

Esperienza di laboratorio n. 2:

Misure di base con oscilloscopio digitale

1. Introduzione

La presente esercitazione di laboratorio riguarda l'impiego dell'oscilloscopio digitale ed ha lo scopo di rendere familiare l'uso dei principali comandi dello strumento più utilizzato per le misure su segnali elettrici nel dominio del tempo.

2. Strumentazione utilizzata

Gli strumenti adoperati sono i seguenti:

- Oscilloscopio Hp Hewlett Packard 54600B (banda fino a 100 MHz);
- Generatore di funzioni 33120A;
- Cavi di connessione dell'oscilloscopio (cavi tipo BNC-BNC);
- Cacciavite per la compensazione della sonda;
- Sonde.

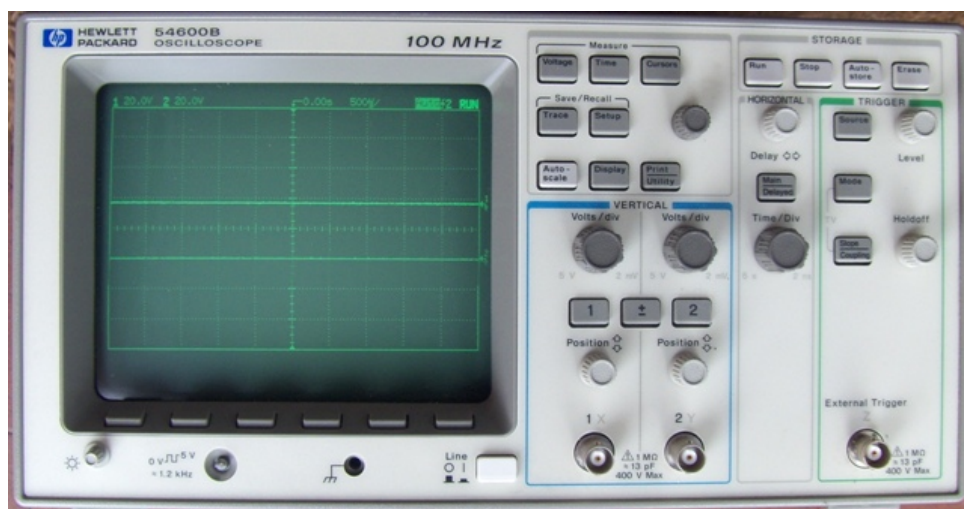


Figura 1 – Oscilloscopio Hp 54600B.

3. Esercitazione di base sull'uso degli oscilloscopi

Compensazione della sonda

La prima operazione da effettuare è la compensazione della sonda, al fine di evitare possibili distorsioni del segnale. Per seguire questa operazione, si collega la sonda al canale di ingresso dell'oscilloscopio (es. CH1), mentre il puntale “a uncino” della sonda viene collegato come in fig. 2. In questa configurazione, la sonda “preleva” un segnale generato internamente all'oscilloscopio (un'onda quadra) di ampiezza pari a 5V e frequenza pari a 1.2 kHz.

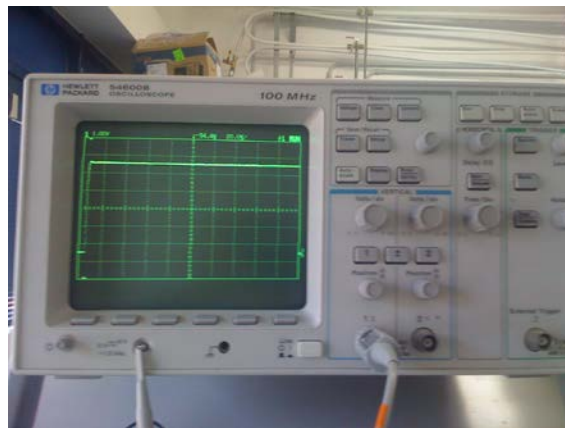


Figura 2 – Collegamento per la compensazione della sonda.

Premendo il pulsante “autoscale”, l'oscilloscopio adatta le proprie impostazioni per una visualizzazione ottimale del segnale in ingresso.

Il segnale sullo schermo può apparire sovracompensato:



sottocompensato:



o perfettamente compensato:



La procedura di compensazione della sonda viene eseguita proprio per compensare l'effetto passabasso della capacità equivalente dell'oscilloscopio. Infatti, lo schema elettrico equivalente di una sonda con un fattore di attenuazione maggiore può essere rappresentato come una resistenza di valore elevato in parallelo ad un condensatore di capacità variabile C1 (compensatore).

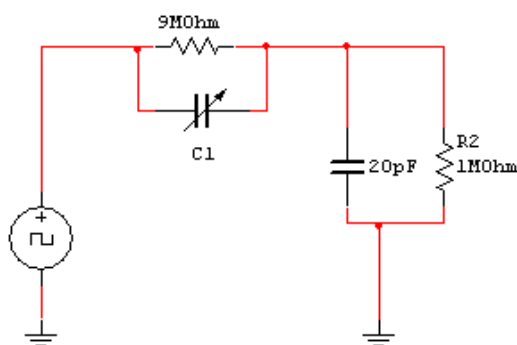


Figura 3 – Schema elettrico semplificato di sonda e oscilloscopio.

Poiché l'attenuazione è data dalla seguente espressione:

$$a = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{\frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}$$

La condizione per annullare l'effetto della frequenza sull'attenuazione è di semplificare i denominatori della precedente formula che dipendono da ω e quindi dalla frequenza; cioè:

$$R_2 C_2 = R_1 C_1$$

Tale condizione si verifica solo per un opportuno valore della capacità della sonda.

Misure di ampiezza e frequenza sull'onda quadra di test

Una volta effettuata la compensazione, si procede a eseguire misure di ampiezza e di frequenza sull'onda quadra. Si impostino i due cursori ai picchi dell'onda quadra per effettuare una misura di tensione picco-picco (V_{pp}) come nella seguente figura:

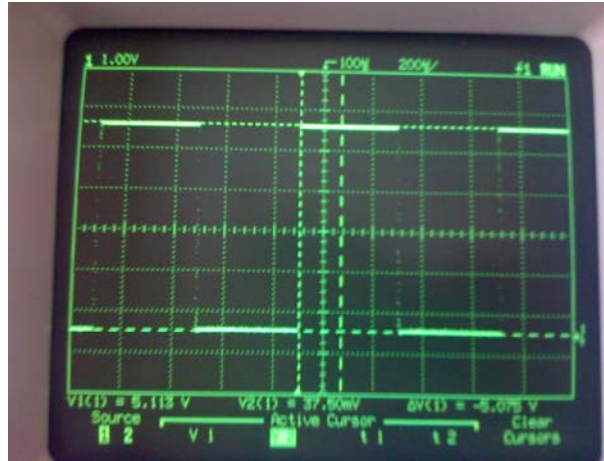


Figura 4 – Posizionamento dei cursori per misure di V_{pp}

Attraverso i comandi disponibili sulla sezione verticale dell'oscilloscopio, si regola il coefficiente K_v ponendolo uguale a 1 V/div . Si ottiene così una tensione di picco-picco pari a:

$$V_{PP} = 5,075 \text{ V}$$

Per il calcolo dell'incertezza su tale misura, ci si riferisca alle specifiche di incertezza relative alle “misure con doppio cursore”. Infatti, nel caso di differenza di misure (se è stata utilizzata la stessa portata dello stesso strumento), si compensa l'effetto dell'errore di offset: tenendo conto di questo aspetto, è possibile quindi evitare una sovrastima dell'incertezza.

Osservando le specifiche, si nota che l'incertezza dipende anche dalla modalità (a “singolo cursore” o a “doppio cursore”) in cui è stata eseguita la misura.

Range 2 mV/div to 5 V/div (lower limit is 1 mV/div for the HP 54602B)

Accuracy¹ $\pm 1.9\%$ (HP 54600B, HP 54601B, and HP 54602B)
 $\pm 2.4\%$ (HP 54603B)

Verniers¹ Fully calibrated, accuracy about $\pm 3.5\%$

Cursor accuracy^{1, 2, 3}

Single cursor accuracy vertical accuracy $\pm 1.2\%$ of full scale $\pm 0.5\%$ of position value (HP 54602B at < 10 mV/div: vertical accuracy $\pm 2.4\%$ of full scale $\pm 0.5\%$ of position value)

Dual cursor accuracy vertical accuracy $\pm 0.4\%$ of full scale

La prima fa riferimento all'incertezza di guadagno mentre la seconda all'incertezza di quantizzazione. L'incertezza di non linearità integrale, invece, non essendo presente nelle specifiche dello strumento, non può essere trascurata e deve essere inglobata nell'incertezza di guadagno. In tal modo:

$$\begin{aligned} |\Delta G(x_2 - x_1) + inl(x_2) + inl(x_1)| &\leq U_{G+inl} |x_2 - x_1| \leq \\ &\leq U_{G+inl} |y_{2q} - y_{1q}| \end{aligned}$$

Quindi:

$$U_{G+inl} = \pm 1,9\%$$

mentre:

$$2U_q = \pm 0,4\% \Rightarrow U_q = \pm 0,2\%$$

Infatti, l'incertezza di quantizzazione la potevamo anche calcolare come:

$$U_q = \frac{Q}{2} = \frac{y_{qFS}}{2 * 2^b} = \frac{y_{qFS}}{2 * 256} = 0,2\% \cdot y_{qFS}$$

Quindi l'incertezza totale di caso peggiore la possiamo scrivere come :

$$U = U_{G+inl} \cdot |V_{PP}| + 2U_q \cdot y_{qFS} \square \pm 0,004 \text{ V}$$

Quindi:

$$V_{PP} = [5,075 \pm 0,128] \text{ V}$$

Per il calcolo del periodo dell'onda quadra, invece, impostiamo i due cursori come in figura per effettuare una misura di tempo:



Figura 6 – Cursori per calcolo dello sfasamento

Attraverso i comandi della sezione orizzontale dell'oscilloscopio, si imposti K_t ad un valore di $100 \mu\text{s}/\text{div}$. Si otterrà una misura di periodo pari a:

$$\Delta T = 816 \mu\text{s}$$

Per il calcolo dell'incertezza su tale misura, bisogna riferirsi al calcolo dell'incertezza di misure indirette ottenute da una differenza di misure (poiché abbiamo usato la modalità “doppio cursore” per la misura). Nel caso di differenza di misure, se la portata dello strumento è la stessa, si compensa l'effetto dell'errore ritardo del trigger evitando una sovrastima dell'incertezza (mentre l'errore della velocità di spazzolamento si riferisce all'errore sulla differenza delle due misure di tempo).

Si può esprimere l'incertezza di caso peggiore come:

$$U(\tau''_{sa} - \tau'_{sa}) = U_S |\tau''_{sa} - \tau'_{sa}| + 2U_{td} + 2U_{Tc}$$

dove le τ''_{sa} e τ'_{sa} rappresentano le due stime del valore del misurando.

Sweep speeds

5 s/div to 2 ns/div main and delayed (HP 54600B, HP 54601B, HP 54602B)

5 s/div to 5 ns/div main and delayed (HP 54603B)

Accuracy $\pm 0.01\% \pm 0.2\%$ of full scale ± 200 ps

Vernier Accuracy $\pm 0.05\%$

Horizontal resolution 100 ps

Cursor accuracy^{1,2} (Δt and $1/\Delta t$) $\pm 0.01\% \pm 0.2\%$ of full scale ± 200 ps

Delay jitter 10 ppm

Pretrigger delay (negative time) ≥ 10 divisions

Posttrigger delay (from trigger point to start of sweep) at least 2560 divisions or 50 ms. Not to exceed 100 s.

Delayed sweep operation

Main sweep

5 s/div to 10 ms/div

5 ms/div and faster

Delayed sweep

up to 200 times main sweep

up to 2 ns/div

Osservando le specifiche sull'incertezza dell'oscilloscopio della sezione orizzontale notiamo che l'incertezza fa riferimento alla differenza di misure di tempo:

$$U(\tau''_{sa} - \tau'_{sa}) = U_S |\tau''_{sa} - \tau'_{sa}| + 2U_{tbd} + 2U_{Tc}$$

Notiamo che nella formula il coefficiente 0,01% coincide con l'incertezza della base dei tempi che quindi interpretiamo come incertezza sulla velocità di sweep:

$$U_S = 0,01\%$$

Il termine 0,2% del fondo scala coincide proprio con l'incertezza di risoluzione temporale, mentre il termine 200 ps è proprio l'incertezza della distorsione della base dei tempi, cioè:

$$2U_{Tc} = 0,2\% \Rightarrow U_{Tc} = 0,1\%$$

$$U_{tbd} = 100 \text{ ps}$$

Infatti, l'incertezza di risoluzione temporale la potevamo anche calcolare nella seguente maniera:

$$U_{Tc} = \frac{T_c}{2} = \frac{10 \cdot Kt}{2 \cdot 500} = 0,01 \cdot Kt = 0,1\% \tau_{FS}$$

Quindi, l'incertezza totale la possiamo calcolare come:

$$U = U_S \cdot |\Delta t| + 2U_{Tc} \cdot \tau_{FS} + 2U_{tbd} \approx 3 \mu s$$

Quindi:

$$\Delta t = [816 \pm 3] \mu s$$

Misure su un segnale sinusoidale generato da un generatore di funzione

Utilizzando un cavo BNC-BNC, si colleghi l'uscita del generatore di funzioni all'ingresso al canale 1 (CH1) dell'oscilloscopio (fig. 7).

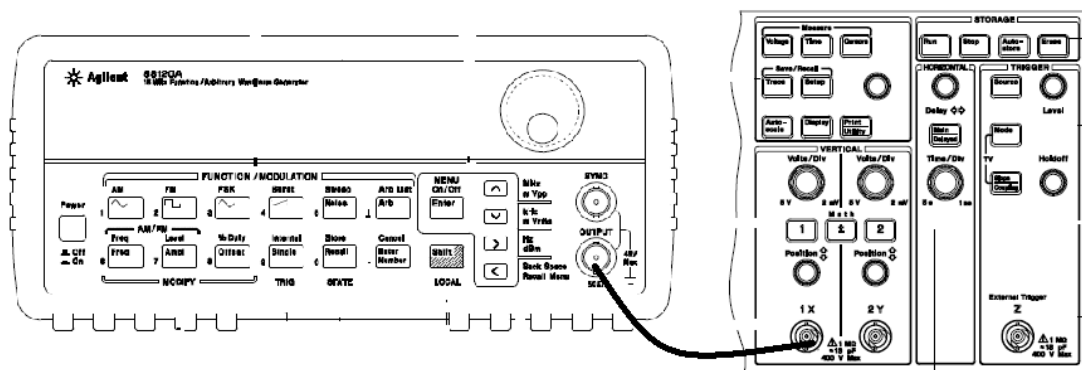


Figura 7 – Collegamento di un generatore di funzione all'oscilloscopio.

Si imposti il generatore di funzioni in modo da generare un segnale sinusoidale, impostando impostando una tensione picco-picco pari a 2 V ed una frequenza pari a 100 Hz.

Si proceda alle misure di ampiezza e di periodo come fatto precedentemente, nel caso dell'onda quadra.

OSS. Si può notare che i valori di ampiezza del segnale stimata attraverso l'oscilloscopio è diversa da quella impostata sul generatore di funzioni. Ciò è dovuto al disadattamento di impedenza fra l'oscilloscopio ed il generatore di funzioni. Infatti, l'oscilloscopio ha una impedenza di ingresso "alta" (dell'ordine del $M\Omega$), mentre il generatore di funzioni ha una impedenza di uscita pari a $50\ \Omega$. L'ampiezza indicata sul display si riferisce al caso in cui il circuito stimolato dal generatore di funzioni presenta un'impedenza anch'essa pari a $50\ \Omega$.

4. Misure all'oscilloscopio per la caratterizzazione di filtri analogici

Filtro RC a singolo stadio

Un filtro passivo passabasso è un circuito che permette il passaggio di segnali a frequenze al di sotto di una data soglia (detta frequenza di taglio, f_T), bloccando (attenuando) i segnali a frequenze più alte.

Si definisce frequenza di taglio di un filtro reale la frequenza in corrispondenza della quale, la potenza del segnale in uscita dal circuito è pari alla metà della potenza del segnale in ingresso al circuito.

L'intervallo di frequenze $[0, f_T]$ (oppure $[0, \omega_T]$) è definito banda passante del filtro.

La pendenza di un filtro si misura in dB/ottava ed indica di quanti dB diminuisce la grandezza di uscita, nell'intorno della f_T ed in funzione della frequenza, in un'ottava, cioè ad un raddoppio della frequenza stessa.

La forma più utilizzata per la rappresentazione della risposta in frequenza è costituita dai diagrammi di Bode, diagrammi che rappresentano modulo e fase, in funzione della pulsazione o della frequenza. In tali diagrammi, la scala dei valori in ascissa è logaritmica di base 10. Il diagramma del modulo della funzione di risposta in frequenza riporta sulle ordinate, in scala lineare, il valore dell'attenuazione in decibel (dB).

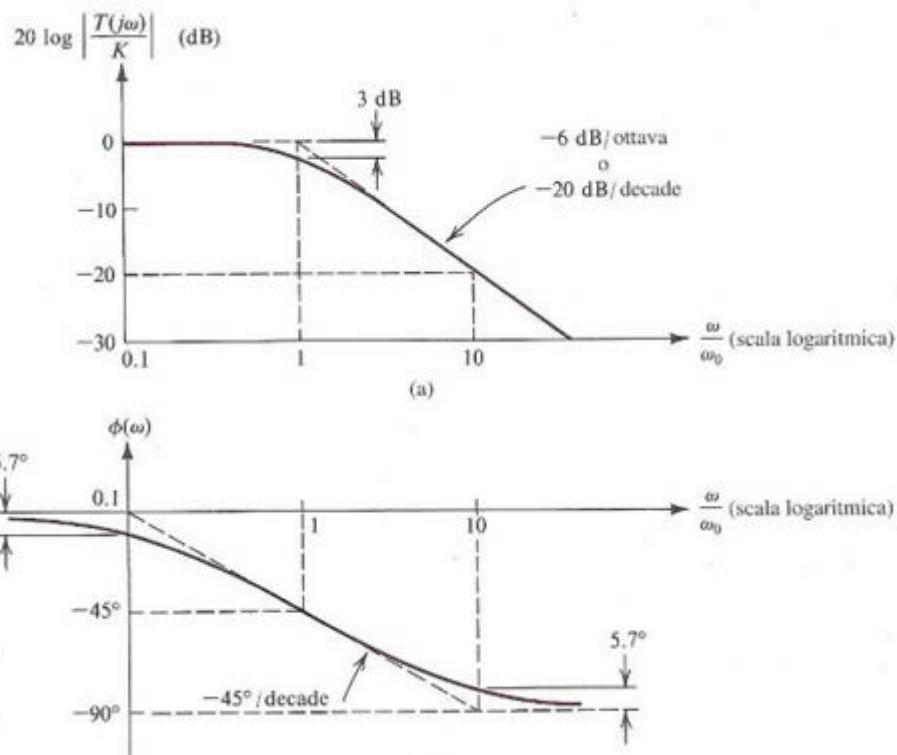


Figura 9 – Diagramma di Bode del filtro RC

Per convenzione:

$$\left| \dot{A}(f) \right|_{dB} = 20 \cdot \log(V_o / V_i)$$

Nel diagramma della fase, le ordinate riportano il valore dell'argomento della funzione di risposta in frequenza, valore espresso in gradi o radianti ed in scala lineare.

I diagrammi di modulo e fase della risposta in frequenza forniscono rispettivamente la descrizione dell'amplificazione e dello sfasamento che il sistema produce nei riguardi delle diverse armoniche del segnale di ingresso.

Il filtro considerato in questa parte dell'esperienza di laboratorio è un circuito passabasso di tipo RC (fig. 10):

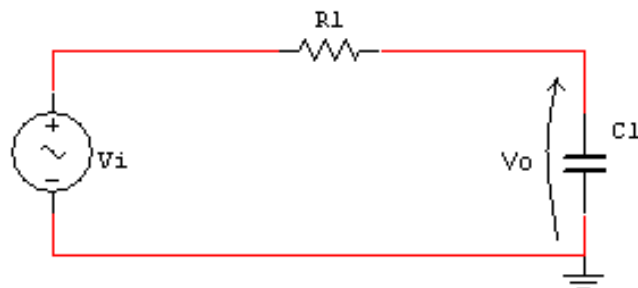


Figura 10 – schema elettrico filtro RC a singolo stadio

La Fig. 11 mostra lo schema circuitale della scheda elettronica fornita durante l'esercitazione e sulla quale è stato realizzato un filtro RC. In particolare, i valori di resistenza e di capacità sono 10.000 Ohm e 47 nF

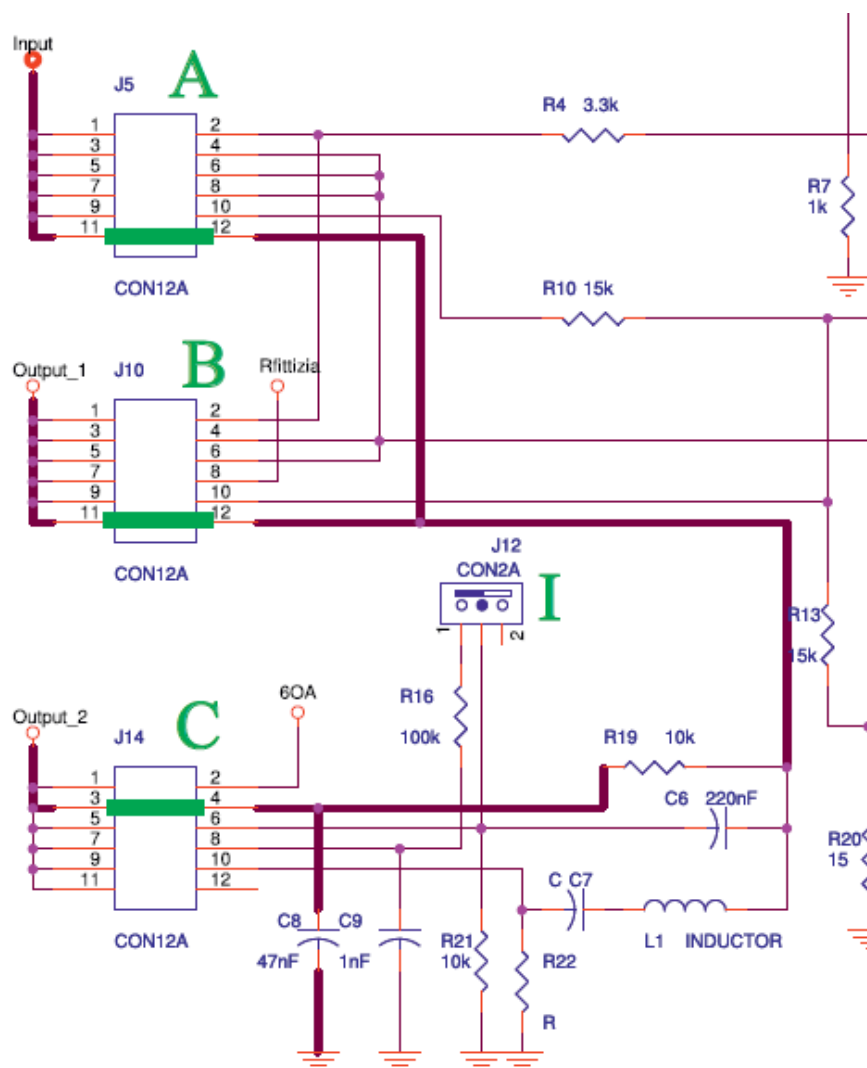


Figura 11 – Schema della scheda elettronica fornita durante l'esperienza di laboratorio in cui è implementato un filtro RC.

Il condensatore può essere considerato come un componente in grado di lasciar passare inalterate le armoniche di “alta” frequenza ed in grado di eliminare quelle di “bassa” frequenza, dipendentemente appunto dalla sua capacità $C1$ (fissata $R1$). Più la capacità è piccola, più il condensatore riesce a “ricostruire” il suo ingresso in tensione. Nel circuito raffigurato sopra, il condensatore pone in corto verso massa queste alte frequenze, restituendo in uscita solamente le frequenze basse. Lo studio circuitale impone:

$$V_o = \frac{1}{j\omega C1} \cdot \frac{\dot{V}_i}{\left(R1 + \frac{1}{j\omega C1} \right)}$$

Da qui posso calcolare l’attenuazione come:

$$A = |\dot{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R1C1)^2}}$$

e la fase come:

$$\Delta\varphi = \angle \dot{A}(f) = -\arctg(\omega R1C1)$$

La pulsazione di taglio, come detto, è la pulsazione alla quale il modulo della grandezza di uscita viene attenuato di un fattore radice di due rispetto al suo valore massimo. Poiché nel circuito in esame il guadagno del filtro è unitario, tale ampiezza massima coincide con quella della grandezza in ingresso. In riferimento al modulo della risposta in frequenza, per il segnale considerato in questa esercitazione, si avrà:

$$|\dot{A}| = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad \Rightarrow \quad f_t = \frac{1}{2\pi R1C1} \quad (1)$$

Misure per la caratterizzazione del filtro RC a singolo stadio

Lo scopo dell’esercitazione è di ricavare i diagrammi di bode del filtro passabasso passivo RC e di ricavare i valori di attenuazione e sfasamento con le relative incertezze.

La strumentazione usata è la seguente:

- PCB;
- Oscilloscopio Agilent Hp 54600B;
- Generatore di funzioni Agilent 33120B;
- Cavi di connessione (CAVO BNC-BNC);

Lo schema circuitale impostato sul PCB usato per realizzare il filtro RC è riportato in fig.11.

Si colleghi il generatore di funzioni in ingresso (BNC INPUT) all'ingresso del filtro RC e si fornisca un segnale sinusoidale (ad esempio, con frequenza 1 kHz e ampiezza picco-picco 1 V). Quindi, attraverso un cavo BNC-BNC si colleghi l'ingresso del filtro RC (BNC OUTPUT1) al CH1 dell'oscilloscopio e l'uscita del filtro (BNC OUTPUT2) al canale 2 dell'oscilloscopio. In questo modo, sul display dell'oscilloscopio sarà possibile visualizzare i segnali di ingresso e di uscita dal circuito e misurare il valore di tensione e fase tra i segnali di input.

N.B.: Poiché per questa esercitazione, si stanno utilizzando dei cavi BNC-BNC (e non sonde attenuate), prima di eseguire le misure, ricordarsi di impostare per ogni canale dell'oscilloscopio un fattore di attenuazione di 1.

Sul generatore di funzioni si imposti una tensione del segnale di ingresso pari a 5V (quindi, come già detto, sul display dell'oscilloscopio si leggerà una tensione picco-picco pari a circa 10V). Sapendo che la frequenza di taglio è quella in corrispondenza della quale la potenza trasmessa si dimezza (cioè, il modulo dell'attenuazione è di -3dB), avendo fornito in ingresso un segnale sinusoidale, in corrispondenza della frequenza di taglio si avrà:

$$V_{OUT} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7,07 \text{ V}$$

Valutazione sperimentale della frequenza di taglio

Si impostino i due cursori orizzontali (vedi seguente figura) in modo che la distanza tra i due cursori dia un valore pari a 7,07 V:

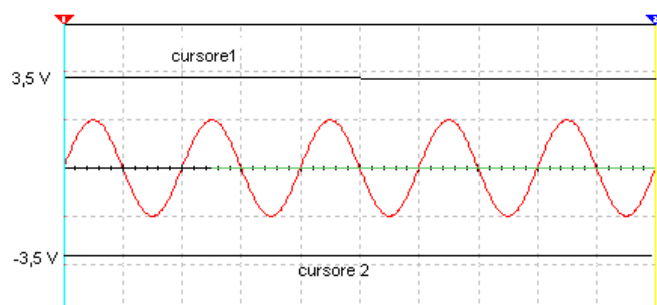


Figura 12 – regolazione cursori per calcolo della frequenza di taglio

Dopo aver impostato i due cursori, si modifichi la frequenza del segnale sinusoidale in ingresso al filtro RC finché il segnale d’uscita del filtro (cioè quello al secondo canale) non risulta “tangente” ai due cursori, come nella seguente figura:

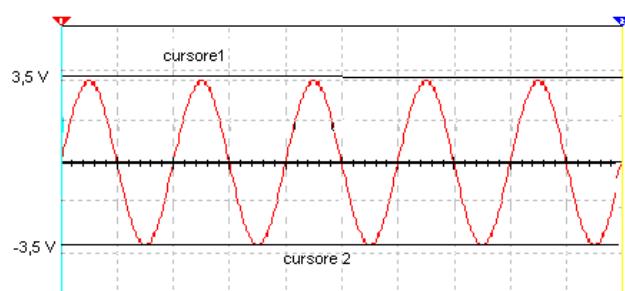


Figura 13 – regolazione cursori per calcolo della frequenza di taglio

La frequenza per cui si verifica questa condizione di tangenza corrisponde proprio al valore della frequenza di taglio del filtro (cfr. valore di tensione che corrisponde al dimezzando della potenza in uscita rispetto a quella in ingresso).

Ricapitolando, fornendo in ingresso al circuito una tensione $V_{GdF}=(10,1\pm0,1)V$, che è la tensione letta dal GdF, o di $V_{PP}=(9,9\pm0,2) V$, che è la tensione letta dall’oscilloscopio, ed impostando i cursori come precedentemente illustrato, si ricava un valore della frequenza di taglio pari a:

$f_T=341 \text{ Hz}$

Si noti che la frequenza di taglio ricavata dalle misure è molto vicina alla frequenza di taglio teorica, pari a 340 Hz, stimata attraverso la (1).

Diagrammi di Bode

Per tracciare i diagrammi di Bode del modulo e della fase della risposta in frequenza del filtro, è necessario eseguire letture di ampiezza e fase del segnale al variare della frequenza del segnale sinusoidale fornito in ingresso al circuito.

Si imposti il generatore di funzione in modo che generi un segnale sinusoidale con frequenza $f = 320$ Hz. Regolare le impostazioni dell'oscilloscopio (sezione verticale, orizzontale ed eventualmente sezione di trigger) in modo da visualizzare correttamente il segnale in ingresso ed il segnale in uscita.

OSS: Nelle misure, impostato un numero di medie pari ad (almeno) 8 per cercare di ridurre gli effetti del rumore.

Attraverso il pulsante “Voltages” \rightarrow “ V_{PP} ”, leggere i valori di tensione picco-picco del segnale in ingresso (V_i) e del segnale d'uscita (V_o).

Inoltre, si valuti lo sfasamento (Δt) tra il segnale d'ingresso ed il segnale d'uscita.

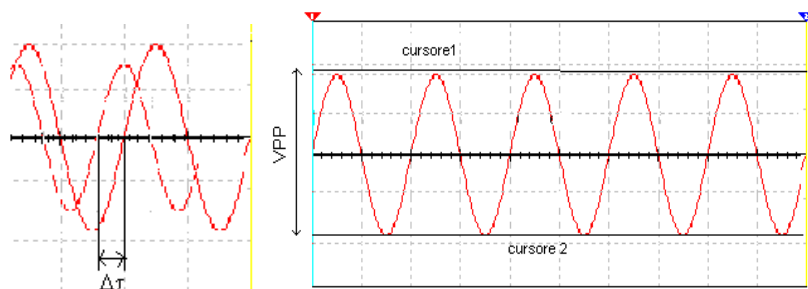


Figura 14 - Sfasamento e valore picco-picco del segnale

$$V_i = (9,93 \pm 0,20) \text{ V}$$

$$V_o = (7,25 \pm 0,15) \text{ V}$$

$$\Delta t = (764 \pm 0,5) \mu\text{s} \text{ con } K_t = 200 \mu\text{s}$$

L'attenuazione sarà:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = 0,73$$

mentre lo sfasamento sarà pari a:

$$\Delta\varphi = 2\pi f \cdot \Delta t = -0,75 \text{ rad}$$

Valutazione delle incertezze di misura

Facendo riferimento alle specifiche di incertezza dell'oscilloscopio, le incertezze di misura dovute alle letture sull'oscilloscopio delle tensioni di ingresso e di uscita del filtro RC si calcolano come:

$$u_{V_o} = u_{V_i} = \frac{U_{V_o}}{V_o} = \frac{U_{V_i}}{V_i} = \frac{U_V}{V} = 0,019 + 0,004 \cdot 8 \cdot \frac{k_V}{V}$$

Invece, facendo riferimento alle specifiche di incertezza della sezione orizzontale dell'oscilloscopio, l'incertezza di misura dovuta alla lettura sull'oscilloscopio dello sfasamento dei due segnali di ingresso e uscita del filtro RC si calcola come segue:

$$u_{\Delta t} = \frac{U_{\Delta t}}{\Delta t} = \frac{0,01}{100} + \frac{0,2}{100} \cdot 10 \cdot \frac{k_t}{\Delta t} + \frac{200 \cdot 10^{-12}}{\Delta t}$$

Per quanto riguarda, invece, il calcolo dell'incertezza di misura sulla fase, essendo le misure di f e Δt non correlate, in quanto sono state eseguite con strumenti diversi e assumendo che ogni misura varia statisticamente con una legge di tipo rettangolare:

$$\begin{aligned} U_{\Delta\varphi} &= \sqrt{\left(\frac{\partial(\Delta\varphi)}{\partial f}\right)^2 \cdot \frac{U_f^2}{3} + \left(\frac{\partial(\Delta\varphi)}{\partial(\Delta t)}\right)^2 \cdot \frac{U_{\Delta t}^2}{3}} = \\ &= \sqrt{(2\pi\Delta t)^2 \cdot \frac{U_f^2}{3} + (2\pi f)^2 \cdot \frac{U_{\Delta t}^2}{3}} \\ u_{\Delta\varphi} &= \sqrt{u_f^2/3 + u_{\Delta t}^2/3} \end{aligned}$$

Mentre l'incertezza dovuta all'attenuazione, poiché le grandezze da cui dipende sono calcolate con lo stesso strumento, può essere calcolata come:

$$u_A = u_{V_o} + u_{V_i}$$

L'incertezza assoluta espressa in dB viene calcolata come segue:

$$A_{dB} = 20 \log \frac{V_o}{V_i} = 20 \log(V_o) - 20 \log(V_i)$$

$$U_A = \left| \frac{\partial A}{\partial V_o} \right| |U_{V_o}| + \left| \frac{\partial A}{\partial V_i} \right| |U_{V_i}| =$$

$$= \frac{20}{\ln 10} \cdot \frac{U_{V_o}}{V_o} + \frac{20}{\ln 10} \cdot \frac{U_{V_i}}{V_i} = \frac{20}{\ln 10} (u_{V_o} + u_{V_i}) dB$$

I dati rilevati sperimentalmente sono annotati nella seguente tabella:

N.	FREQ. (Hz)	Vi (V)	Kvi (V/div)	Δt (μs)	Kt ($\mu s/div$)	Vo (V)	Kvo (V/div)	A	A (dB)	$\Delta \phi$ (rad)
1	1	9,62	2	-	-	9,62	2	1	0	-
2	2	9,94	2	500	500	9,94	2	1	0	0,01
3	3	9,94	2	550	500	9,94	2	1	0	0,01
4	6	10	2	520	500	10	2	1	0	0,02
5	10	10	2	500	500	10	2	1	0	0,03
6	18	10	2	490	500	10	2	1	0	0,05
7	32	10	2	484	200	9,94	2	0,99	-0,05	0,10
8	56	10	2	468	200	9,87	2	0,99	-0,11	0,16
9	100	10	2	488	200	9,56	2	0,95	-0,39	0,31
10	180	9,94	2	456	200	8,75	2	0,88	-1,11	0,52
11	320	9,94	2	372	200	7,25	2	0,73	-2,74	0,75
12	560	9,87	2	290	100	5,19	2	0,52	-5,59	1,02
13	1.000	9,87	2	198	50	3,19	2	0,32	-9,82	1,24
14	1.800	9,87	2	122	50	1,94	2	0,19	-14,14	1,38
15	3.200	9,81	2	72,8	20	1,19	2	0,12	-18,34	1,46
16	5.600	9,81	2	43	10	0,69	2	0,07	-23,06	1,51
17	10.000	9,81	2	24,4	5	0,35	0,2	0,04	-28,95	1,53

con le relative incertezze:

<i>n.</i>	<i>u_f</i> (%)	<i>u_{vi}</i> (%)	<i>u_{vo}</i> (%)	<i>u_{Δt}</i> (%)	<i>u_A</i> (%)	<i>U_A</i> (dB)	<i>u_φ</i>
1	0,002	2,56	2,57	-	5,13	1,026	-
2	0,002	2,54	2,55	2,01	5,09	1,018	0,012
3	0,002	2,54	2,55	1,83	5,09	1,018	0,011
4	0,002	2,54	2,54	1,94	5,08	1,016	0,012
5	0,002	2,54	2,54	2,01	5,08	1,016	0,012

6	0,002	2,54	2,54	2,05	5,08	1,016	0,012
7	0,002	2,54	2,55	0,84	5,09	1,017	0,005
8	0,002	2,54	2,55	0,87	5,09	1,018	0,005
9	0,002	2,54	2,57	0,83	5,11	1,022	0,005
10	0,002	2,54	2,64	0,89	5,18	1,036	0,006
11	0,002	2,54	2,79	1,09	5,33	1,066	0,007
12	0,002	2,55	3,14	0,70	5,69	1,137	0,004
13	0,002	2,55	3,91	0,52	6,46	1,292	0,003
14	0,002	2,55	5,21	0,83	7,76	1,551	0,005
15	0,002	2,55	7,29	0,56	9,84	1,968	0,004
16	0,002	2,55	11,18	0,48	13,73	2,746	0,003
17	0,002	2,55	3,73	0,42	6,29	1,257	0,003

Si noti che per passare dalle incertezze relative, riportate nella precedente tabella, alle incertezze assolute si fa riferimento alla seguente formula:

$$U = u \cdot |x|$$

con x valore del misurando.

Di seguito sono riportati i diagrammi di Bode:

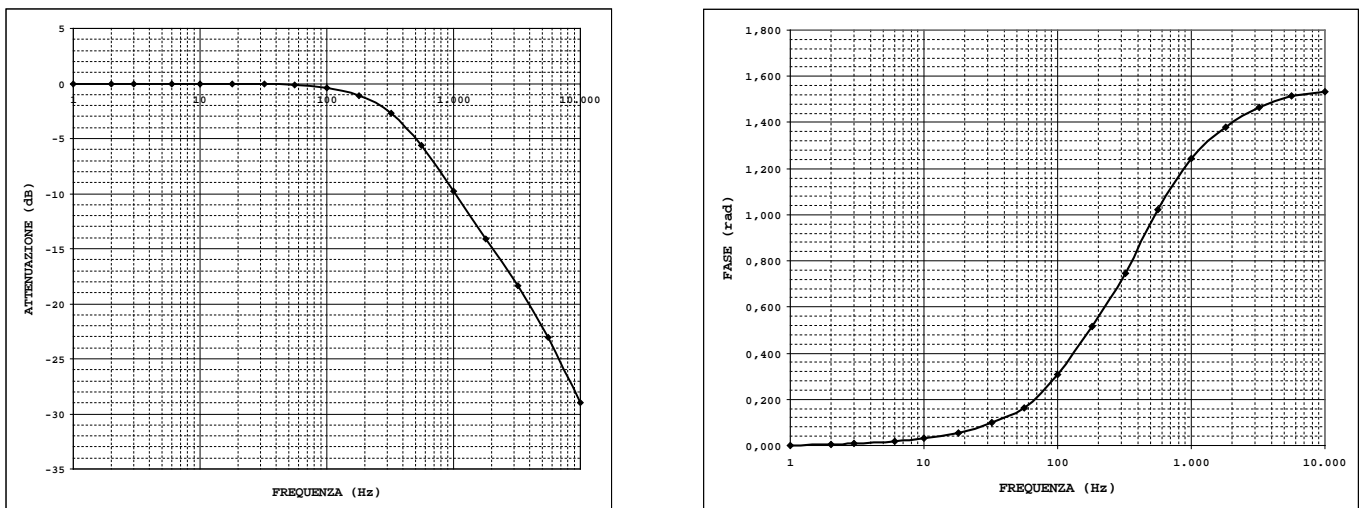


Figura 15 – Diagrammi di bode

Dal diagramma di figura 15, si nota che il filtro RC mostra un'attenuazione di 20 dB per decade essendo un filtro a singolo stadio. Dal diagramma successivo dello sfasamento, invece, si evince che alla frequenza di taglio corrisponde uno sfasamento di 45 gradi.

N.	FREQ. (Hz)	V _i (V)	K _{vi} (V/div)	Δt (μs)	K _t ($\mu s/div$)	V _o (V)	K _{vo} (V/div)	A	A (dB)	$\Delta\phi$ (rad)
1	1									
2	2									
3	3									
4	6									
5	10									
6	18									
7	32									
8	56									
9	100									
10	180									
11	320									
12	560									
13	1.000									
14	1.800									
15	3.200									
16	5.600									
17	10.000									

Filtro CR a singolo stadio

Il circuito del filtro CR è il seguente:

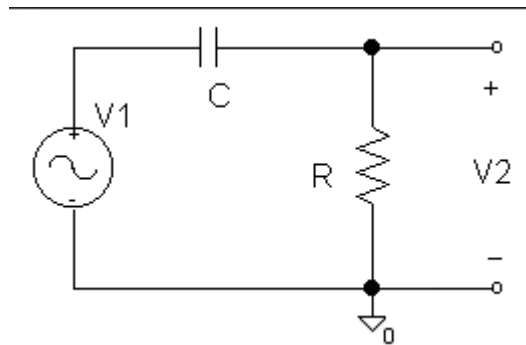


Figura 16 – schema elettrico filtro CR a singolo stadio

Lo schema circuitale impostato sul PCB usato per realizzare il filtro CR è riportato in fig.17.

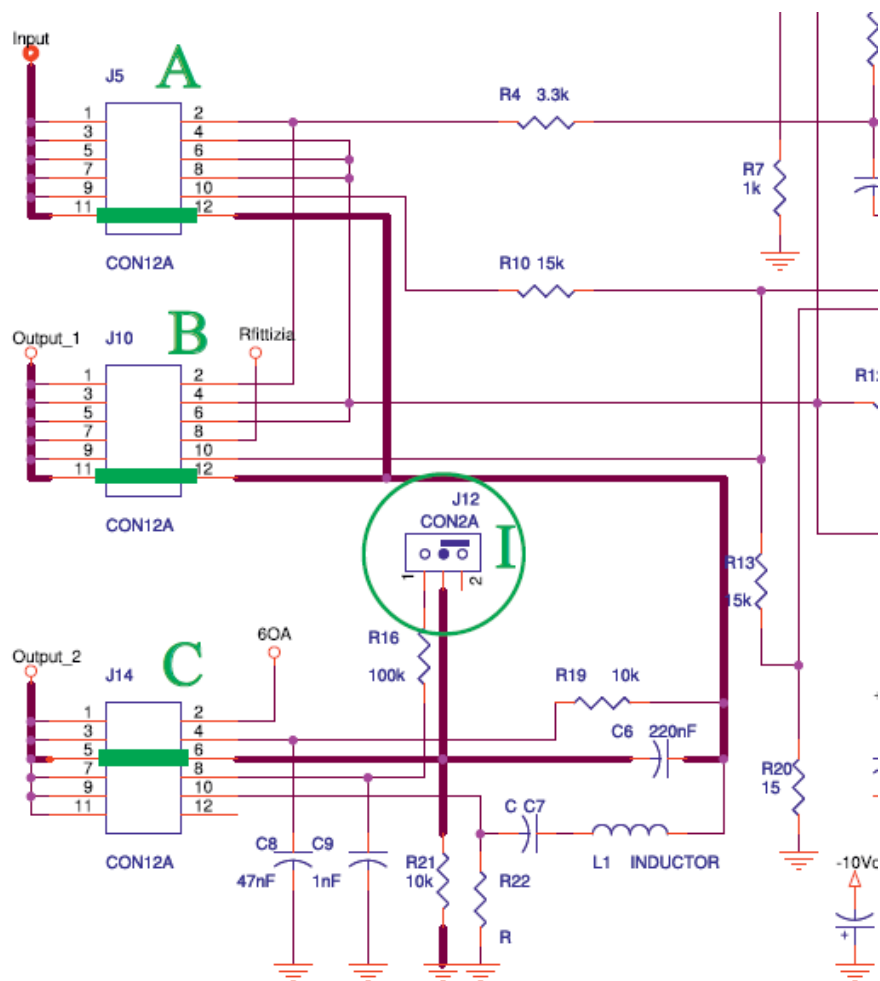


Figura 17 – Schema della scheda elettronica fornita durante l'esperienza di laboratorio in cui è implementato un filtro CR.

Il filtro CR è un sistema passivo in grado di attenuare fortemente i segnali con frequenza minore rispetto alla frequenza di taglio.

In questo caso la frequenza di taglio nominale è di:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC} = 72,3 \text{ Hz}$$

In questa esercitazione, verrà ricavata sperimentalmente la risposta del circuito descritto variando la frequenza del segnale in ingresso e stimando il valore della frequenza di taglio del filtro.

L'attenuazione del segnale è 20 dB/dec fino al raggiungimento dello polo, mentre la fase è 45° con una variazione di 90° partendo una decade prima fino ad una decade dopo la frequenza di taglio.

In fig.17 si può osservare il diagramma di Bode teorico di un generico filtro CR.

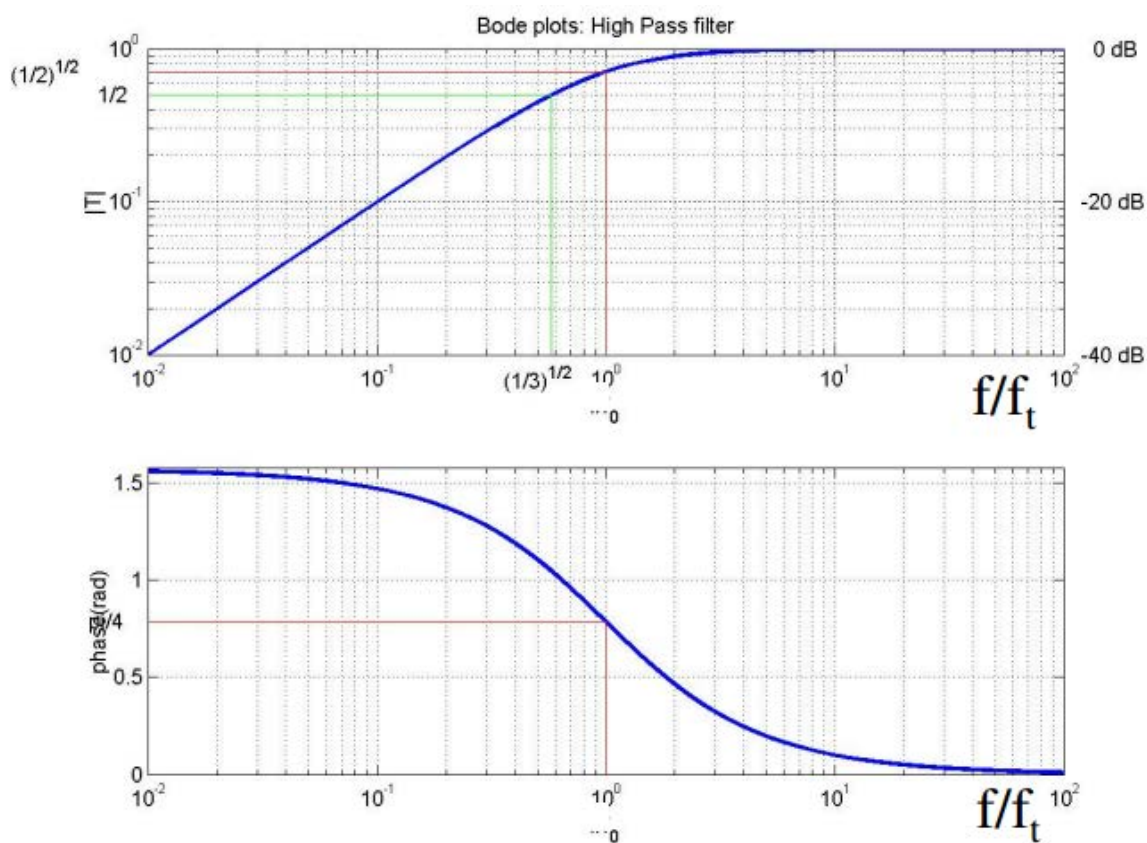


Fig.18 - Diagramma di Bode del filtro CR.

Le fasi preliminari e le fasi di prova sono le stesse effettuate per il filtro RC.

N.	FREQ. (Hz)	V _i (V)	K _{vi} (V/div)	Δt (μs)	K _t (μs/div)	V _o (V)	K _{vo} (V/div)	A	A (dB)	Δφ (rad)
1	1									
2	5									
3	10									
4	20									
5	30									
6	50									
7	60									
8	80									
9	90									
10	100									
11	200									
12	300									
13	400									
14	500									
15	600									
16	700									
17	800									
18	900									
19	1000									
20	1500									