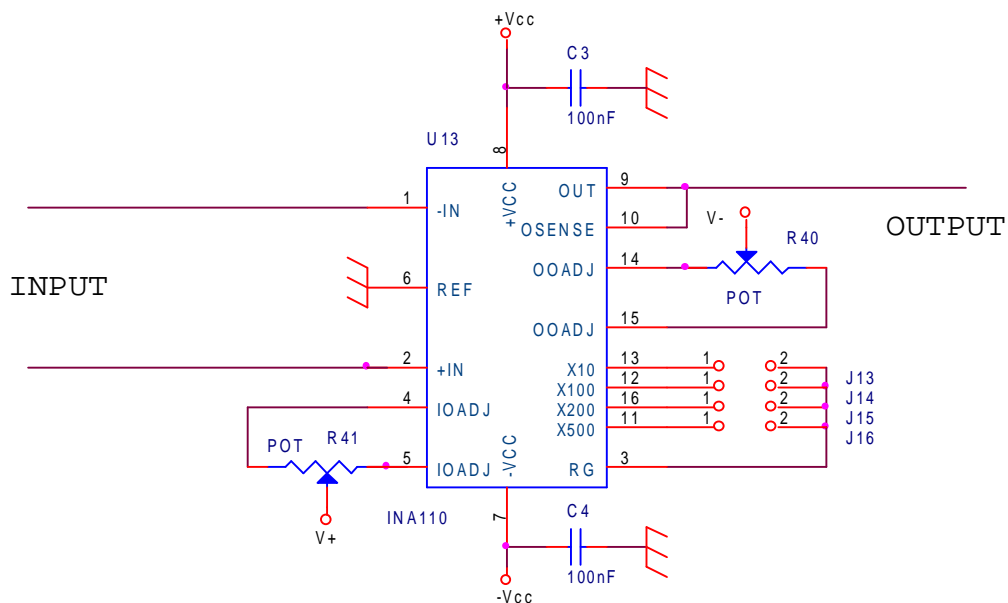
$$CMRR = \frac{A}{A_{cm}}$$

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

Idealmente questo rapporto è infinito, nella pratica valori tipici del CMR sono di 80-100 dB a bassa frequenza. L'INA110 presenta un valore del CMR pari a 106dB alla frequenza più bassa e di 90dB alla frequenza di 10KHz.

Come si è già detto in precedenza una specifica di base per l'elettronica a bassa frequenza è quella di avere una  $I_{bias}$  molto bassa. Per questo motivo si è utilizzato l'integrato con ingresso FET INA110 che è caratterizzato da una corrente di  $I_{bias}$  dell'ordine di 50pA.

Nel progetto che si sta sviluppando si necessitano guadagni dell'ordine di 70-120, in lineare, ma non conoscendo a priori le specifiche dell'antenna, si è deciso di predisporre sulla scheda dei Jumper o un micro switch SMD<sup>4</sup> al fine di poter variare il guadagno in base alle esigenze che si andranno a presentare (Fig 4.4b).



4.4b Schema elettrico dell' INA110

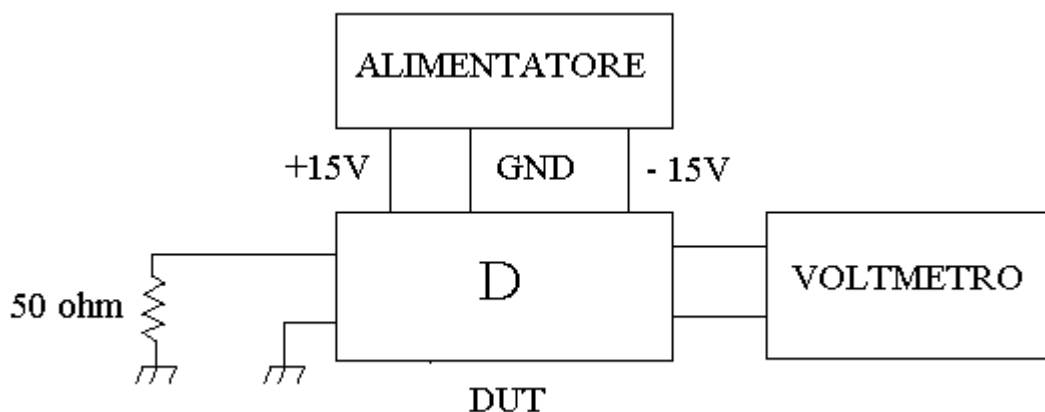
L'alimentazione duale è a +/- 15 V.

Si è inoltre predisposto un circuito per la correzione degli offset, anche se un circuito integrato di questo tipo dovrebbe garantirne dei livelli molto bassi già in configurazione originale.

<sup>4</sup> Surface Mounted Device

Si procede ora alla valutazione del rumore intrinseco del componente INA110.

Una volta connesse le uscite del INA110 al voltmetro, si pone un carico da  $50\Omega$  (sorgente di rumore) su uno dei due ingressi differenziali e si cortocircuita l'altro ingresso a massa (Fig.4.4c). Si esegue la misura del valore efficace di tensione all'uscita di questo amplificatore.



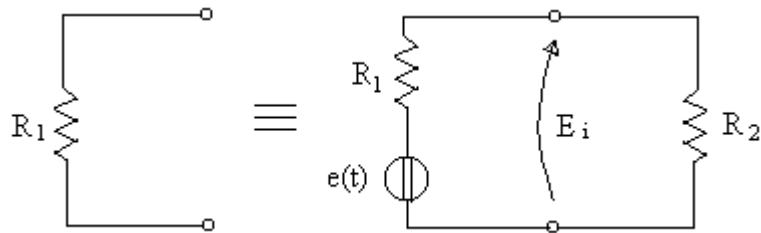
4.4c Il DUT (Device Under Test)

I valori di tensione ottenuti sono riportati nella seguente tabella:

Amplificatore	$E_{SYS}$ nella banda 0-100KHz
INA110	1,9 mV

A questo punto è necessario calcolare la potenza di rumore dell'amplificatore tenendo presente che il valore efficace misurato è relativo al blocco sorgente più amplificatore.

Per prima cosa si determina il valore efficace della tensione di rumore relativo alla sola resistenza di  $50\Omega$  (Fig 4.4d): questo calcolo si esegue sostituendo la resistenza rumorosa con una resistenza ideale (per questo motivo non rumorosa) connessa ad un generatore di tensione di rumore  $e(t)$ :



4.4d Tensione di rumore relativa a R

Il valore efficace si ricava dalla relazione:

$$E_R = \sqrt{\langle e^2(t) \rangle} = \sqrt{4KTRB}$$

da cui:

$$E_R = GE_i$$

dove  $E_i$  è il valore efficace della tensione di ingresso:

$$E_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \sqrt{4KTR_1 B} \approx \sqrt{4KTR_1 B}$$

$T = 300$  K (temperatura ambiente)

$K = 1,39 \cdot 10^{-23}$  Joule/ K (costante di Boltzmann)

$R_1 = 50$  ohm (carico presente all'ingresso)

$R_2 = 1$  Mohm

$B = 100$  KHz (banda dell'amplificatore)

$G = 500$  (Guadagno)

Sostituendo i precedenti valori numerici si ottiene:

$$E_R \approx 0,15mV$$

che, come detto, è relativa alla sola resistenza ed è legata alla tensione di rumore dell'intero sistema dalla relazione:

$$E_{SYS} = \sqrt{E_R^2 + E_{AMP}^2}$$

A questo punto si possono ricavare i valori della tensione di rumore  $E_{AMP}$  relativa ai singoli amplificatori:

Amplificatore	$E_{AMP}$
INA110	1,89 mV

La potenza di rumore si calcola attraverso la relazione:

$$dN_{AMP} = \frac{E_{AMP}^2}{4R}$$

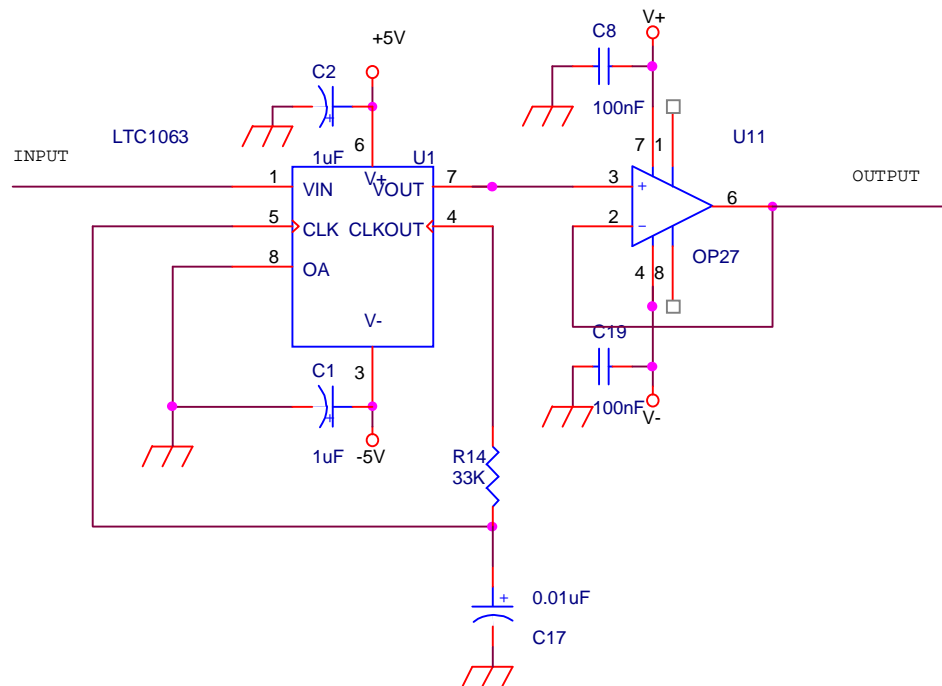
Assumendo la resistenza  $R = 50$  ohm si ricavano i seguenti valori:

Amplificatore	$dN_{AMP}$
INA110	$9.45\mu W$

- **LTC1063 Filtro a capacità commutate**

Il filtro a capacità commutate della Linear Technology® è un Passa Basso equivalente a un 5 poli Butterworth. La struttura interna del

componente presenta un oscillatore e un divisore 100:1 attraverso il quale è definibile la frequenza di taglio.



4.5 Schema elettrico del LTC1063

Essendo il nostro scopo quello di reiettare gli interferenti delle reti di distribuzione a 50 Hz, andiamo ad accordare il filtro tramite il circuito RC composto dalla resistenza R14 e il condensatore C17. Fissando una frequenza di taglio  $F_t=30Hz$  poniamo:

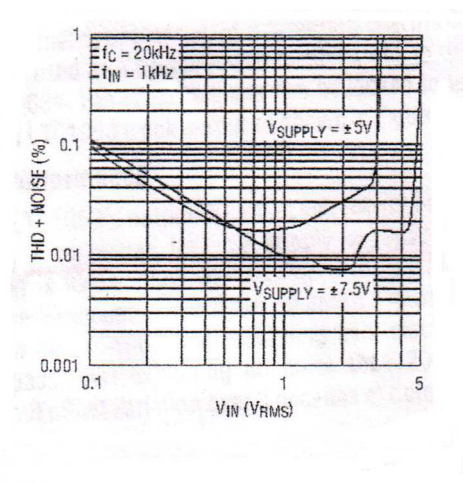
$$Clock_{out} = \frac{1}{RC} \quad Clock_{out} : F_t = 100 : 1 \quad Clock_{out} = 300Hz$$

$$300Hz = \frac{1}{RC} = \frac{1}{30K\Omega \times 0.01\mu F} \quad F_t = \frac{300Hz}{100} = 30Hz$$

Il problema principale resta il rumore intrinseco del componente il quale si manifesta soprattutto nelle frequenze di lavoro del progetto in esame (Fig.4.6).

E' da notare però che lo stadio precedente INA110, dato l'alto guadagno, tenderà a moderare tale effetto negativo. Ricordiamo infatti che la NF (figura di rumore) del ricevitore è data da:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2}{G_1} + \dots + \frac{NF_{n+1}}{G_n}$$



4.6 Curve di rumore a 1 KHz

Inoltre il dispositivo necessita di uno stadio buffer sull' uscita del segnale, al fine di isolare in impedenza il filtro. Per evitare di introdurre rumore indesiderato è stato scelto un OP-AMP a basso rumore con ingressi bipolari denominato OP-27 che ha una tensione equivalente di rumore nella banda di interesse pari a  $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

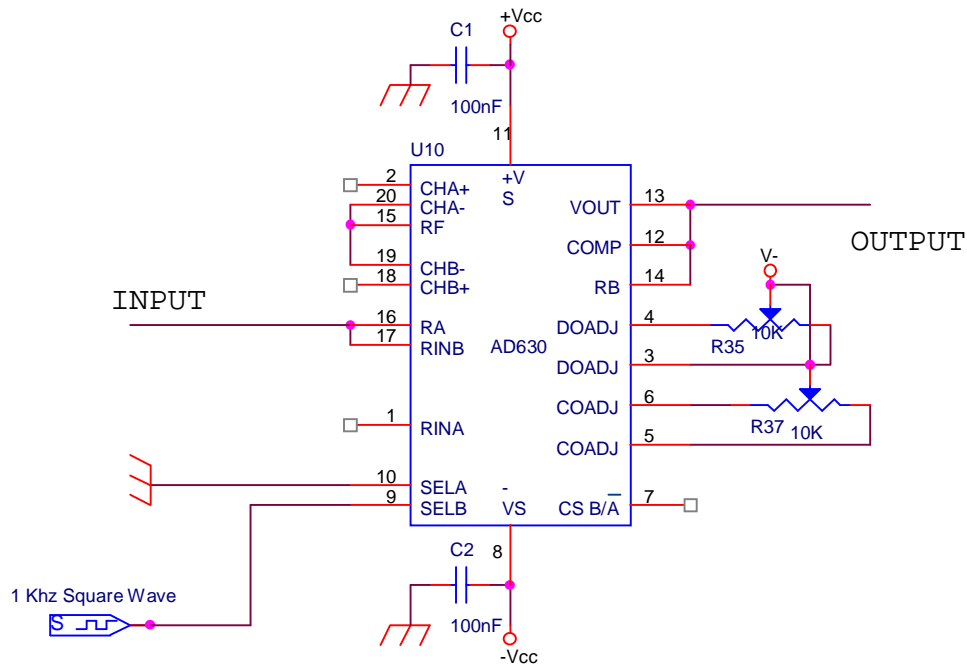
- **AD630 Modulatore sincrono**

Da questo momento il segnale amplificato e filtrato fa il suo ingresso nella catena Lock-In. Il modulatore è l' Analog Device®



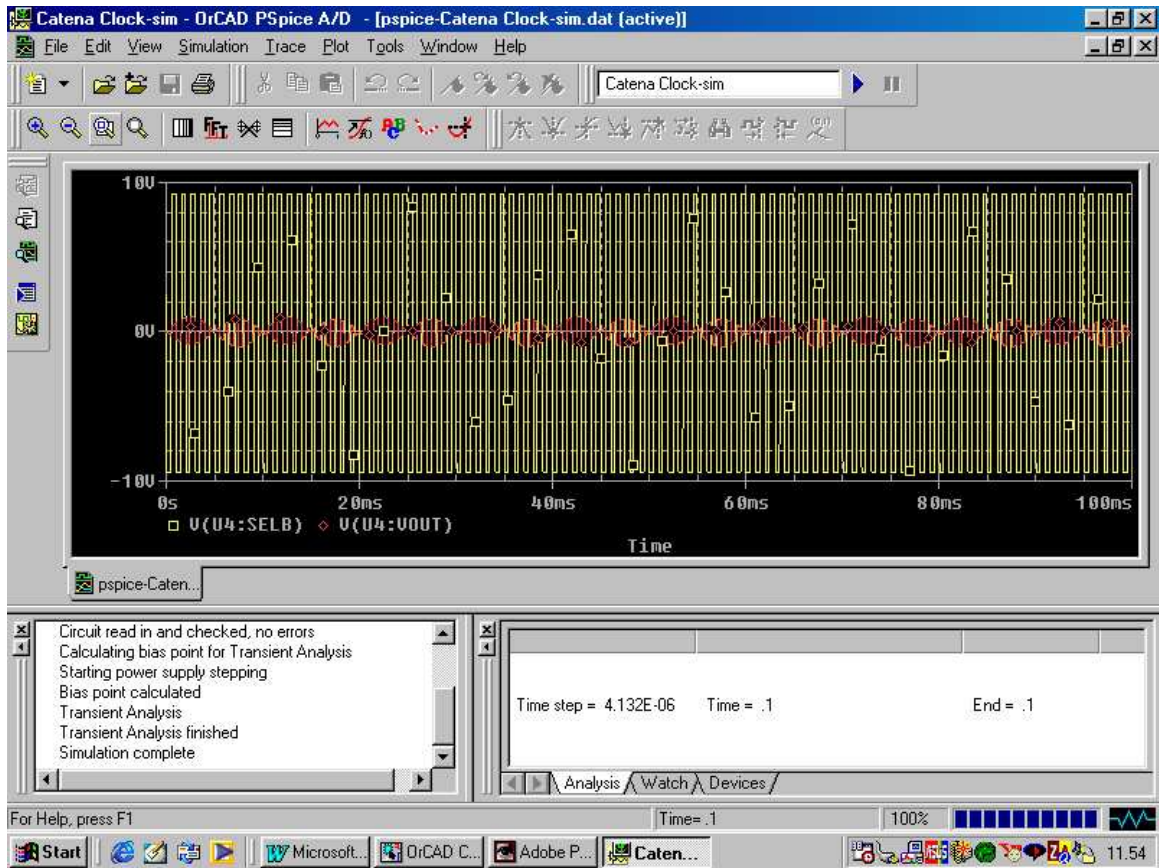
AD630 (Rif. Cap. 2.5). Il segnale viene modulato, in onda quadra simmetrica, da un riferimento a 1 KHz portato al pin 9. Il circuito integrato accetta una dinamica in ingresso, su questo pin, di +/- 10V .

## MODULATOR

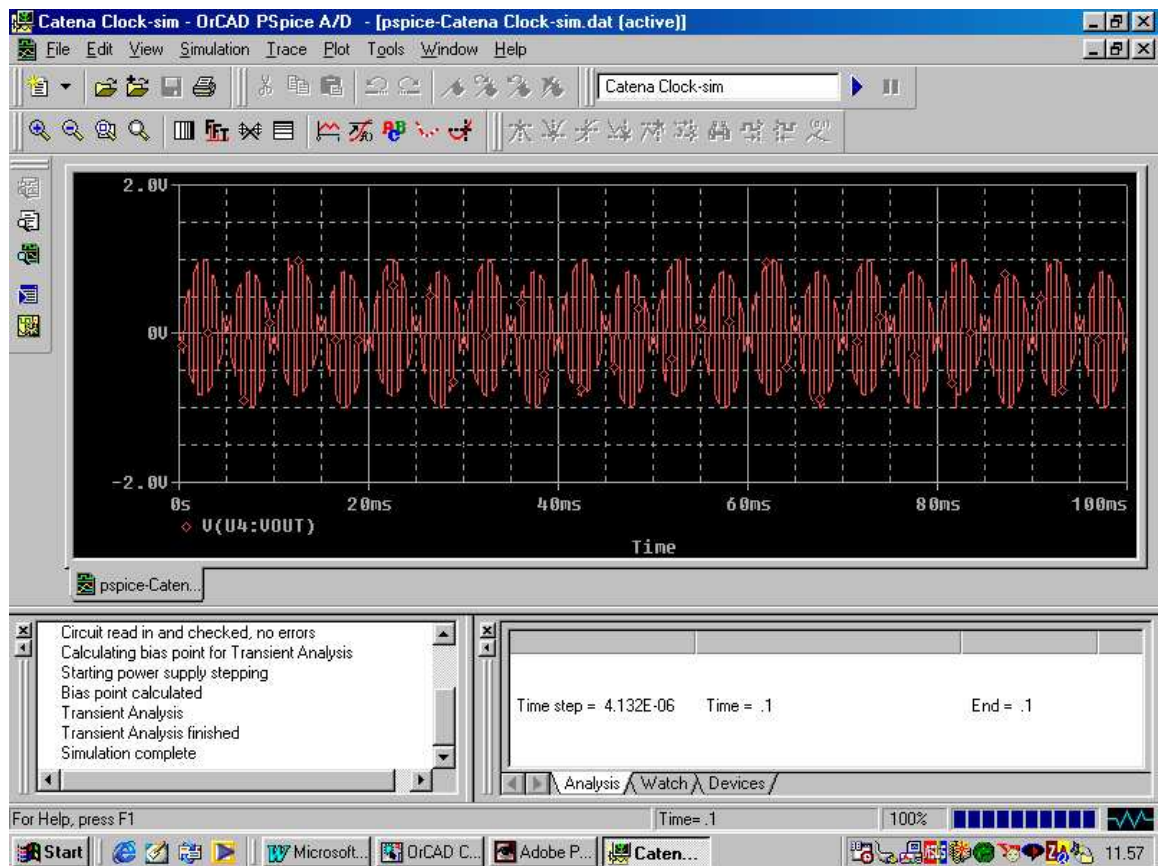


### 4.7 AD630 in configurazione Modulatore

In figura 4.8 è visibile in giallo il segnale modulante a 1 KHz, onda quadra +/- 10 V simmetrico mentre in rosso si evidenzia l'uscita modulata (vedi anche Fig. 4.9)



#### 4.8 Modulante (Giallo) e Modulata (Rosso)

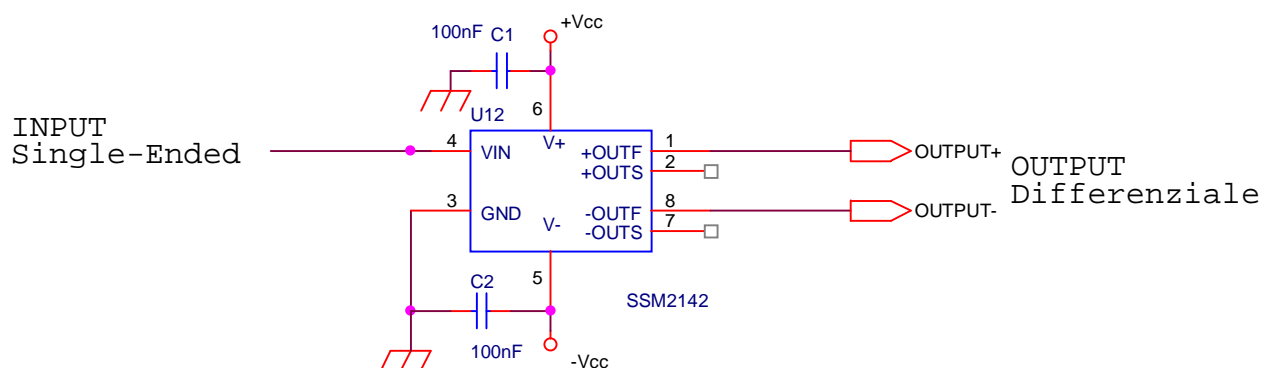


#### 4.9 Zoom della modulata

- **SSM2142 Driver differenziale**

L'SSM2142 è un buffer differenziale integrato in grado di amplificare e convertire segnali di tipo single-ended al suo ingresso in segnali bilanciati in uscita. Esso è in grado di mantenere alta la qualità del segnale lungo la linea di trasmissione, garantendo comunque elevata immunità agli interferenti di tipo umano e ai disturbi a Radio Frequenza.

Driver differenziale



4.10 Schema elettrico dell' SSM2142

Per completezza va specificato che sulla scheda modulatore, sull'ingresso del riferimento sincrono, è previsto un circuito integrato INA118, per ripulire il segnale di Clock (riferimento sincrono) da eventuali interferenti accoppiati lungo il cavo e adattarlo alle tensioni previste dal comparatore dell' AD630, la scelta e il funzionamento verranno comunque approfonditi nel Cap. 6.

# Capitolo 5

## L'unità demodulatore

### 5.1 Architettura e scelta dei componenti

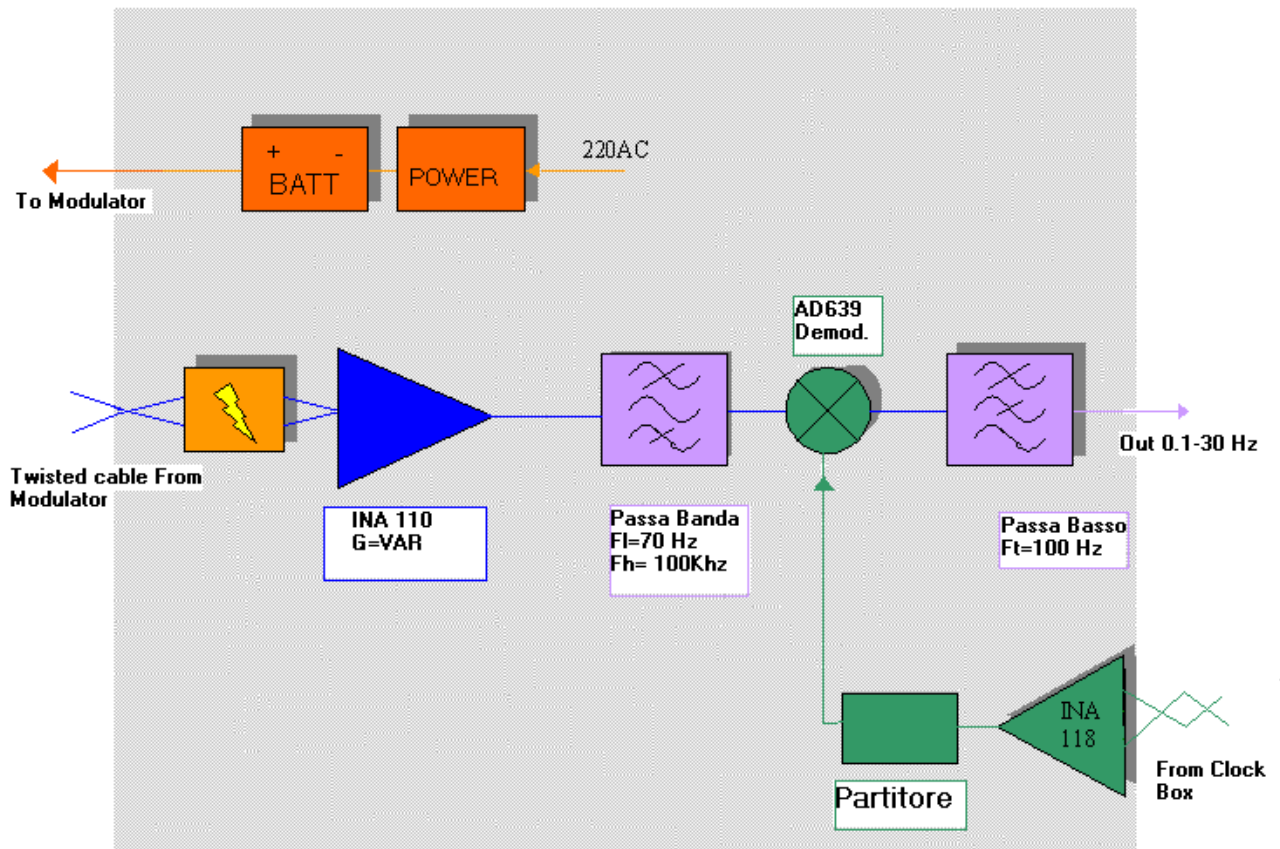


Fig. 5.1 Schema a blocchi del Demodulatore

L'unità di ricezione e demodulazione è stata così progettata come da Fig.5.1. Il segnale bilanciato che proviene dalla discesa in cavo twistato schermato trova al suo ingresso nel blocco di demodulazione un primo stadio di protezione. E' importante andare ad eliminare le eventuali sovratensioni che si possono essere accoppiate alla discesa, in particolare per una protezione dell'operatore e delle apparecchiature elettroniche.

Il sistema di protezione è stato realizzato in modo analogo a quello del blocco di modulazione.

Il segnale bilanciato proveniente dal cavo di discesa ha la necessità di essere amplificato. Si tenga presente che ci si trova all'interno dell'anello Lock In, per cui si sta amplificando un segnale modulato ad 1 KHz; eventuali drift generati, restano qui confinati.

Dimostratasi ottima la scelta fatta per il blocco Modulatore, anche in questo caso si è utilizzato il "Very Accuracy Instrumentation Amplifier" INA110, al fine di andare a amplificare il segnale. Esso garantisce una bassa frequenza di ginocchio e ottime specifiche di rumore anche se, trovandosi all'interno del Lock In, si sarebbe potuto scegliere un amplificatore a basso costo e meno accurato.

Si presenta ora la necessità di effettuare un accurato filtraggio del segnale in ingresso,

Ciò che si vuole ottenere è soprattutto la reiezione degli interferenti della rete elettrica a (50 Hz) eventualmente accoppiatesi al cavo di discesa e delle interferenze superiori a 100 KHz dovute alle trasmissioni delle Broadcasting.

Viene così inserito un filtro di tipo passa banda con

$$F_l = 100\text{Hz} \quad F_h = 100\text{KHz} .$$

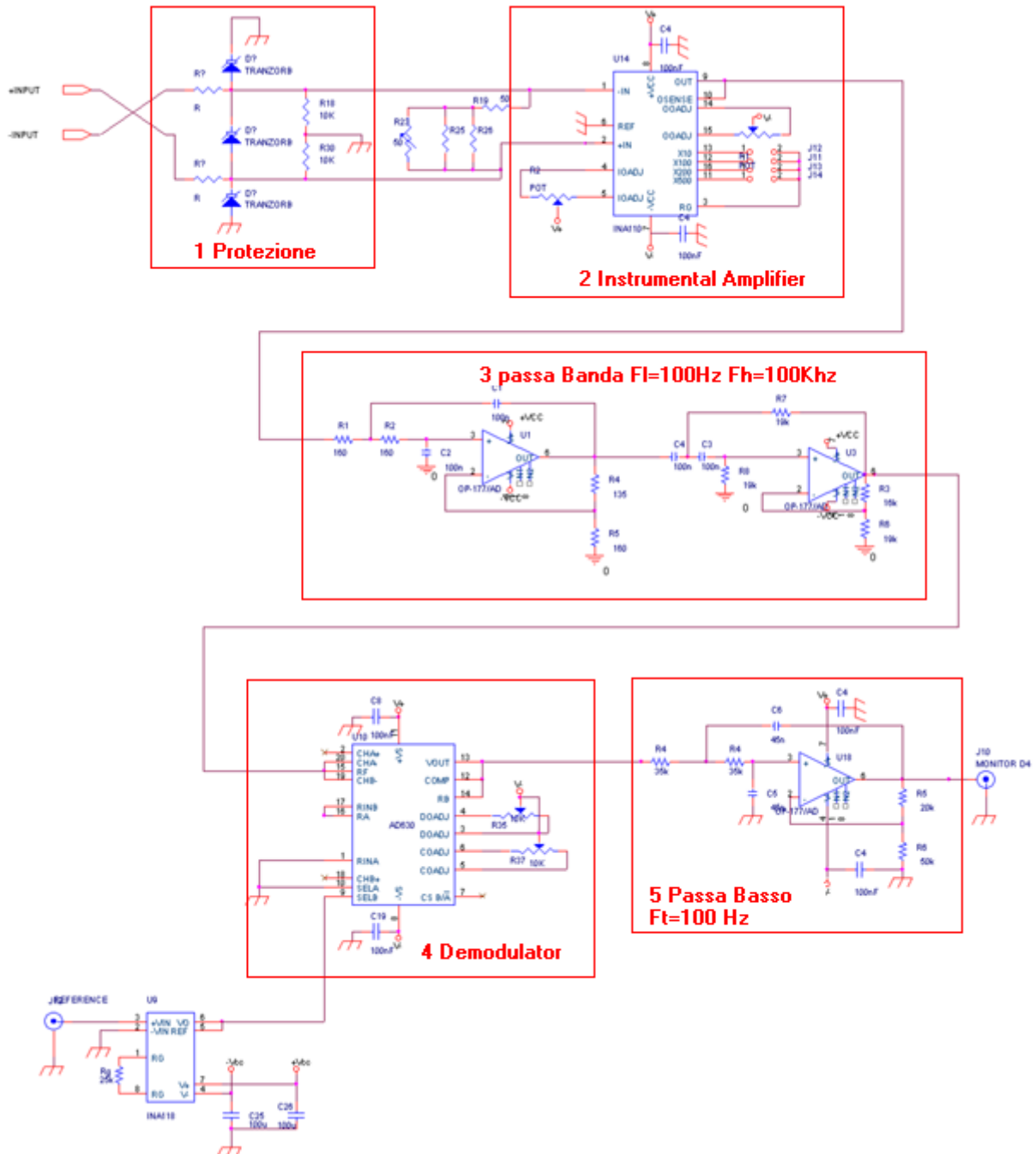
Il filtro è l'ultimo stadio della catena Lock In infatti il segnale alla sua uscita viene demodulato dall' AD630 (Rif. Cap. 1 e Relazione di Tirocinio), che riporta il segnale in banda base 0.1÷30 Hz.

L'ultimo stadio è nuovamente un filtro di tipo passa-basso, il cui scopo è quello di eliminare le armoniche che vengono a generarsi nella modulazione in onda quadra. Per tal motivo la frequenza di taglio scelta è di 100 Hz.

Per la realizzazione di entrambi i filtri si è scelto di utilizzare un OpAmp Op177 della Analog Device®. Rispetto al OP27 esso ha il vantaggio di essere un Ultraprecision Operation Amplifier. Essendo il componente al di fuori dell'anello Lock In deve infatti garantire offset molto bassi e un ottimo PSRR (Power Supply Rejection Ratio).

Nei prossimi paragrafi si procederà a presentare in dettaglio l'elettronica dei blocchi funzionali appena descritti.

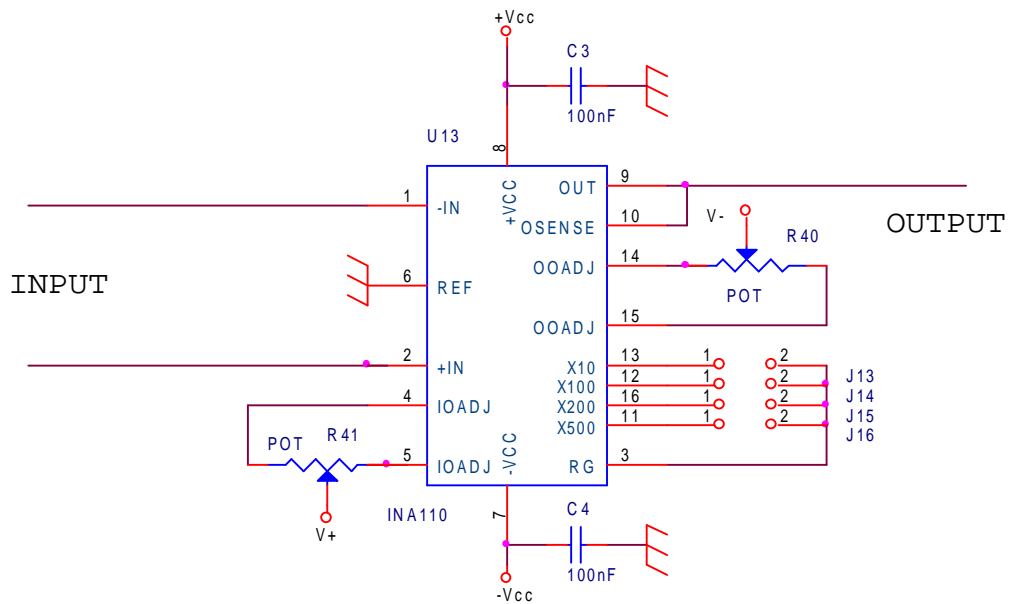
## 5.2 Il circuito elettrico .



5.2 Lo schema elettrico della scheda Demodulatore

- **INA110 Instrumentation Amplifier**

Il primo stadio è il Burr-Brown® INA110, le scelte circuitali sono le medesime descritte al Cap. 4.2, è da notare che il guadagno deve essere tale da compensare il rapporto segnale rumore presente sul segnale d'interesse



5.3 Schema elettrico dell' INA110

L'alimentazione duale è a +/- 15 V.

Si è inoltre predisposto un circuito per la correzione degli offset, anche se un circuito integrato di questo tipo dovrebbe garantirne dei livelli molto bassi ed essi dovrebbero rimanere confinati all'interno della catena Lock In.

- **Filtro Passa-Banda con OP177**

Si fissiano le frequenze di taglio del filtro nel seguente modo:

$$F_{Chop} = 1 \text{ KHz}$$

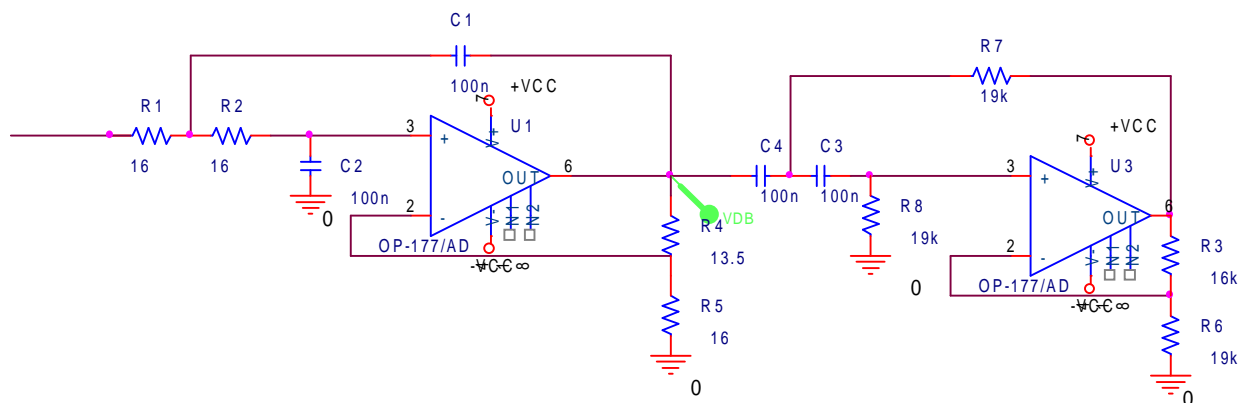
$$F_{max} = 100 \cdot F_{chop} = 100 \text{ KHz}$$

$$F_{min} = \frac{F_{Chop}}{10} = 100 \text{ Hz}$$

Si decide di realizzare un filtro con approssimazione Chebyshev del secondo ordine con la reiezione fuori banda di almeno 40dB/Dec .

Avendo il filtro una banda di circa 100KHz, approssimabile a  $F_{max}$  e quindi abbastanza ampia, si decide di realizzare due celle separate : (Fig. 5.4):

- Una cella Passa Alto con  $F_t = 100 \text{ Hz}$
- Una cella Passa Basso con  $F_t = 100 \text{ KHz}$



5.4 Architettura del filtro Passa-Banda.



- Sezione Passa Basso

$$F_t = 100\text{Khz}$$

Chebyshev 2° ordine per cui:

$$K = 1.842 \quad F_n = 1.231$$

Il guadagno dello stadio non invertente è pari a :

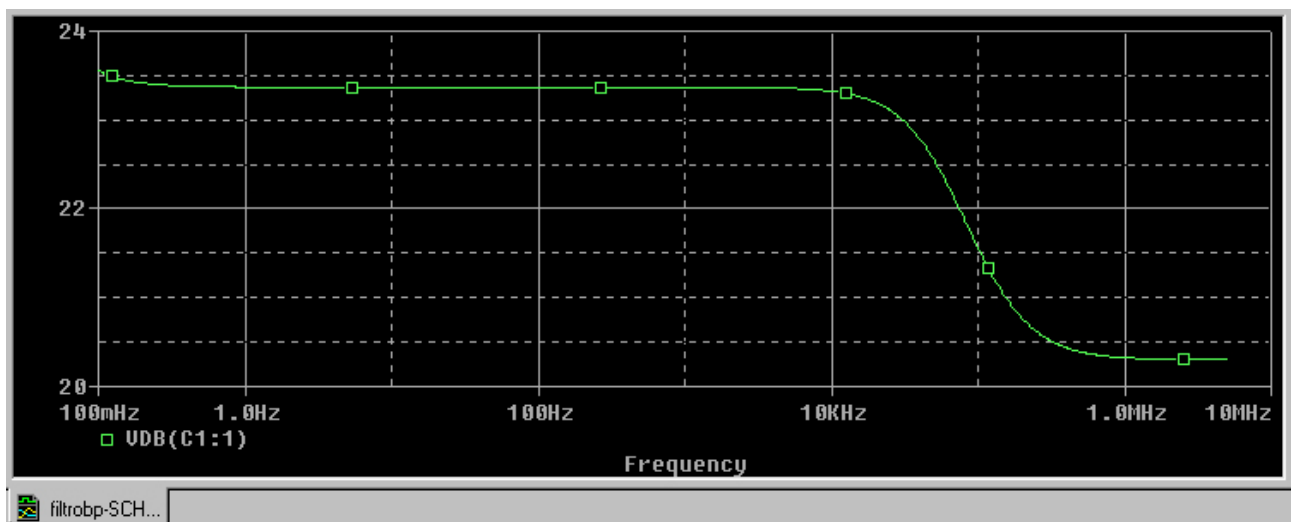
$$A = 1 + \frac{R_4}{R_5} = 1 + \frac{13.5}{16} \cong 2 \equiv 5.3\text{dB}$$

Fissando il valore della capacità  $C_{lp} = C_1 = C_2 = 100\text{nF}$

$$R_{lp} = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_{lp} \cdot F_t \cdot F_n} = 12.9 \cong 13\Omega$$

$$R = (k - 1) \cdot R_{lp} \cong 11\Omega$$

La banda passante così ottenuta è visibile in figura 5.5



5.5 Diagramma di Bode della sezione passa Basso

- Sezione Passa Alto

$$F_t = 100\text{Hz}$$

Il guadagno dello stadio non invertente è pari a :

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_6} = 1 + \frac{16K}{19K} \cong 2 \cong 5.3\text{dB}$$

Chebyshev 2° ordine per cui:

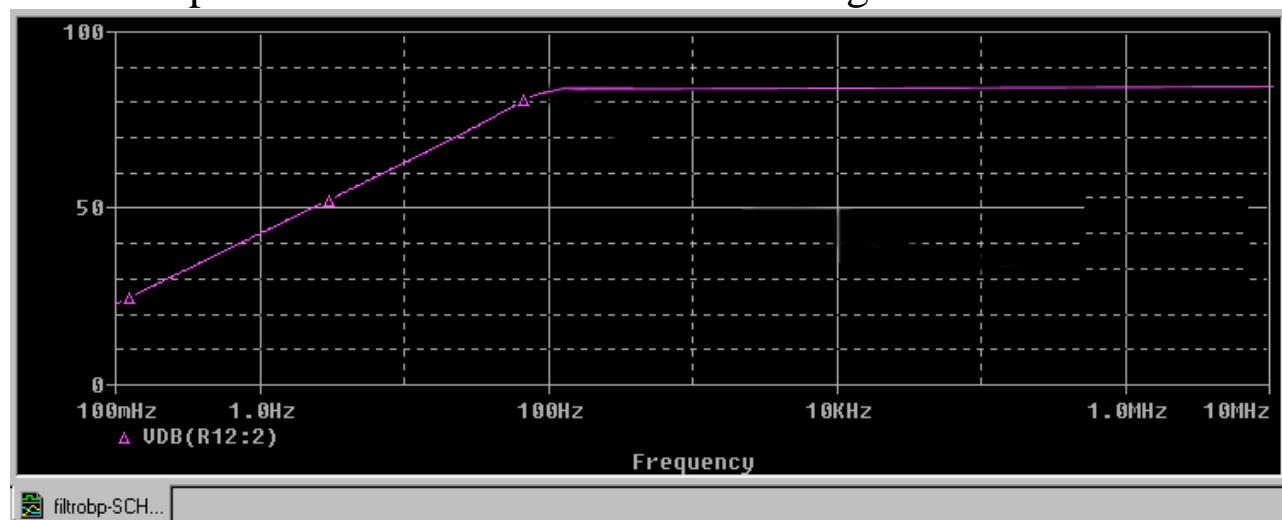
$$K = 1.842 \quad F_n = 1.231$$

Fissando il valore della capacità  $C_{lp} = C_1 = C_2 = 100\text{nF}$

$$R_{hp} = R_1 = R_2 = f_n \frac{1}{2\pi \cdot C_{hp} \cdot F_t} = 19K\Omega$$

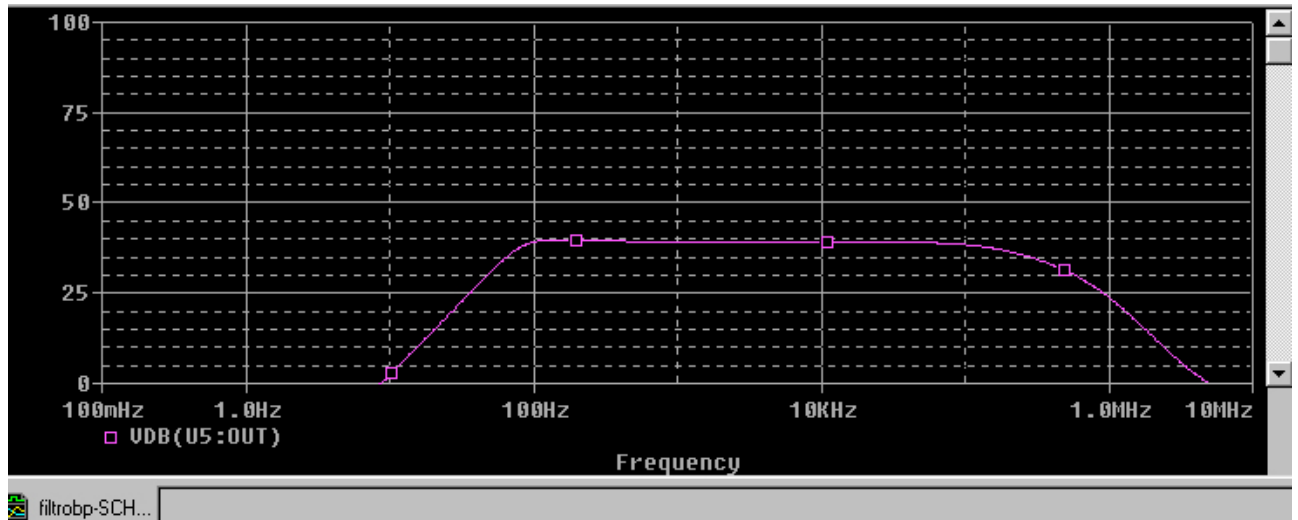
$$R = (k - 1) \cdot R_{hp} \cong 16K\Omega$$

La banda passante così ottenuta è visibile in figura 5.6



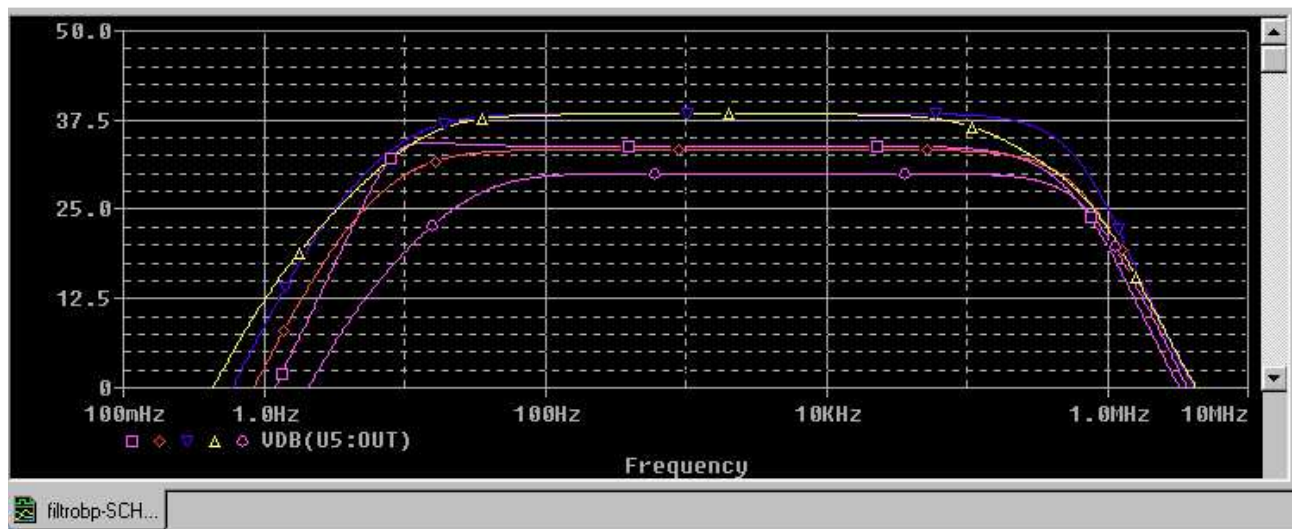
### 5.5 Diagramma di Bode della sezione passa Alto

Simulando la banda passante complessiva data dalla cascata dello stadio passa basso con quello passa alto si ottiene l'andamento illustrato in Fig. 5.6:



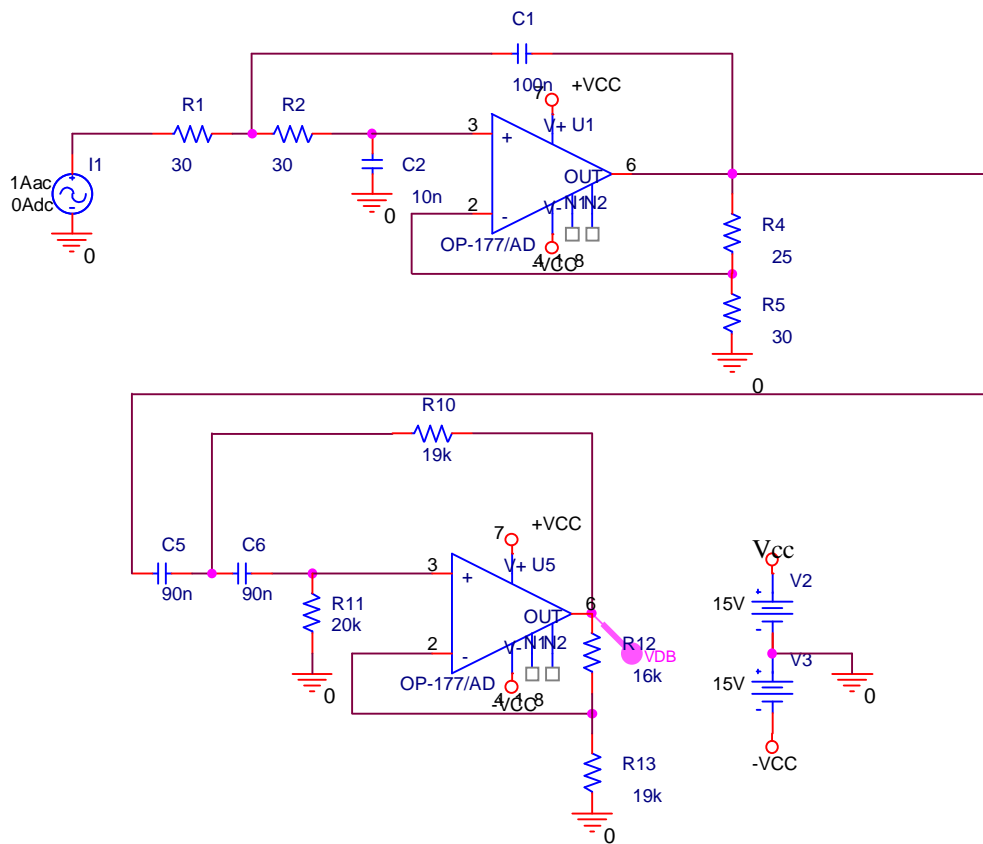
5.6 Diagramma di Bode del blocco Passa Banda

L'ottimizzazione del filtro avviene tramite l'algoritmo MonteCarlo e distribuzione gaussiana fissando la tolleranza dei componenti al 100% si ottiene l'andamento illustrato in Fig. 5.7.



5.7 Risposta della banda passante al algoritmo di ottimizzazione Montecarlo

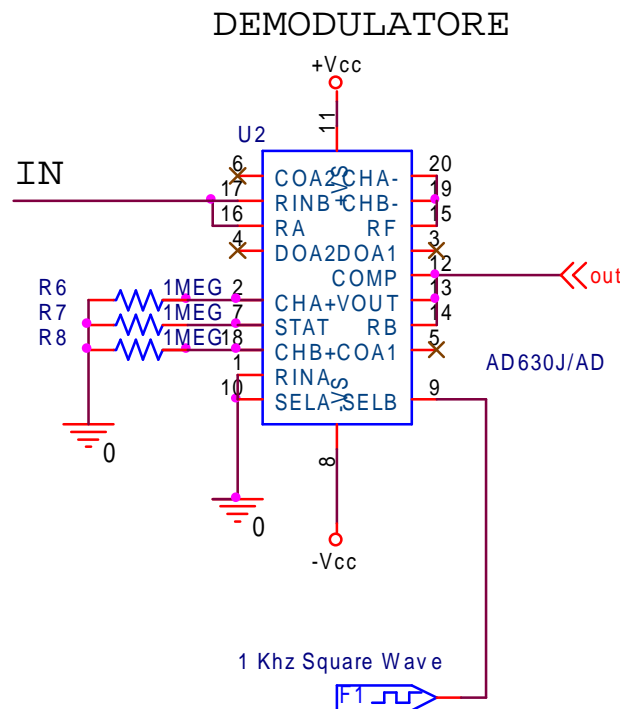
Mentre per la componente passa basso il filtro risulta già perfettamente ottimizzato si intravede la possibilità di miglioramento per quanto riguarda la componente passa alto. E' infatti possibile restringere la banda passante al fine soprattutto di eliminare gli interferenti a 50 e 60 Hz, il circuito con i valori ottimizzati è visibile in figura 5.8.



5.8 Circuito con i componenti ottimizzati

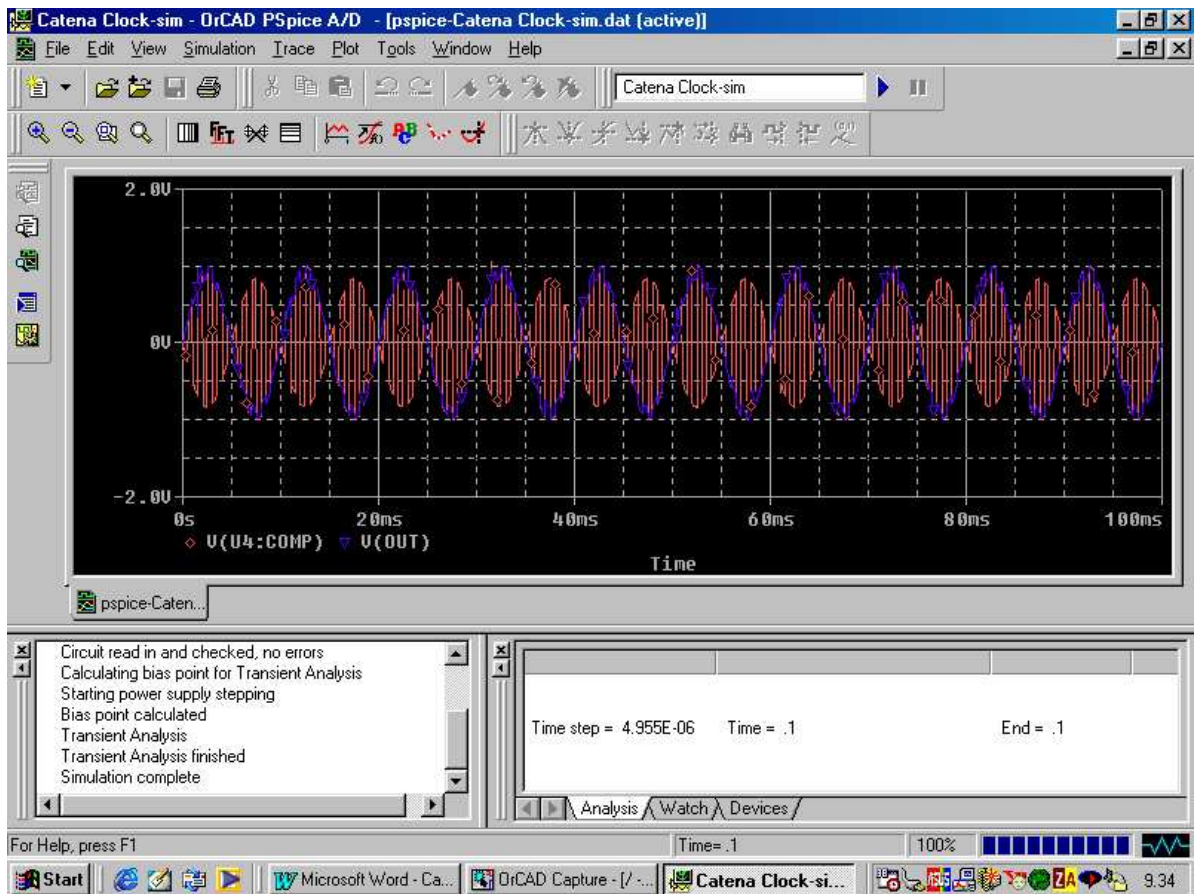
- **AD630 Demodulatore sincrono**

Il segnale modulato ad 1Khz viene collegato all'ingresso del demodulatore (Fig.5.9), che costituisce l'ultimo elemento della catena Lock In. Il circuito integrato scelto per tale operazione, simmetricamente a quanto fatto nel blocco di modulazione, è l'Analog Device® AD630 (Rif. Cap. 1.5).

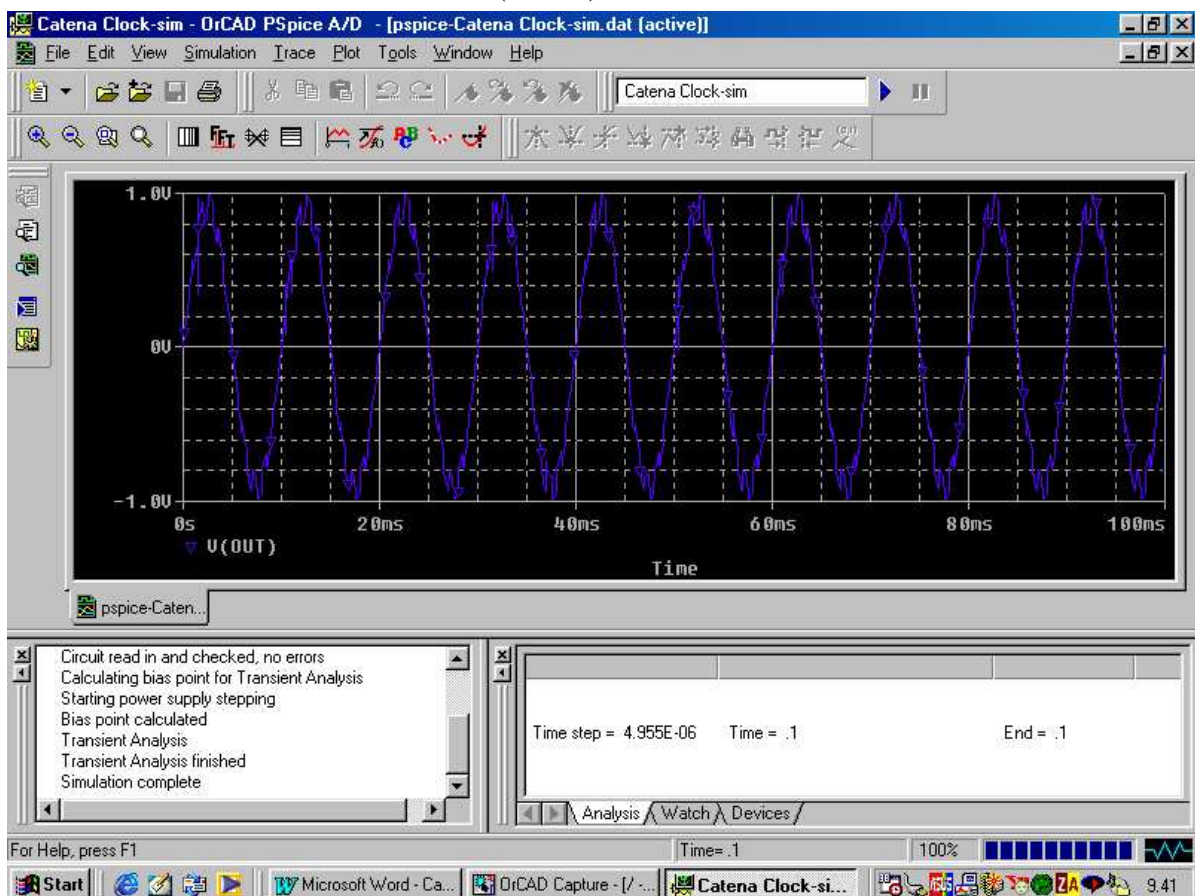


5.9 AD630 in configurazione Demodulatore

In figura 5.10 è visibile in rosso il segnale modulato in onda quadra a 1 Khz, mentre in viola si evidenzia l'uscita demodulata. E' ben visibile come l'uscita demodulata (Fig.5.11) presenti delle componenti spurie che necessitano di un appropriato filtraggio.



5.10 Simulazione del blocco Demodulatore, segnale mod (Rosso) e demod (Viola).

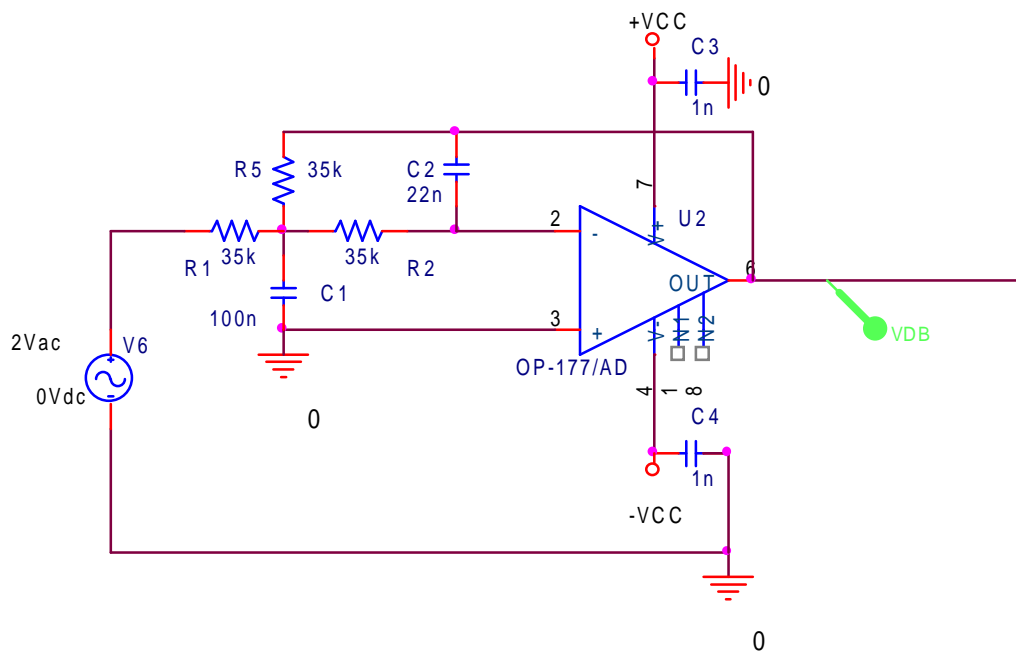


5.11 Simulazione del blocco Demodulatore, particolare segnale demodulato.

- **Filtro passa basso con OP177**

Le specifiche del filtro sono le seguenti:

$F_l = 100 \text{ Hz}$  e con una reiezione fuori banda di almeno 20dB/Dec. A tal scopo si decide per il progetto di un Passa Basso (Fig 5.11) del secondo ordine con approssimazione di Butterworth.



5.12 Schema elettrico del filtro Passa-Basso Butterworth del 2° ordine.

Il guadagno dello stadio di amplificazione invertente è:

$$G = -\frac{R_5}{R_1} = -1$$

I valori delle capacità e delle resistenze per una frequenza di taglio  $F_c = 100\text{Hz}$  risultano nel caso di un polinomio di Butterworth del 2° ordine:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_1 C_2}} \quad 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_1 C_2}} \quad 200\pi = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

$$2\zeta = \sqrt{2} = 1,414 \quad \left(\frac{2}{3}\zeta\right)^2 = \frac{C_2}{C_1} \quad 2\zeta = 3\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

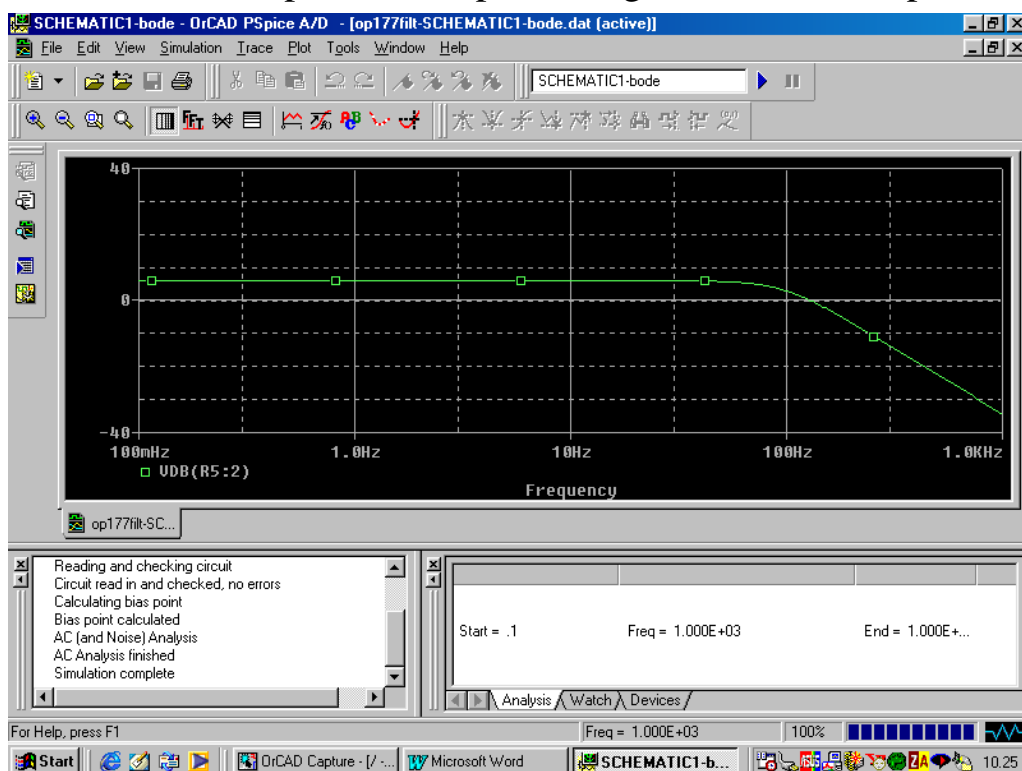
$$C_1 = 4.5C_2 \quad C_1 = 100\text{nF} \quad \frac{2}{9} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$2\zeta = \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \left( \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right)} \quad C_2 = 22\text{nF}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c \sqrt{C_1 C_2}} = 33,9\text{K}\Omega \quad R_1 = R_2 = R_3 = 35\text{K}\Omega$$

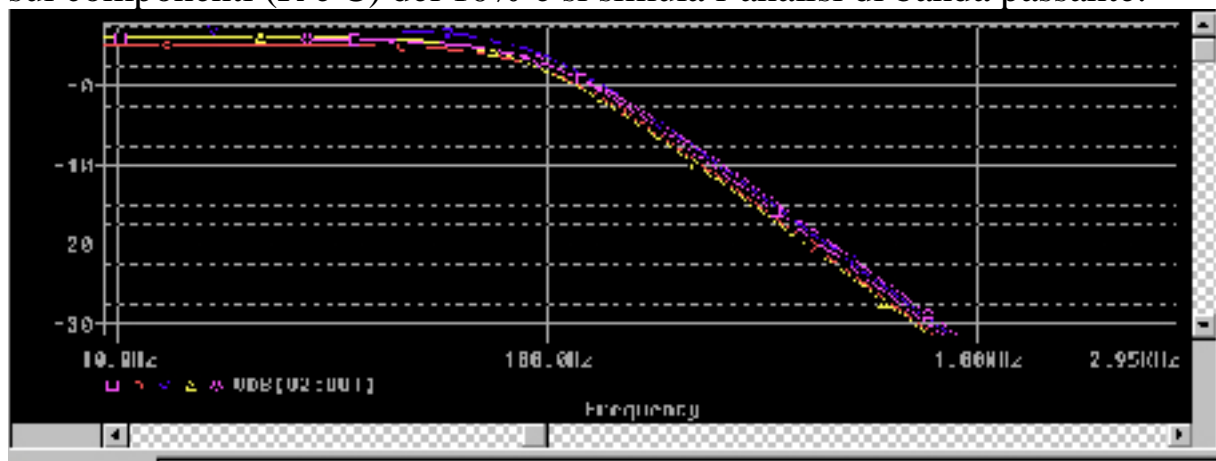


Il diagramma di Bode della banda passante è visibile in figura 5.13. Come si vede il filtro risponde alla specifica, garantendo 40dB per decade.



5.13 Diagramma di Bode della banda passante del filtro

Si procede ora all'ottimizzazione delle componenti del filtro mediante algoritmo MonteCarlo con distribuzione normale, fissiamo una tolleranza sui componenti (R e C) del 10% e si simula l'analisi di banda passante:

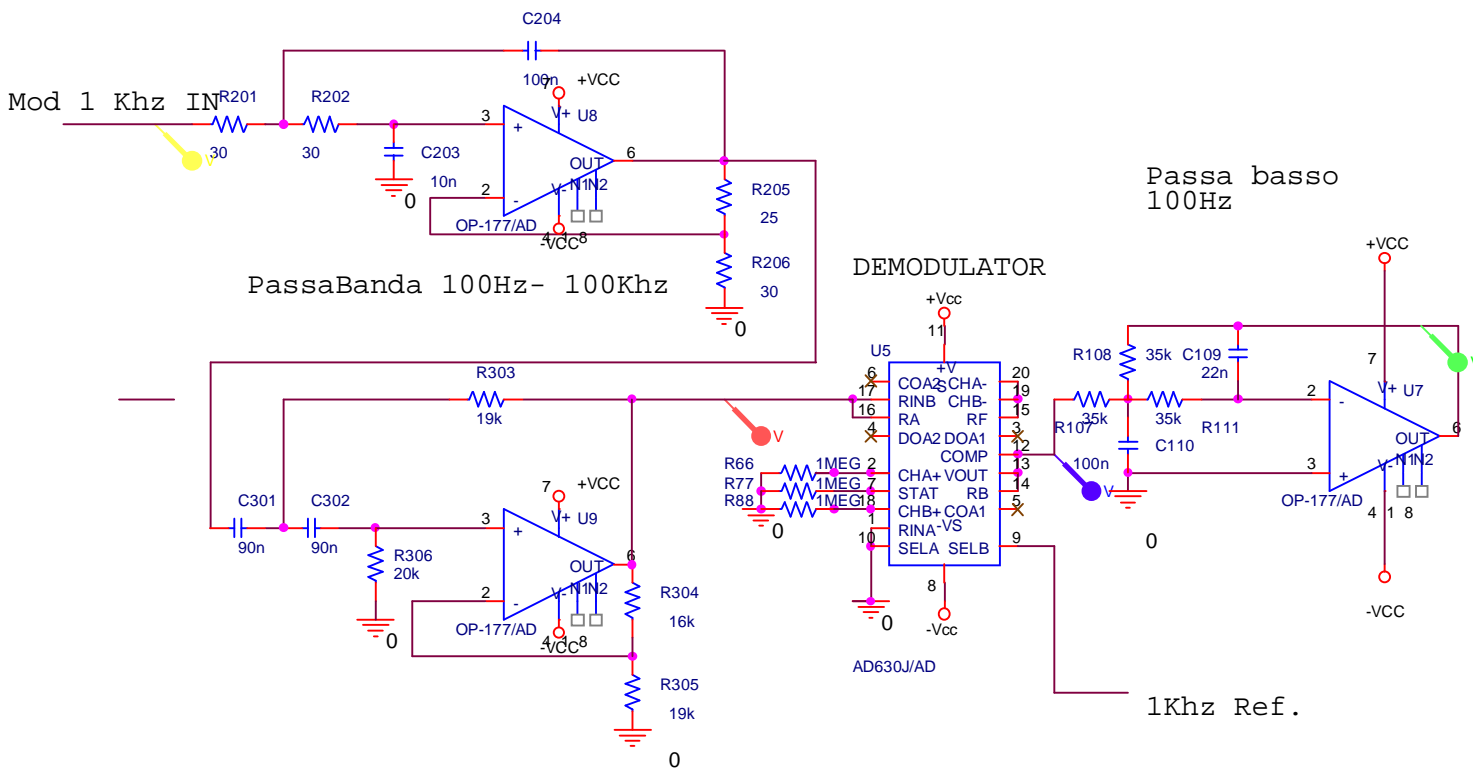


5.14 Banda passante dell'ottimizzazione.

Si nota un miglioramento di qualche dB (curva gialla), ma non tale da poter migliorare efficacemente il taglio delle componenti indesiderate fuori banda.

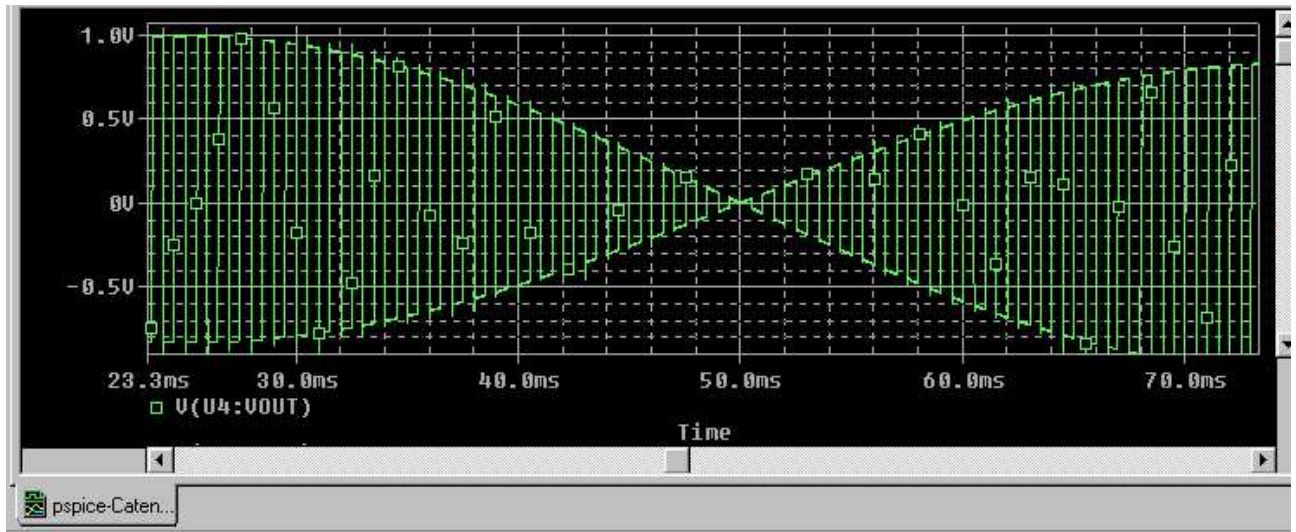
### 5.3 Simulazione del demodulatore

Si passa ora alla simulazione mediante Pspice® dell'intera catena di demodulazione, il segnale di test è a 10 Hz e il riferimento sincrono a 1 KHz (Fig. 5.15), i probe coltrati indicano il punto di prelievo del segnale graficato.



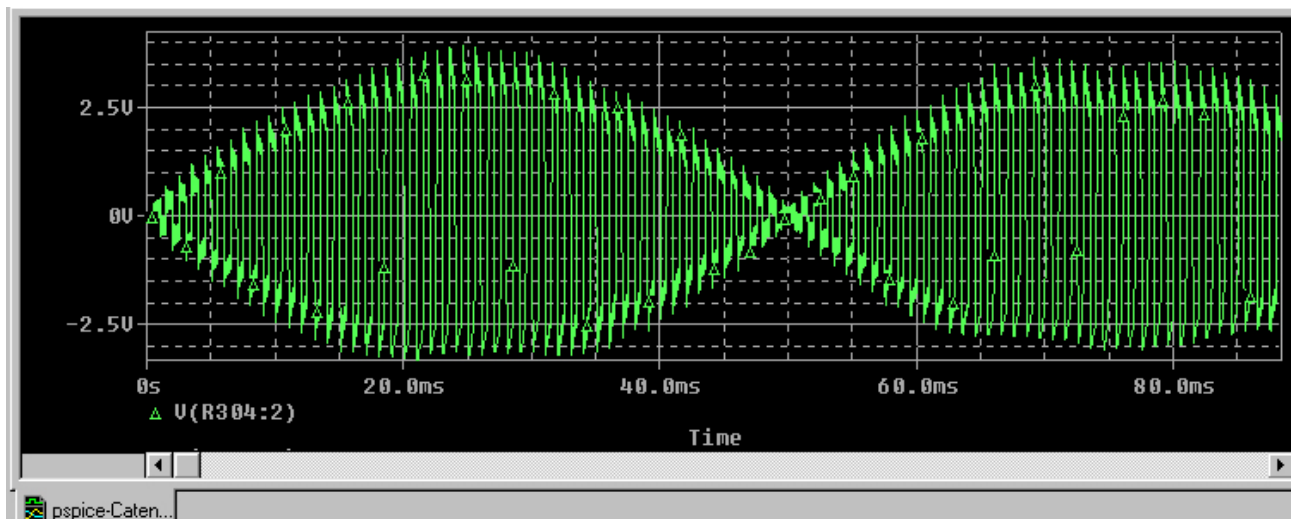
5.15 Schema elettrico della parte simulata.

Il segnale modulato (probe Giallo) viene fornito all' INA110 che provvede a amplificarlo (Fig 5.16):



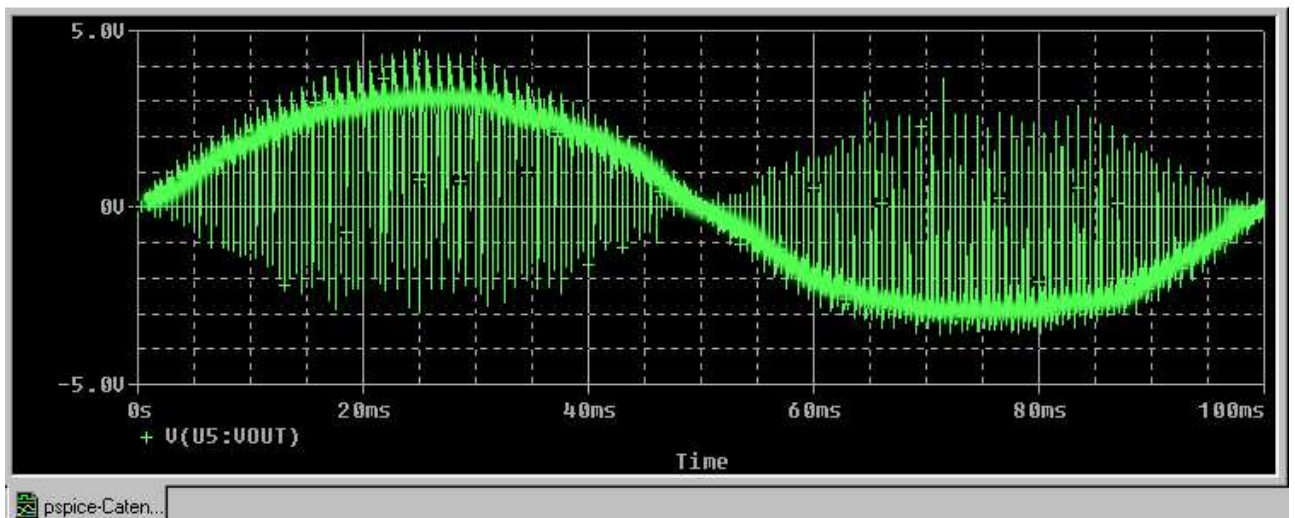
5.16 Segnale modulato 1Khz.

A questo punto entra nel filtro passa banda 100Hz÷100 KHz e viene annullizzato alla sua uscita (Fig 5.17, probe arancio):



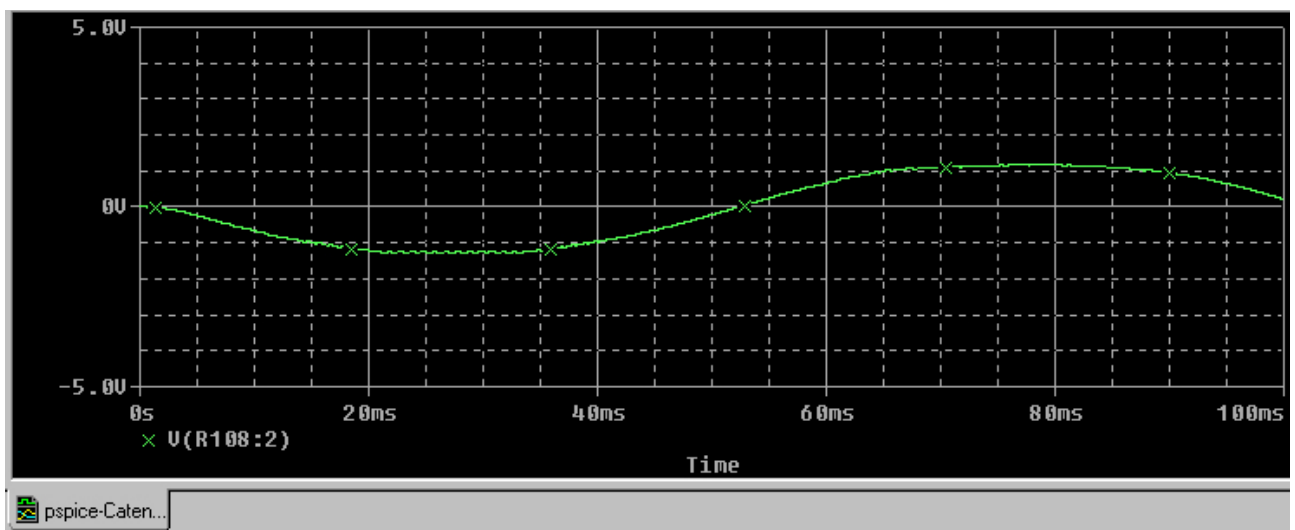
5.17 Segnale filtrato nella catena Lock In.

Così ripulito da eventuali interferenze provenienti dalla rete elettrica e eventuali interferenti di emittenti locali, il segnale viene consegnato al demodulatore AD630 che si occupa di riportarlo nella sua banda di origine 0,1÷30 Hz, nel segnale demodulato (Fig 5.18, probe viola) si presentano comunque delle componenti armoniche, dovute alla modulazione in onda quadra.



5.18 Segnale demodulato a valle dell'AD630

Quindi si necessita di un filtraggio selettivo con un filtro passa basso  $F_t=100\text{Hz}$  per riotteniamo la sinusoide a 10 Hz che avevamo immesso a monte del modulatore (Fig .5.19, probe verde).



5.19 Segnale demodulato e filtrato