

Es03A: Amplificatore di tensione con BJT a emettitore comune

Gruppo 1.AC
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

25 ottobre 2021

Misura componenti del circuito

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [F]	C	σC
R_C	5.06 k	0.04 k	C_{in}	0.23 μ	0.01 μ
R_{E_p}	992	8	C_{out}	104 n	4
R_{E_q}	993	8	C_E	90 μ	5
R_E	496	4			
R_{1_s}	19.87 k	0.16 k			
R_{1_t}	50.5 k	8 k			
R_1	70.4 k	0.6 k			
R_2	9.93 k	0.08 k			
R_{es_p}	100.5	0.8			
R_{es_q}	100.2	0.8			
R_{es}	50.5	0.5			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti del circuito

Riportiamo per completezza anche il valore calcolato della resistenza di base

$$R_B = R_1 || R_2 = 8.70 \pm 0.07 \text{ k}\Omega$$

e i valori delle tensioni di alimentazione continue misurate con il multimetro

$$V_{CC} = 4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$V_{EE} = -4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

1 Caratterizzazione del punto di lavoro del transistor

1.a Misura delle componenti quiescenti

Con il multimetro digitale abbiamo misurato

$$V_{BE}^Q = 630 \pm 4 \text{ mV}$$

$$V_{CE}^Q = 3.67 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$I_C^Q = \frac{\Delta V_{RC}}{R_C} = 1.134 \pm 0.011 \text{ mA}$$

Prendendo come riferimento (arbitrario) il valore per la tensione di soglia della giunzione BE $V_\gamma = 0.6 \pm 0.1 \text{ V}$ e come valore atteso per la tensione al terminale di base del transistor $V_{B,exp} = \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2}$, ci aspettiamo di trovare

$$V_{BE,exp}^Q \approx V_\gamma = 0.6 \pm 0.1 \text{ V}$$

$$I_{C,exp}^Q = \frac{V_B - V_{BE}^Q}{R_E + R_B/h_{FE}} = 1.09 \pm 0.05 \text{ mA}$$

$$V_{CE,exp}^Q = V_{CC} - I_C^Q(R_C + R_E) = 3.9 \pm 0.2 \text{ V}$$

1.b Tensioni ai terminali del BJT

Con il multimetro digitale abbiamo misurato rispetto a V_{EE}

$$\begin{aligned}V_E &= 566 \pm 3 \text{ mV} \\V_B &= 1.196 \pm 0.006 \text{ V} \\V_C &= 4.23 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

mentre rispetto a GND :

$$\begin{aligned}V_E &= -773 \pm 4 \text{ mV} \\V_B &= -3.76 \pm 0.03 \text{ V} \\V_C &= -4.39 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

Come valori attesi otteniamo

$$\begin{aligned}V_{E,\text{exp}} &= R_E I_E \approx R_E I_{C,\text{exp}}^Q = 0.54 \pm 0.2 \text{ V} \\V_{B,\text{exp}} &= \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2} = 1.24 \pm 0.13 \text{ V} \\V_{C,\text{exp}} &= R_C I_{C,\text{exp}}^Q = 5.5 \pm 0.2 \text{ V}\end{aligned}$$

1.c Rigidità del partitore di tensione

Possiamo ricavare le intensità di corrente che scorrono per le resistenze di base a partire dalle misure precedenti

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} = 124.4 \pm 1.2 \text{ }\mu\text{A} \quad I_{R_2} = \frac{V_B}{R_2} = 120.4 \pm 1.3 \text{ }\mu\text{A}$$

da cui ricaviamo una stima della corrente di base

$$I_B^Q = I_{R_1} - I_{R_2} = 4.0 \pm 1.8 \text{ }\mu\text{A}$$

Per condizione di partitore di tensione “stiff” intendiamo:

$$I_B^Q \ll I_P = \frac{V_B^Q - V_{EE}}{R_B} \quad (1)$$

dove abbiamo chiamato I_P la corrente che approssimativamente scorre nel partitore $R_1 + R_2$. E, dal calcolo esplicito con i valori misurati, risulta abbastanza ben verificata

$$I_P = 143 \pm 5 \text{ }\mu\text{A} > 30 \cdot I_B^Q.$$

Come ulteriore conferma possiamo vedere la stessa condizione come $I_{R_1} \sim I_{R_2} \gg I_B$ o, in termini di resistenze $R_B \ll h_{fe} R_E$ che sono entrambe soddisfatte.

Possiamo anche dare una stima del guadagno in corrente continua del transistor

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = (2.8 \pm 1.3) \times 10^2$$

2 Risposta a segnali sinusoidali

2.a Inversione di fase del segnale in uscita

La nostra stima della frequenza per cui $A_v(\text{dB}) = -3 \text{ dB}$ è

$$f_{1A} = 7336 \pm 6 \text{ Hz}$$

$v_{in}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{in} \pm \sigma(v_{in})$ [mV]	$v_{out} \pm \sigma(v_{out})$ [V]	$A_v \pm \sigma(A_v)$
5	•	•	•
10	•	•	•
25	•	•	•
50	•	•	•
75	•	•	•
100	•	•	•
200	•	•	•
250	•	•	•
300	•	•	•
400	•	•	•

Tabella 2: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso all'amplificatore

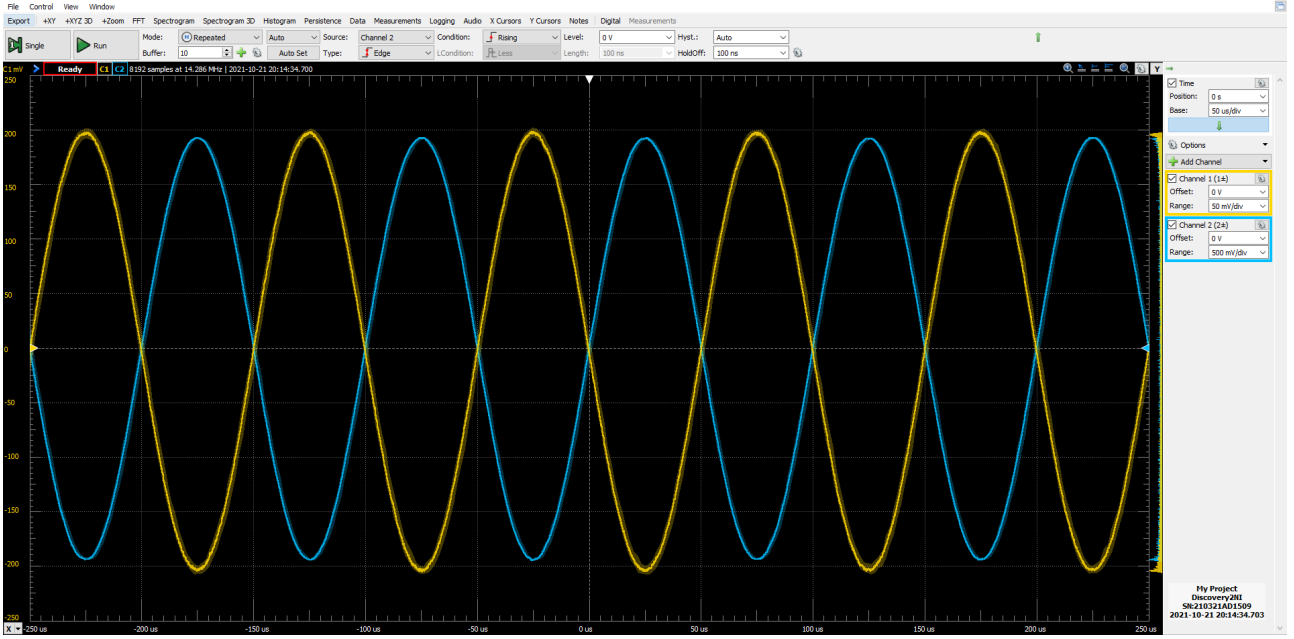


Figura 1: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 200 mV e $f = 1.0$ kHz in ingresso. Quando l'amplificatore è in pieno regime attivo.

2.b Guadagno per piccoli segnali in ingresso

Misurando con l'oscilloscopio l'ampiezza dei segnali in ingresso v_{in} e in uscita v_{out} dall'amplificatore possiamo ricavare una misura del guadagno del circuito dal rapporto $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$.

Ad alta frequenza ($f \gg f_1$) la retta di best-fit al plot di Bode in ampiezza ha i seguenti parametri:

intercetta = 75.928 ± 0.008 pendenza = -19.6747 ± 0.0016 correlazione = -0.997 $\chi^2 = 1647$ $d.o.f. = 1746$

Il valore atteso per il guadagno dal valore dei componenti in questa configurazione del circuito è pari a

$$A_{V,exp} = -\frac{R_C}{|Z_E|} = -\frac{R_C}{R_E} = -10.20 \pm 0.12$$

Questo è compatibile con quanto trovato sperimentalmente, seppur leggermente minore (in valore assoluto). Questo può essere spiegato da perdite dovute ai collegamenti reali nel circuito (che trascuriamo nel modello) e dall'indeterminazione sul valore dei parametri di costruzione del transistor.

2.c Linearità del circuito amplificatore

Quando la tensione in ingresso è abbastanza alta da condurre la giunzione BC in polarizzazione diretta il transistor entra in regime di saturazione, dove non è più valida la relazione lineare tra le intensità di corrente di base e collettore: per cui si osserva una distorsione del segnale in uscita.

In particolare il segnale in uscita risulta distorto o “tosato” in basso, in maniera asimmetrica in corrispondenza della semionda positiva in ingresso (per la natura invertente dell’amplificatore). Se infatti V_{BC} aumenta fino a valori prossimi a V_γ (o perlomeno abbastanza alti da non garantire che la giunzione BC rimanga in polarizzazione inversa) deve diminuire $V_{CE} = V_C - V_B + V_B - V_E = -V_{BC} + V_{CE}$. Dunque ci spostiamo a sinistra del punto di lavoro fino ad arrivare al regime di saturazione. Il che spiega come mai l’effetto di “clipping” sia più marcato durante il semiperiodo positivo dell’onda in ingresso.

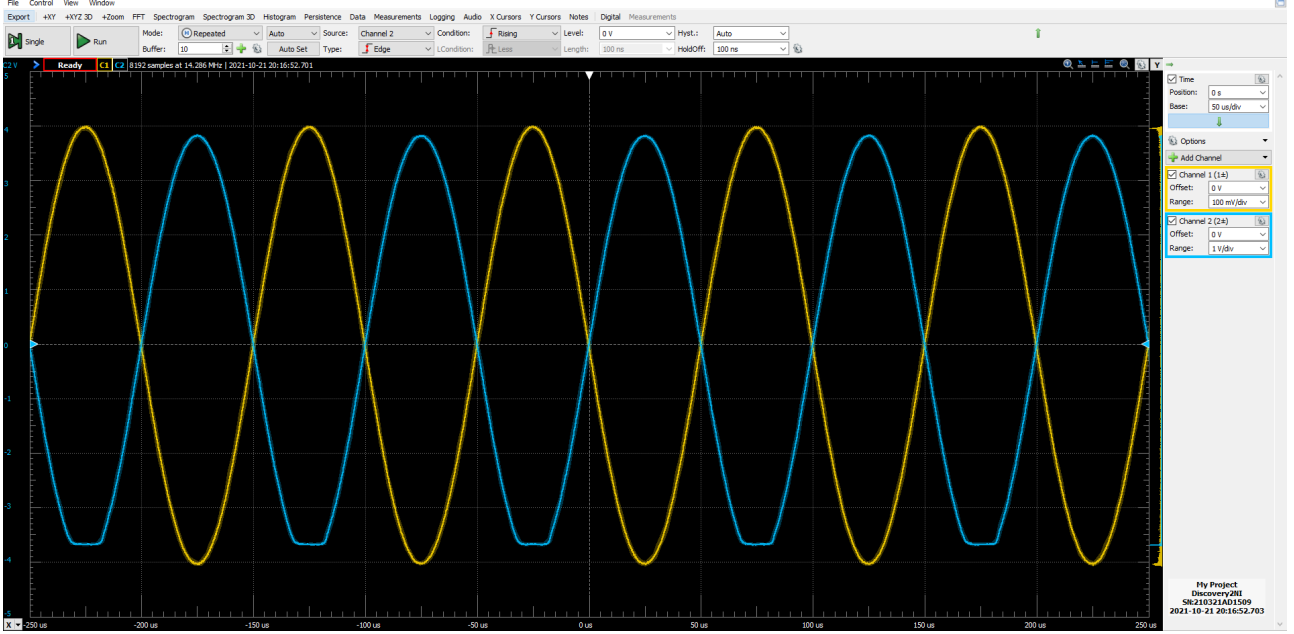


Figura 2: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 450 mV e $f = 1.0$ kHz in ingresso. Quando l’amplificatore è vicino al regime di saturazione.

2.d Clipping del segnale in uscita

Aumentando ancora l’ampiezza del segnale alternato in ingresso v_{in} fino a ~ 0.70 V, anche la parte alta del segnale in uscita è tagliata. In questo caso, durante il semiperiodo negativo dell’onda in ingresso, è la giunzione BE a cambiare polarizzazione, per cui quando entrambe le giunzioni sono inversamente polarizzate il transistor entra in regime di interdizione. Le uniche correnti che attraversano il BJT sono quelle di saturazione inversa, per cui in buona approssimazione si comporta come un circuito aperto, come si vede dal grafico delle correnti di collettore.

3 Impedenze in ingresso e uscita

3.a Impedenza di ingresso

Come valore atteso per l’impedenza in ingresso al circuito abbiamo:

$$Z_{in}(\omega) = h_{ie} + h_{fe}Z_E(\omega) \parallel R_B = \left(\frac{1}{h_{ie} + h_{fe}Z_E} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1}$$

dove abbiamo indicato con $Z_E(\omega)$ l’impedenza del ramo di emettitore, che nel nostro circuito vale $Z_E = R_E$; meno che nel punto 5, dove in parallelo a R_E si aggiunge un passa alto costruito con $C_E + R_{es}$, per cui vale $Z_E(\omega) = R_E \parallel \left(R_{es} + \frac{1}{j\omega C_E} \right)$.

A bassa frequenza ($f \ll f_1$) il termine costante è trascurabile, per cui

$$Z_{in}(f) \approx -jR_1 \frac{f_1}{f}$$

Poiché l’impedenza del condensatore $Z_{C_1} \rightarrow \infty$ per $f \rightarrow 0$ il filtro si comporta come un circuito aperto.

Ad alta frequenza ($f \gg f_1$) è il termine costante a dominare, quindi

$$Z_{in} \approx R$$

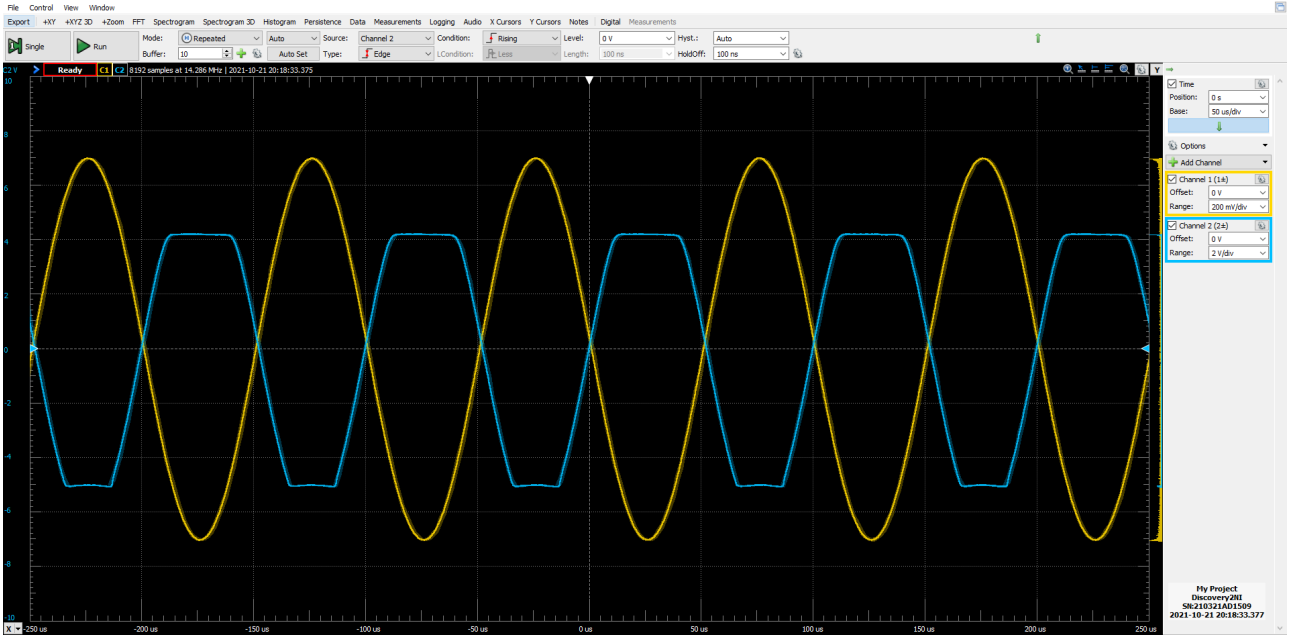


Figura 3: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 700 mV e $f = 1.0$ kHz in ingresso. Quando l'amplificatore è vicino al regime di interdizione.

cioè, nel limite opposto ($Z_{C_1} \rightarrow 0$ per $f \rightarrow \infty$) il condensatore si comporta come un corto-circuito, quindi il filtro ha impedenza puramente reale.

Alla frequenza di taglio vale

$$Z_{in} = R_1(1 - j).$$

3.b Impedenza di uscita

Mentre come impedenza in uscita dal circuito ci aspettiamo di trovare

$$Z_{out} = R_C.$$

(Qui è richiesto che valutate l'amplificazione di centro-banda e la frequenza di taglio nel caso in cui il carico sia rispettivamente 100 e 10 k Ω)

$$\begin{aligned} R_L = 100 \text{ k}\Omega &\implies A_1 = 0.98 \quad f_1 = 7450 \\ R_L = 10 \text{ k}\Omega &\implies A_1 = 0.83 \quad f_1 = 8761 \end{aligned}$$

4 Risposta in frequenza

4.a Network Analyzer

4.b Stima delle frequenze di taglio

Partendo da una misura con i cursori del guadagno a centro banda, $A_V = 19.65 \pm 0.05$ dB = 9.65 ± 0.08 , possiamo ottenere una stima del valore delle frequenze di taglio a bassa f_L e ad alta frequenza f_H dai punti in cui il guadagno diminuisce di un fattore $1/\sqrt{2}$, cioè di circa -3.01 dB rispetto ad A_V .

$$f_L = 80.77 \pm 0.12 \text{ Hz}$$

$$f_H = 646.1 \pm 0.5 \text{ kHz}$$

Trascurando le capacità delle giunzioni nel transistor ci aspettiamo che la frequenza di taglio "bassa" corrisponda a quella di un filtro passa alto costituito dalla serie $C_{in} + R_B$

$$f_{L,exp} = \frac{1}{2\pi R_B C_{in}} = 83 \pm 4 \text{ Hz} \quad (2)$$

che è in accordo con il valore misurato.

Mentre per la frequenza di taglio "alta" la resistenza in uscita è data da R_C , per cui la capacità in serie dev'essere dell'ordine delle centinaia di pF per avere ordine di grandezza compatibile con il valore misurato. Ma nel datasheet risulta al massimo $C_{ibo} \approx 25$ pF, per cui è difficile stabilire un valore di riferimento per la frequenza f_H attesa.

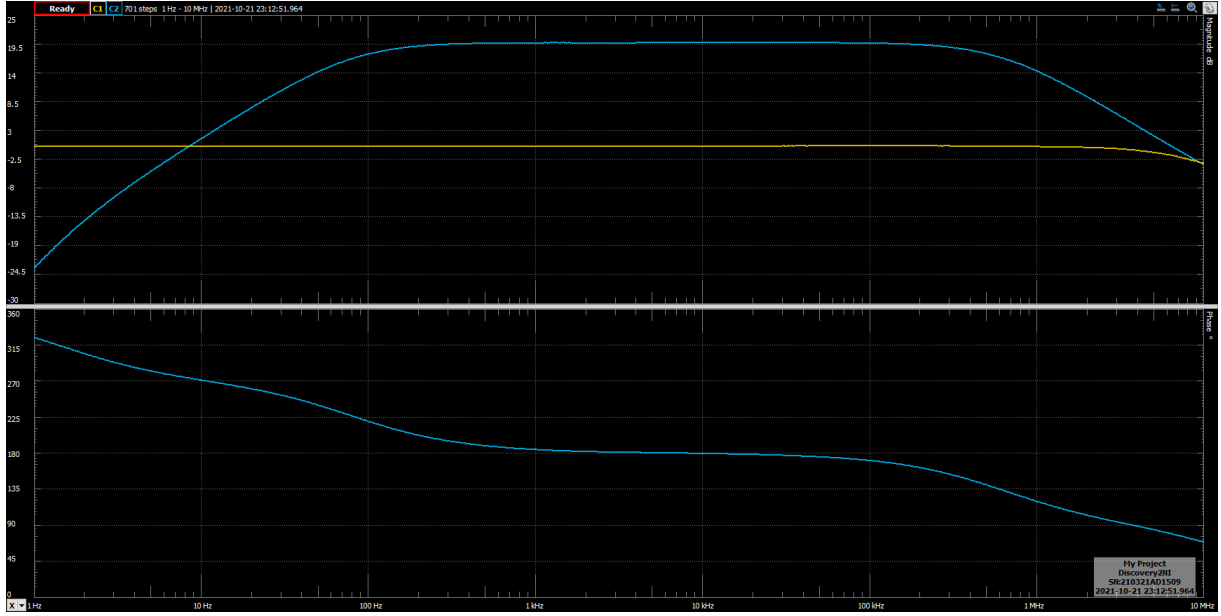


Figura 4: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 10 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso di ampiezza costante $v_{in} = 200$ mV.

5 Aumento del guadagno con passa-alto all'emettitore

$$R_2 = 1.98 \pm 0.02 \text{ k}\Omega \quad C_1 = 97.6 \pm 3.9 \text{ nF} \quad f_1 = 821 \pm 41 \text{ Hz}$$

5.a Guadagno a 10 kHz con condensatore C_E

Dal fit con modello la funzione di trasferimento di un filtro passa alto risulta: Il valore della frequenza di taglio

Figura 5: Fit con il modello della funzione di trasferimento per il filtro passa alto

ricavata dal fit vale:

$$f_2 = 821.3 \pm 0.2 \text{ Hz}$$

Il guadagno a centro banda vale:

$$A_2 = (-25 \pm 61) \times 10^{-3} \text{ dB}$$

5.b Confronto con il guadagno atteso

Una volta inserito il condensatore all'emettitore dalla formula per il guadagno atteso otteniamo

$$A_v = -\frac{R_C}{|Z_E|} = -\frac{R_C}{R_E \parallel (R_{es} + 1/j\omega C_E)}$$

Visto che abbiamo scelto $C_E \gg C_{in} \sim C_{out}$, alla frequenza di lavoro 10 kHz possiamo considerare trascurabile l'impedenza del condensatore, per cui in buona approssimazione ci aspettiamo

$$|A_v| = \frac{R_C}{R_E \parallel R_{es}} \approx R_C \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es}} \right|^{-1} = 110 \pm 1$$

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a realizzare dei filtri RC passivi del primo ordine (o “a un polo”) e ad apprezzarne il differente comportamento in vari regimi, quando usati separatamente, collegati in cascata e connessi a carichi resistivi di diverso valore.

Dichiarazione

I firmatari di questa relazione dichiarano che il contenuto della relazione è originale, con misure effettuate dai membri del gruppo, e che tutti i firmatari hanno contribuito alla elaborazione della relazione stessa.