

**Caratterizzazione criogenica degli  
amplificatori operazionali  
OPA627, AD8620 e AD8655**

V. Biliotti<sup>1</sup>, M. González<sup>2</sup>, I. Mochi<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Osservatorio Astrofisico di Arcetri

<sup>2</sup>Telescopio Nazionale Galileo

**Arcetri Technical Report N 5/2006**

**Firenze, Novembre 2006**

## **Introduzione**

Lo scopo del test è quello di verificare il funzionamento a temperature criogeniche di alcuni amplificatori da impiegare per il sistema di acquisizione di GIANO.

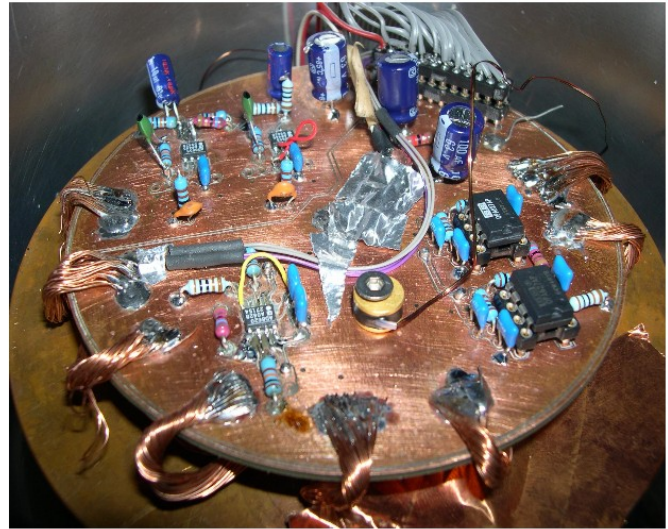
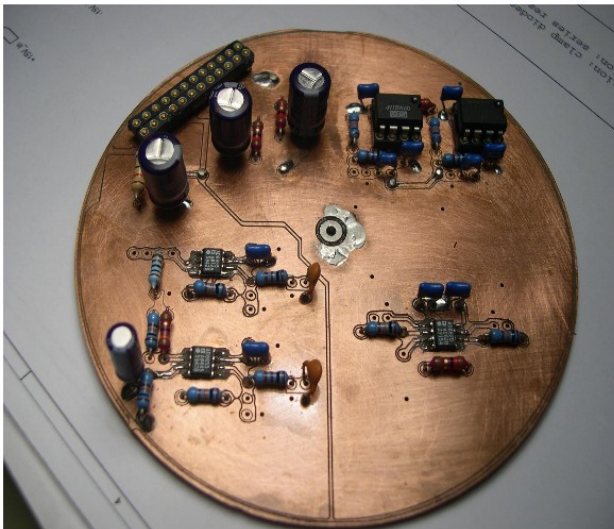
In particolare sono stati provati due dispositivi in tecnologia diFET e un amplificatore a basso rumore in tecnologia CMOS. La verifica del corretto funzionamento si è basata sulla misura di quattro parametri fondamentali per gli amplificatori: la capacità di amplificare, la risposta in frequenza, il rumore a frequenza medio alta, e la variazione di offset, che influisce sul rumore a bassa frequenza.

Per effettuare le misure a temperatura criogenica il sistema è stato alloggiato all'interno di un dewar di test prodotto dalla Infrared Lab e successivamente modificato. Il dewar dispone di un serbatoio per azoto liquido sul fondo del quale è fissato un disco di rame di diametro 13 cm con fori filettati per il montaggio del materiale di test. Uno schermo di radiazione che si chiude sul disco di rame definisce il volume utile per il materiale da testare. I cavi di alimentazione ed i collegamenti dei sensori di temperatura passano da un foro sulla parete dello schermo di radiazione e sono fissati con nastro di alluminio al serbatoio di azoto liquido in modo da minimizzare l'input termico. Un connettore Souriau a 24 poli consente infine il collegamento verso l'esterno.

# 1 . Scheda di test

Le dimensioni della scheda su cui montare i dispositivi da testare doveva avere un diametro massimo di 10 cm per poter essere alloggiata nel dewar, pertanto è stata realizzata di forma circolare per sfruttare al meglio lo spazio disponibile. Nel centro della scheda è stato avvitato un “dito freddo” di rame fissato all'altra estremità al disco di rame con i fori filettati. Inoltre, per migliorare il contatto termico della scheda, quattro trecce di rame sono state saldate al bordo e appoggiate al serbatoio dell'azoto con un nastro di teflon per mantenerle isolate dal dewar.

Sulla scheda sono stati installati 3 diodi DT-470 per misurare l'andamento della temperatura in varie zone della scheda.

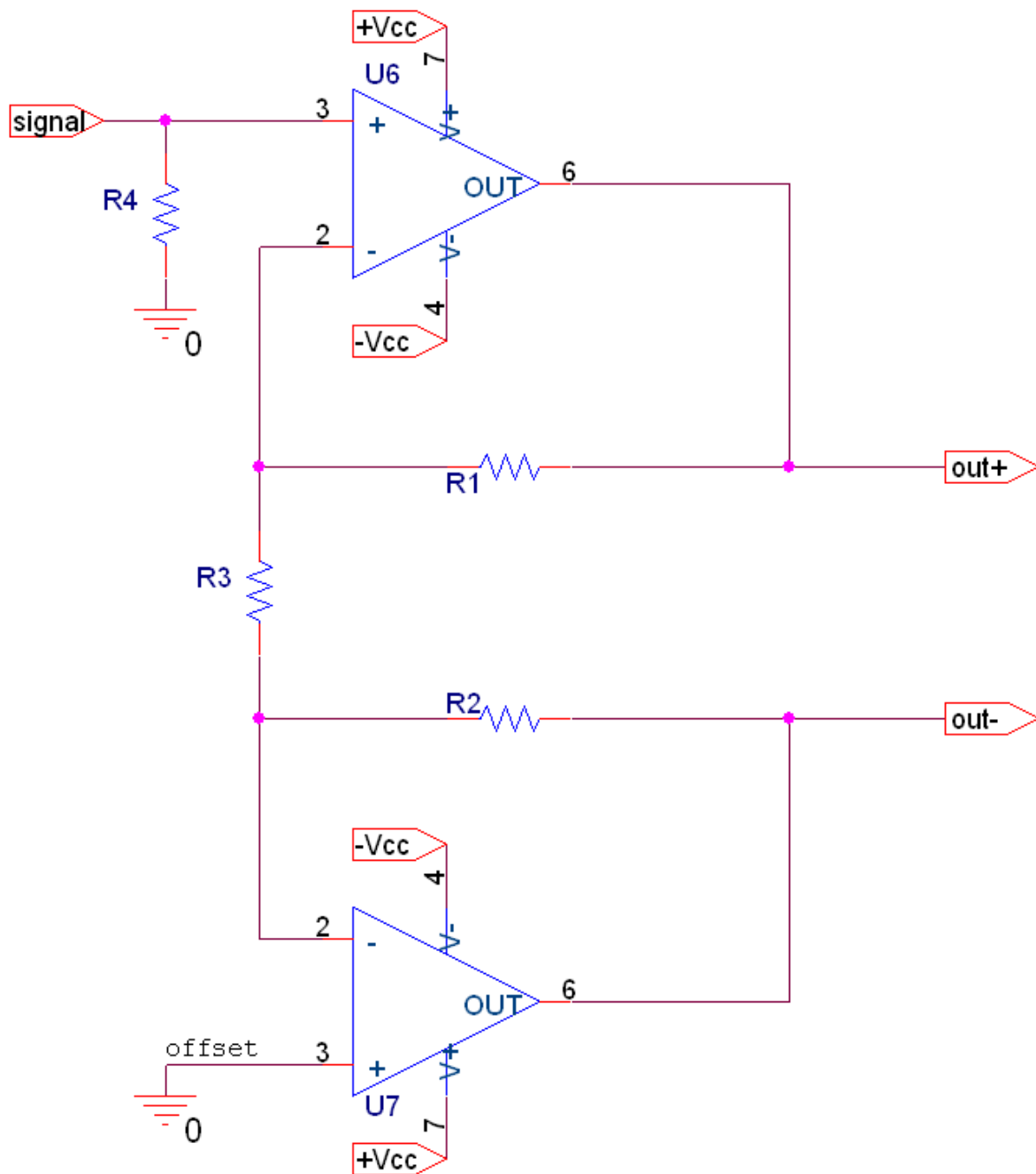


Disegno 1: Scheda di test con i componenti montati (a sinistra) e scheda installata nel dewar con i sensori di temperatura e le trecce di rame per aumentare il contatto termico (a destra).

Sulla scheda sono stati montati 6 amplificatori operazionali collegati fra loro in modo da formare 3 amplificatori differenziali (con uscita differenziale), secondo lo schema di principio illustrato nella figura. Sono stati provati gli amplificatori AD8655 (Analog Devices, CMOS), AD8620 (Analog Devices dual diFET amplifier) e lo OPA627 (Texas Instruments, diFET amplifier). Il guadagno di ogni singolo amplificatore è dato dal rapporto  $R_1/R_3$  (oppure  $R_2/R_3$ ), mentre il guadagno differenziale fra le uscite è dato dalla formula seguente:

$$G=(out_n-out_p)=1+\frac{R_1}{R_3}+\frac{R_2}{R_3}$$

Il valore di  $R_3$  è 56  $\Omega$ , quello di  $R_1$  e  $R_2$  10 K $\Omega$ , mentre quello di  $R_4$  è 1 K $\Omega$ , Con tali valori il guadagno differenziale ammonta a 358. DiFET è l'acronimo di dielectrically isolated Field Effect Transistor.



Disegno 2: Per ciascuno degli amplificatori testati sono stati montati due esemplari in configurazione differenziale.

## 2 . Misure effettuate

Per eseguire le misure sono stati utilizzati un generatore di funzione HP3314A, che forniva il segnale ai tre amplificatori contemporaneamente ed un oscilloscopio analogico Hameg modello HM1507-3. I due canali (A e B) dell'oscilloscopio venivano collegati a turno alle tre coppie di uscite differenziali degli amplificatori, il segnale veniva rappresentato come somma dei canali, dopo aver invertito il canale B; in pratica la traccia sullo schermo era esattamente  $out_+ - out_-$  di ogni amplificatore. Con questo set-up degli strumenti sono state eseguite le seguenti misure al diminuire della temperatura. Con ampiezza del segnale di ingresso costante (1.25 mV) e frequenza compresa fra 1 e 5 KHz è stato verificato che l'ampiezza del segnale rimanesse costante, in tal modo è stato appurato che il guadagno

dell'amplificatore non cambiasse mentre la temperatura scendeva. A parte l'operazionale CMOS, che già a 200 K non guadagnava più, gli altri hanno sempre dimostrato un guadagno costante. Dalla verifica che il guadagno a loop chiuso è rimasto costante, dimostra che (entro i limiti della precisione della misura effettuata) il guadagno a loop aperto non si è abbassato drasticamente, dunque è più che sufficiente per garantire il funzionamento nello strumento, quando il guadagno richiesto a loop chiuso sarà uguale o inferiore a 10. L'ampiezza del segnale in uscita è stata misurata guardando l'oscilloscopio, dunque con un errore del più o meno 2%.

Sempre con un segnale sinusoidale ad ampiezza costante (1.25 mV) è stata aumentata la frequenza fino a vedere la traccia sull'oscilloscopio attenuata di 3dB, il valore è detto frequenza di taglio e indica la risposta il frequenza dell'amplificatore con quel dato guadagno. Essendo la risposta di ogni amplificatore caratterizzata da un polo dominante, dalla frequenza di taglio e dal guadagno a loop chiuso (358) si possono determinare due parametri importanti dell'amplificatore: il prodotto guadagno-larghezza di banda, e il guadagno a loop aperto, come conseguenza. Questa misura indiretta permette di stimare con maggior precisione il guadagno a loop aperto e la precisione dell'amplificatore, in quanto questa equivale al rapporto fra il guadagno a loop aperto e il guadagno a loop chiuso. Essendo la frequenza di taglio una valutazione indiretta basata sulla dell'ampiezza del segnale (dunque precisa a  $\pm 2\%$ ) l'errore della misura è più alto (8-9%) perché le due grandezze sono inversamente proporzionali fra loro.

Naturalmente una volta appurato che gli amplificatori funzionano è importante valutare il loro rumore. Questo è stato fatto utilizzando l'oscilloscopio, con i limiti di precisione che esso comporta. Per fare questo abbiamo messo in ingresso agli amplificatori una onda quadra a frequenza relativamente bassa (1-2 KHz). Abbiamo regolato l'ampiezza del segnale in modo che la banda di rumore (il picco-picco) sovrapposta alla parte positiva dell'onda venisse a lambire la banda di rumore sovrapposta alla parte negativa. In questo modo il doppio dell'ampiezza del segnale generato dava la misura del livello picco-picco di rumore (incluso il rumore introdotto dal generatore). In questo contesto la precisione dell'oscilloscopio non ha molto effetto, la parte dominante dell'incertezza è data dalla precisione e dalla risoluzione del generatore usato, per lo HP3314A la risoluzione è 10  $\mu$ V. Con questa tecnica non è possibile valutare il rumore a bassa frequenza, per intenderci quello 1/f, tuttavia una stima può essere fatta considerando lo sbilanciamento delle tensioni di offset dei segnali di uscita dagli amplificatori sotto test al variare della temperatura.

### **3 . Risultati ottenuti e discussione**

Sui due amplificatori diFET che hanno dimostrato di poter funzionare (hanno funzionato per due cicli di raffreddamento, con accensioni e spegnimenti dopo essere stati senza tensione per 3-4 ore a 85 K), sono stati eseguiti dei test per verificare quali effetti potrebbe avere il sensore HAWAII come conseguenza di un guasto sulle alimentazioni degli amplificatori.

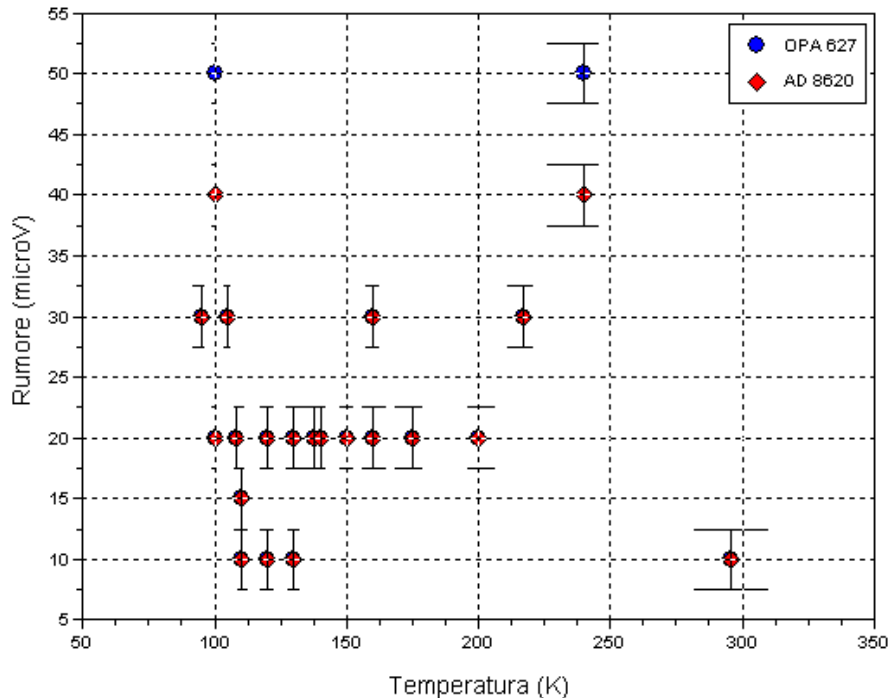
Per fare questo abbiamo modificato il valore della resistenza  $R_4$  dello schema, portandola a 200 K $\Omega$  in modo da simulare esattamente le condizioni di polarizzazione dello stadio di uscita del sensore. Abbiamo collegato la sonda dell'oscilloscopio sul pin 3, l'ingresso dell'amplificatore e alimentato il tutto con solo la tensione positiva, solo quella negativa, o entrambe, il tutto per diverse combinazioni di valori. I due componenti hanno dimostrato un comportamento speculare rispetto alle alimentazioni, comportamento spiegabile con il fatto che lo stadio d'ingresso del OPA627 è fatto con FET a canale P, mentre lo stadio d'ingresso dello AD8620 utilizza FET a canale N. Infatti lo OPA627 non dà alcun effetto sulla resistenza, o eventualmente il sensore, se alimentato con la sola tensione negativa. Quando è alimentato con la sola tensione positiva arriva e genera una tensione pari a 1.1V (che potrebbe essere dannosa per il sensore). In tali condizioni è stata misurata anche la sua capacità di fornire corrente, lo abbiamo fatto cortocircuitando il pin di ingresso verso la massa e misurando con l'amperometro 1.8 mA. Naturalmente, con entrambe le tensioni applicate, l'amplificatore non genera alcuna tensione sul proprio ingresso, anche con alimentazioni sbilanciate.

Lo AD8620 invece, essendo "canale N", con la sola alimentazione positiva non dà alcun effetto, mentre con la sola alimentazione negativa arriva a generare 0.8 V e una corrente di corto circuito pari a 1.15 mA, potenzialmente dannose per il sensore. E' interessante però notare che la tensione generata e la corrente seguono una curva ben precisa: fino a quando il valore assoluto dell'alimentazione negativa è inferiore a 3 V, la corrente e la tensione sul pin di ingresso sono nulle, a -4 V la corrente di corto circuito sale a 80  $\mu$ A, a -5 V diventa 0.9 mA e da -6V e oltre si stabilizza costante a 1.15 mA. Questo comportamento è facilmente spiegabile facendo ricorso alla struttura interna del dispositivo: fino ad una certa tensione i diodi interni al componente (ve ne sono almeno 3, formati dalla giunzione del FET e dai transistor che lavorano come generatore di tensione) non conducono e dunque non si hanno riflessi sul pin di ingresso. Quando il valore assoluto della tensione negativa aumenta, i diodi iniziano a condurre fino al massimo consentito dal generatore di corrente interno al dispositivo. Questo tipo di curva è stato visto, anche se speculare, per lo OPA627 dove la conduzione nei diodi interni inizia a 4 V e raggiunge il suo valore di regime superati i 6 V.

Visto che per lo AD8630 una tensione negativa compresa fra 0 e -3 V non produce effetti sul pin di ingresso (alias sensore), così come qualunque tensione positiva (per la tecnologia costruttiva) non produce effetti, e considerando che una alimentazione duale di +10 e -3 V garantisce una dinamica adeguata per gestire il segnale amplificato dal sensore, riteniamo che questo sia la scelta giusta per l'elettronica di Giano.

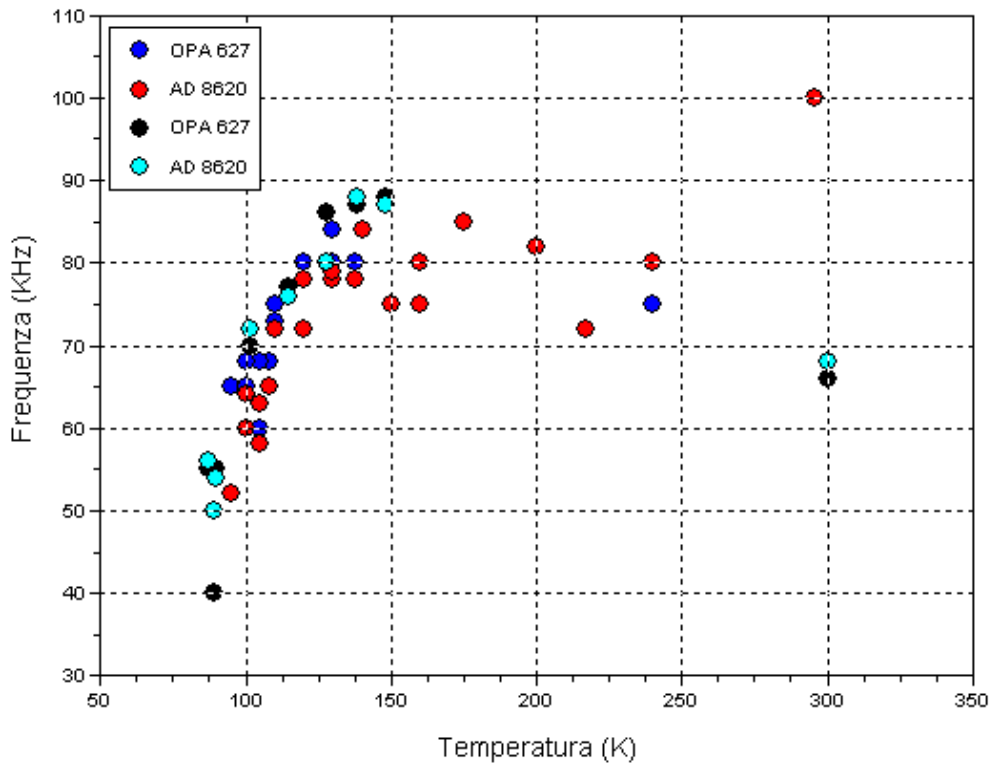
L'ultimo test effettuato è stato quello di verificare la capacità degli amplificatori di pilotare cavi lunghi e con carichi capacitivi. Lo abbiamo fatto a temperatura ambiente, con due metri di cavo alla cui estremità era stata saldata una resistenza da 1 K $\Omega$  ed una capacità da 2.2 nF. Sia lo OPA627 che lo AD8620 hanno lavorato egregiamente. Aver fatto questa prova a temperatura ambiente non

costituisce un limite, in quanto i risultati dei test dimostrano che le caratteristiche degli amplificatori rimangono costanti fino a poco sopra i 100 K, dunque è ovvio prevedere che il comportamento rimanga tale anche a temperature criogeniche.

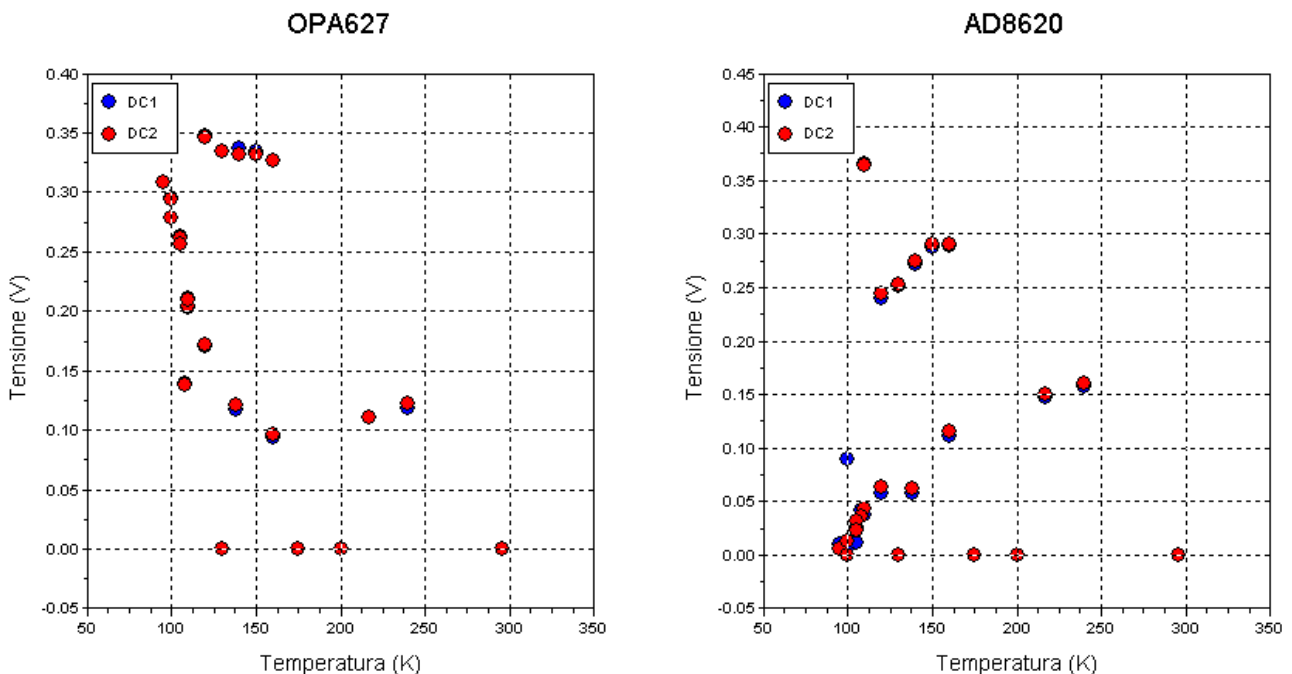


Disegno 3: Stima del rumore per i due amplificatori. I dati per i due dispositivi sono sovrapposti nella maggioranza dei casi. La quantizzazione delle misure è dovuta al limite di sensibilità di  $10 \mu V$  del generatore di forme d'onda.

Il rumore misurato riportato nel grafico (Disegno 3) contiene il contributo del generatore di funzione, che si ritiene sia rimasto costante durante le misure, malgrado ciò è evidente che fra 110 K e 140 K il rumore totale si abbassa in modo evidente. Se correliamo questo dato con il grafico successivo (Disegno 4), che mostra la risposta in frequenza, scopriamo che in quel dato intervallo di temperatura (110-140 K) si verificano due circostanze favorevoli: il minimo rumore e la massima risposta in frequenza. Visto che dalla risposta in frequenza possiamo dedurre il prodotto guadagno-larghezza di banda, possiamo dire che anche il guadagno a loop aperto e la precisione dell'amplificatore migliorano in quel dato intervallo di temperature. Questa coincidenza favorevole era stata già scoperta e messa in evidenza in un rapporto precedente, quello relativo alla caratterizzazione dei FET a temperature criogeniche. In questo caso, oltre al dual FET è stato provato l'amplificatore in toto, ma i risultati collimano.

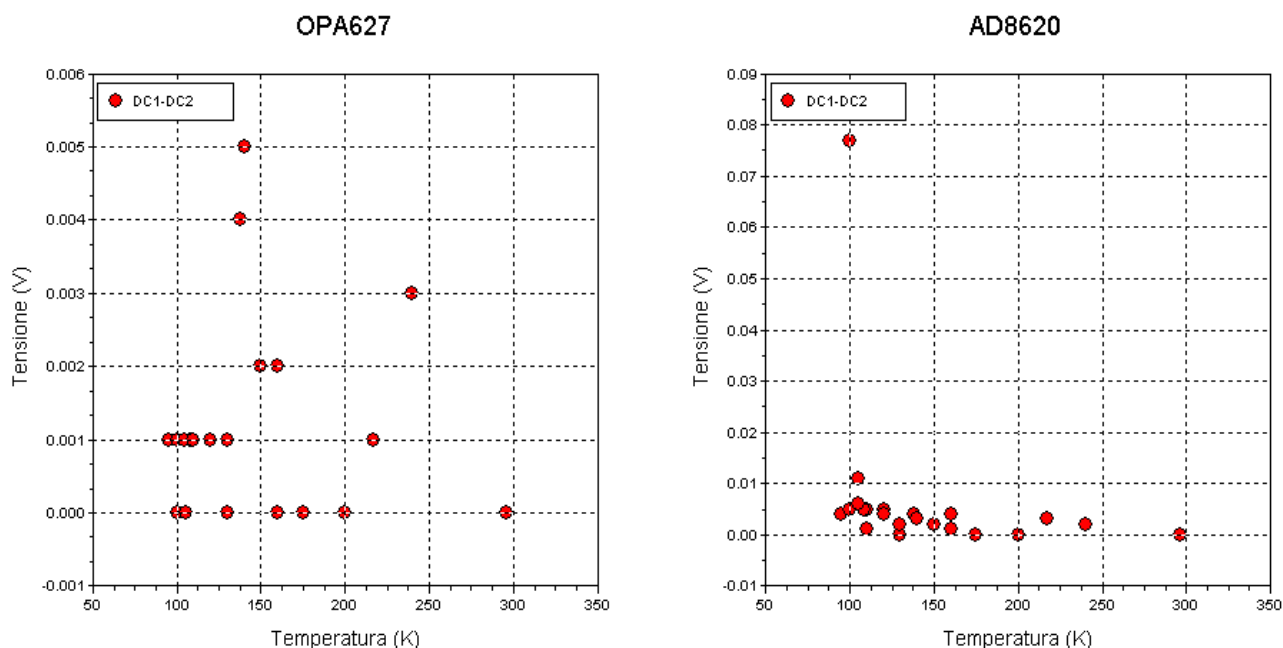


Disegno 4: Misura della banda passante dei due amplificatori al variare della temperatura. La stima della frequenza di taglio è stata fatta considerando un'attenuazione del segnale di 3 dB. I punti blu e rossi sono relativi alla seconda iterazione delle misure con la scheda isolata dal dewar, gli altri sono relativi alla prima iterazione, con la massa della scheda collegata al dewar. Da questi valori si ottiene il prodotto guadagno larghezza di banda moltiplicando per il valore del guadagno (che rimane costante).



Disegno 5: Tensione di offset dei due amplificatori al variare della temperatura. Nei grafici sono riportati i valori assoluti delle tensioni di offset DC1 e DC2 per entrambi i dispositivi.





Disegno 6: Misura differenziale dell'offset per i due amplificatori. Nei grafici è riportata la differenza delle tensioni DC1 e DC2 dei due dispositivi al variare della temperatura.

La misura dell'offset è stata eseguita con un voltmetro la cui risoluzione è pari ad 1mVolt, perciò non ben confrontabile con il rumore in media e alta frequenza. I grafici mostrano che varia molto con la temperatura (Disegno 5), tuttavia la differenza fra gli offset rimane abbastanza contenuta (Disegno 6). Un'ultima notazione: i dati presentati in questo rapporto tecnico sono stati ottenuti nel corso del terzo ciclo di raffreddamento, prima ne erano stati eseguiti due. Il primo non aveva dato risultati soddisfacenti perché il contatto termico non aveva consentito il raggiungimento di temperature vicine a quelle operative. Del secondo ciclo abbiamo riportato solo i valori di frequenza di taglio perché il livello di rumore era troppo elevato. Ciò era dovuto al fatto che la massa della scheda era in contatto ohmico con il dewar, dunque anche la massa degli amplificatori era collegata al dewar, con conseguente effetto antenna e crescita dei disturbi sul segnale misurato.

## Sommario

Introduzione.....	2
1 . Scheda di test.....	3
2 . Misure effettuate.....	4
3 . Risultati ottenuti e discussione.....	5