LABORATORIO - V Prof. Antonino Acquaviva 1

Analisi teorico-sperimentale del funzionamento dei circuiti integratore e derivatore nei domini del tempo e della frequenza

Integratore invertente ideale

Consideriamo dal punto di vista teorico il circuito integratore ideale di fig. 1 (in configurazione invertente).

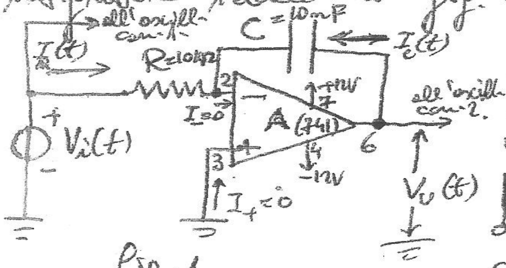


fig. 1

Il circuito integratore invertente (ideale) fornisce un segnale d'uscita $V_u(t)$ proporzionale all'integrale del segnale d'ingresso $V_i(t)$, cambiato di segno.

Per ottenere l'espressione di $V_u(t)$ corrispondente ad un qualsiasi segnale $V_i(t)$, consideriamo ideale l'amplificatore operazionale A ($A_d = \infty$, $I_+ = I_- = 0$, $Z_i = \infty$, $Z_u = 0$).

Essendo per definizione A_d (guadagno differenziale di tensione a catena aperta) $= \dfrac{V_u}{V_+ - V_-}$, si ricava l'uguaglianza delle tensioni V_+ e V_- degli ingressi rispetto a massa e la presenza della massa virtuale all'ingresso invertente (−).

Avendo assunto il verso indicato in figura per la corrente $I_c(t)$, si ottiene $V_u(t)$ dalle definizioni di capacità e di intensità di corrente:

$$C = \frac{q(t)}{V_u(t)} \quad , \quad V_u(t) = \frac{q(t)}{C}$$

$$I_c(t) = \frac{dq(t)}{dt}$$

$$dq(t) = I_c(t)\,dt$$

$$q(t) = \int I_c(t)\,dt$$

$$I_c(t) = -I_R(t) = -\frac{V_i(t)}{R} \quad \left(\text{essendo } I_- = 0\right)$$

$$\underbrace{V_u(t) = \frac{1}{C}\int I_c(t)\,dt = -\frac{1}{RC}\int V_i(t)\,dt}$$

Integratore di Miller

Applicando al circuito di fig. 1 un segnale V_i costante ($V_i = \pm E$), si ottiene in uscita una rampa con pendenza positiva se $V_i = -E$, una rampa con pendenza negativa se $V_i = E$. Il circuito generatore di rampa così ottenuto prende il nome di integratore di Miller e viene impiegato diffusamente nella strumentazione elettronica (oscilloscopi, generatori di funzioni) ogni qualvolta si è necessario ottenere segnali a dente di sega. Da notare che il condensatore C si carica con corrente costante.

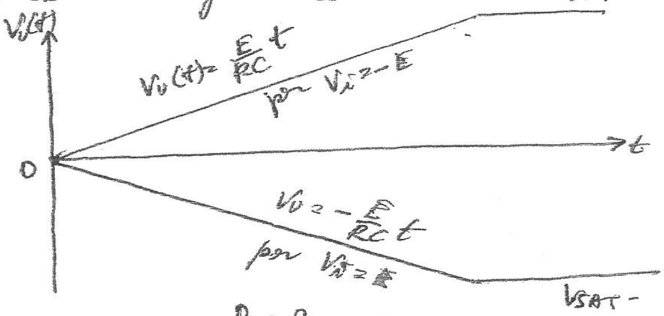


fig 2-

Ovviamente il segnale $V_o(t)$ cresce (decresce) linearmente fino quando non raggiunge il valore della tensione di saturazione dell'operazionale (V_{SAT+} o V_{SAT-})

Risposta dell'integratore invertente all'onda quadra.

Consideriamo inizialmente scarico ($V_o(0)=0$) il condensatore C. In questo caso, applicando all'ingresso un'onda quadra con ampiezza E, si ottiene all'uscita dell'integratore un'onda triangolare:

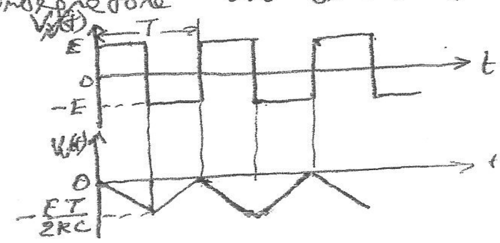


fig 3

Nel semiperiodo $0 - \frac{T}{2}$, l'integratore si comporta da integratore di

Miller, essendo $V_i(t)$ costante e pari a E. Viene pertanto generata una rampa con pendenza negativa $V_o(t) =$

$$= -\frac{1}{RC}\int V_i(t)\,dt = -\frac{E}{RC}t \; . \qquad V_u\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{E}{RC}\frac{T}{2}$$

Durante il secondo semiperiodo $\left(\frac{T}{2} - T\right)$, il condensatore C, inizialmente carico alla tensione $V_u\left(\frac{T}{2}\right)$, si scarica a corrente costante finché $V_u = 0$. Si ha in particolare, assumendo come origine dei tempi l'istante $t = \frac{T}{2}$:

$$V_u(t) = V_u\left(\frac{T}{2}\right) - \frac{1}{RC}\int \underset{\uparrow \atop V_i(t) = -E}{V_i(t)}\,dt = V_u\left(\frac{T}{2}\right) + \frac{E}{RC}t =$$

$$= -\frac{E}{RC}\frac{T}{2} + \frac{E}{RC}t$$

, da cui si deduce che per $t = \frac{T}{2}$ V_u si annulla.

I fenomeni di carica e scarica procedono in modo analogo nei semiperiodi successivi, dando luogo ad un'onda triangolare con valore di picco $\frac{ET}{2RC}$.

Si può notare che, al decrescere della frequenza dell'onda quadra, l'integratore tende a saturare; pertanto non si ottiene più un'onda triangolare, ma un'onda triangolare tosata, cioè un'onda trapezoidale.

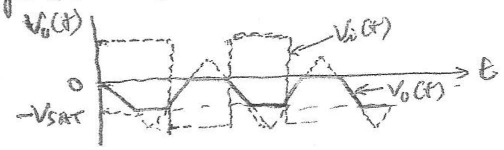


fig 4

Risposta dell'integratore invertente all'onda sinusoidale

Se $V_i(t) = V_{ip}\,\text{sen}\,\omega t$ $\quad V_U(t) = -\frac{1}{RC}\int V_i(t)\,dt =$

$= -\frac{1}{RC}\int V_{ip}\,\text{sen}\,\omega t\,dt = \frac{V_{ip}}{RC\omega}\cos\omega t$. Si ottiene all'uscita una cosinusoide con valore di picco $\frac{V_{ip}}{RC\omega} = \frac{V_{ip}}{2\pi f RC}$, crescente al decrescere della frequenza (inversamente proporzionale a f).

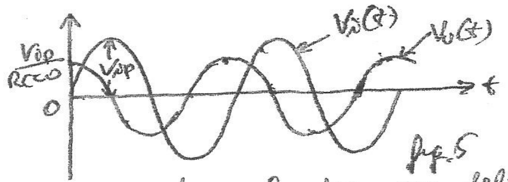


fig. 5

Risulta evidente a questo punto una caratteristica essenziale dell'integratore: la risposta aumenta al decrescere della frequenza.

Infatti, se consideriamo l'integratore invertente come un particolare amplificatore invertente con impedenza d'ingresso $Z_1(s) = R$ ed impedenza di reazione $Z_2(s) = \frac{1}{sC}$, ~~possiamo~~ possiamo ottenere la funzione di trasferimento $F(s) = \frac{\bar{V}_U}{\bar{V}_i}$.

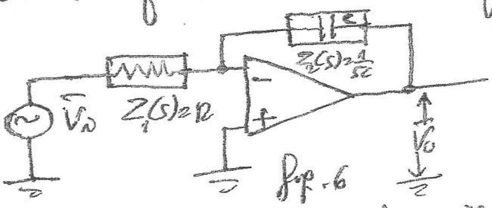


fig. 6

$$\frac{\bar{V}_U}{\bar{V}_i} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{\frac{1}{sC}}{R} = -\frac{1}{RCs} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

Si nota pertanto che il modulo $|F(j\omega)| = \frac{V_{Upp}}{V_{ipp}}$ di $F(j\omega)$ è inversamente proporzionale a ω (e quindi a f), cioè la funzione di trasferimento diverge per $\omega \rightarrow 0$.

Diagramma di Bode del modulo di $F(j\omega)$

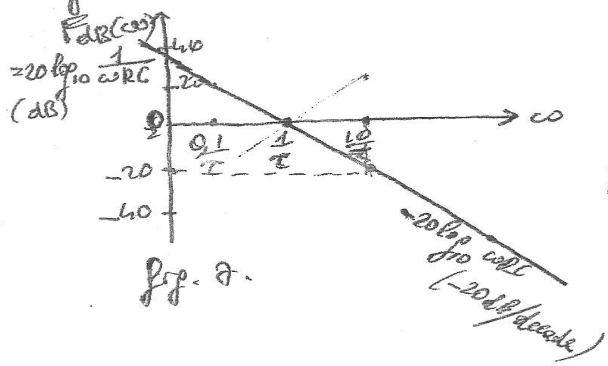


fig. 7.

$\tau = RC$

$F_{dB}(\omega) = -20 \log_{10} \omega RC$

per $\omega RC = 1$, cioè per $\omega = \frac{1}{RC}$, $F_{dB} = 0$;

per $\omega = \frac{10}{RC} = \frac{10}{\tau}$, $\omega RC = 10$

$F_{dB}(\omega) = -20 \log_{10} 10 = -20\ dB$

Integratore invertente reale

Per eliminare l'inconveniente della saturazione dell'integratore ideale (senza perdite) al decrescere della frequenza del segnale d'ingresso, si modifica il circuito come mostra la fig. 8, collegando in parallelo al condensatore il resistore R_2. Si ottiene così l'integratore invertente reale (con perdite), il quale è caratterizzato dal fatto che, al decrescere della frequenza, il guadagno limite per $f \to 0$ non diverge, ma assume il valore $-\frac{R_2}{R_1}$, caratteristico dell'amplificatore invertente. Infatti, a frequenze molto basse, quando la reattanza capacitiva $X_C = \frac{1}{\omega C}$ tende a diventare molto grande, interviene il resistore R_2 che bypassa il condensatore facendo in modo che il circuito si comporti praticamente come un amplificatore invertente ($R_2 // (\frac{1}{\omega C})$, per $f \to 0$, $\simeq R_2$).

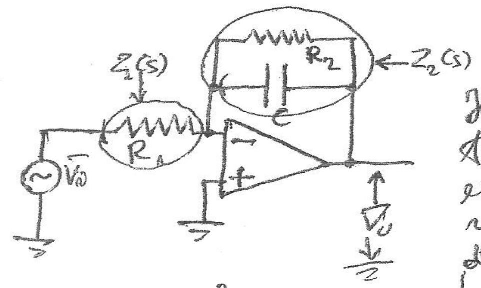


fig-8
Integratore invertente reale (con perdite)

Il calcolo della funzione di trasferimento del circuito evidenzia che l'integratore reale si comporta, nel dominio della frequenza, come un filtro attivo (con amplificazione) di tipo passa-basso di I ordine. Infatti si ha:

$$Z_1(s) = R_1 \qquad Z_2(s) = R_2 \,//\, \frac{1}{sC} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} =$$

$$= \frac{\frac{R_2}{sC}}{\frac{R_2 sC + 1}{sC}} = \frac{R_2}{R_2 sC + 1}$$

$$\left[\text{oppure: } Y_2(s) = \frac{1}{R_2} + sC = \frac{1 + R_2 sC}{R_2} \qquad Z_2(s) = \frac{1}{Y_2(s)} = \frac{R_2}{1 + R_2 C} \right]$$

Considerando al solito il circuito come un particolare amplificatore invertente con impedenza d'ingresso Z_1 ed impedenza di reazione Z_2, si ha:

$$F(s) = \frac{\bar{V}_u}{\bar{V}_i} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{\frac{R_2}{R_2 sC + 1}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 sC + 1}$$

polo: $s = -\frac{1}{R_2 C}$

Si ~~nota~~ che per $s \to 0$ ($f \to 0$), $F(s)$ tende a $-\frac{R_2}{R_1}$, guadagno della configurazione invertente. Al crescere della frequenza si nota invece un comportamento di tipo passa-basso con frequenza di taglio a $-3\,dB$ determinata dal polo $s = -\frac{1}{R_2 C}$ $\qquad f_t = \frac{1}{2\pi R_2 C}$.

Per rilevare sperimentalmente il diagramma di Bode ~~del modulo~~ di $F(j\omega)$, si può utilizzare la seguente configurazione sperimentale:

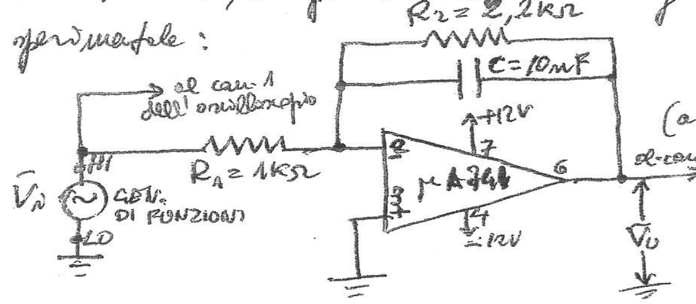


fig. 9

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_2 C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 2{,}2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8}} = 7{,}238 \cdot 10^3\ Hz = 7{,}238\ KHz$$

(a −3dB)

Guadagno limite a bassa frequenza $(f \to 0) = -\frac{R_2}{R_1} = -2{,}2$

in dB: $F_{dB\,(f \to 0)} = 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} = 20 \log_{10} 2{,}2 = 6{,}84\ dB$

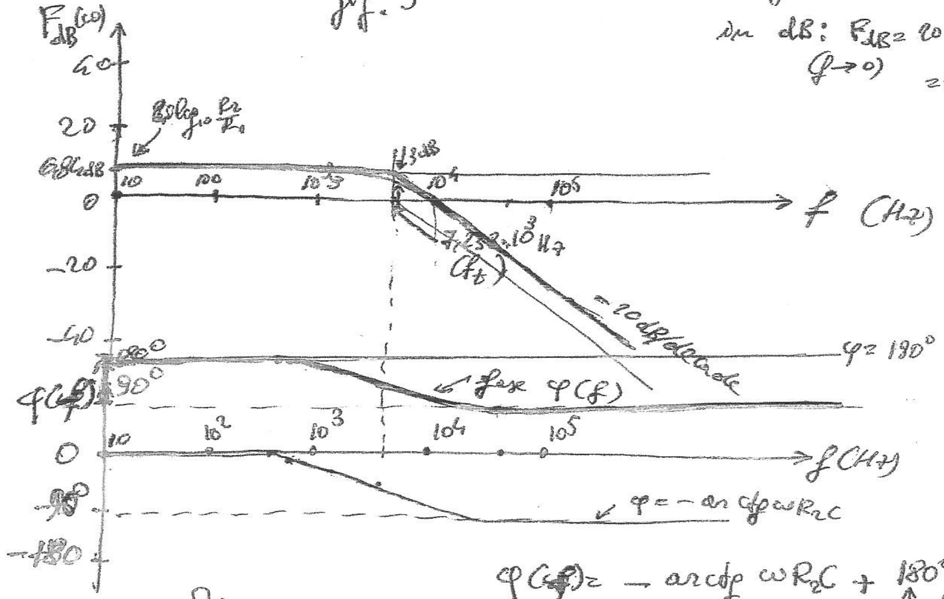


fig. 10

$\varphi(f) = -\arctan \omega R_2 C + 180°$ dovuto all'inversione di fase

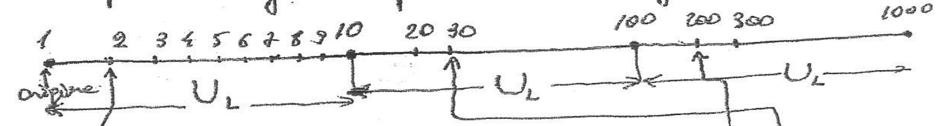
$\varphi(f=0) = 180°$

$\varphi(f \gg f_t) = -90° + 180° = 90°$

$f \gg \frac{1}{2\pi R_2 C}$

Per tracciare un sistema di ascisse logaritmiche, basta fissare la lunghezza del segmento U_L corrispondente all'unità logaritmica (distanza tra potenze consecutive di 10) ed utilizzare la relazione $X(n) = U_L \log_{10} n$ per ottenere la distanza (dall'origine) del punto $X(n)$ corrispondente al numero n $(1, 2, 4, 5, 6, 7 \ldots 10, 20, 30 \ldots 100, 200, \ldots ecc.)$

Se per esempio si fissa per U_L un segmento di 6 cm,



si ha:

$$X(2) = U_L \log_{10} 2 = 6 \cdot 0{,}3 = 1{,}8 \text{ cm}$$

$$X(200) = U_L \log_{10} 200 = 6 \cdot 2{,}301 = 13{,}8 \text{ cm}$$

$$X(30) = U_L \log_{10} 30 = 6 \cdot 1{,}477 = 8{,}862 \text{ cm}$$

Tabella dei dati sperimentali relativi al modulo di $F(j\omega)$

N.B.: V_{ipp} si mantiene fisso al variare di f.
La frequenza f non deve superare i 10 KHz, corrispondente alla frequenza di risposta a piena potenza dell'A.O. $\mu A741$.

f(Hz)	V_{upp} (V)	$\frac{V_{upp}}{V_{ipp}}$	$F_{dB}(f) = 20 \log_{10} \frac{V_{upp}}{V_{ipp}}$ (dB)
100			
300			
10^3			
$5 \cdot 10^3$			
$8 \cdot 10^3$			

Con i punti determinati sperimentalmente si possono tracciare i due rami del diagramma di Bode asintotico, per ricavare il valore della frequenza di taglio f_T a -3 dB.

$$f_T = \frac{1}{2\pi RC}$$

Derivatore invertente ideale

Il circuito di fig. 11 rappresenta un derivatore invertente ideale, che fornisce all'uscita un segnale $V_o(t)$ proporzionale alla derivata del segnale d'ingresso, cambiato di segno.

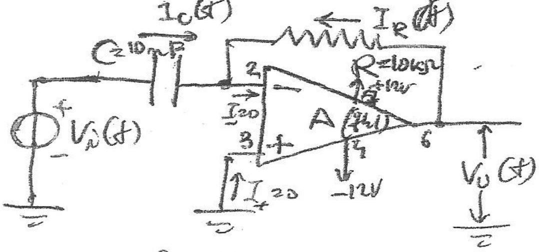


fig. 11

Supponendo che l'amplificatore operazionale A sia ideale ($A_d=\infty$, $I_+=I_-=0$, $Z_i=\infty$, $Z_u=0$), si deduce la presenza della massa virtuale all'ingresso invertente:

$$A_d = \frac{V_u}{V_+-V_-} \qquad (A_d=\infty) \longrightarrow \quad V_+=V_-,\ V_-=0.$$

Tenendo presente la definizione di intensità di corrente si ottiene il valore della corrente $I_C(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C\frac{dV_i(t)}{dt}$

$\boxed{q(t) = C\,V_i(t)}$

Pertanto essendo $I_R(t) = -I_C(t)$, la tensione d'uscita

$$V_u(t) = R\,I_R(t) = -R\,I_C(t) = -RC\,\frac{dV_i(t)}{dt}.$$

Risposta del circuito derivatore invertente (ideale) alle principali eccitazioni – studio nel dominio del tempo

1) Risposta all'onda sinusoidale $V_i(t) = V_{ip}\,\mathrm{sen}\,\omega t$

$$V_u(t) = -RC\,\frac{dV_i(t)}{dt} = -RC\omega V_{ip}\cos\omega t,$$

Si ottiene una cosinusoide cambiata di segno, con valore di picco $RC\omega V_{ip} = 2\pi f RC V_{ip}$ proporzionale alla frequenza, pertanto si deduce che la risposta del circuito tende a diventare sempre più grande al crescere della frequenza.

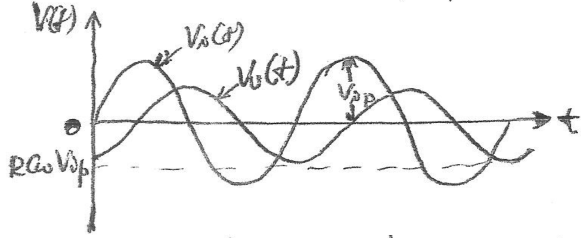


fig. 12

a) Risposta all'onda triangolare
Si ottiene all'uscita un'onda quadra.
Consideriamo un'onda triangolare $V_i(t)$ di ampiezza V_{ip} e frequenza $f = \frac{1}{T}$. Ricaviamo anzitutto la pendenza di ciascuna rampa dell'onda triangolare:

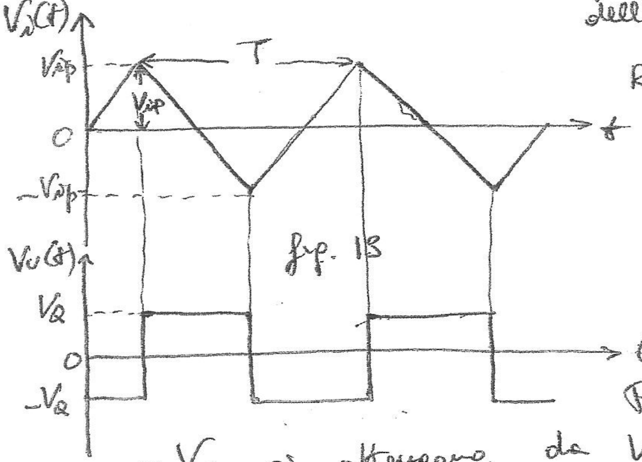


fig. 13

Rampa con pendenza positiva:

$$V_i(t) = \frac{2V_{ip}}{\frac{T}{2}}\,t = \frac{4V_{ip}}{T}\,t$$
pendenza.

Rampa con pendenza negativa:

$$V_i(t) = V_{ip} - \frac{4V_{ip}}{T}\,t$$
pendenza

Pertanto le tensioni V_Q e $-V_Q$ si ottengono da $V_i(t)$ derivando e cambiando di segno:

$$V_Q = -RC\frac{dV_i(t)}{dt} = -RC\frac{d}{dt}\left(V_{ip} - \frac{4V_{ip}}{T}t\right) = RC\,\frac{4V_{ip}}{T}$$
nel tratto a pendenza negativa

$$-V_Q = -RC\frac{dV_i(t)}{dt} = -RC\frac{d}{dt}\left(\frac{4V_{ip}}{T}t\right) = -RC\cdot\frac{4V_{ip}}{T}$$
nel tratto a pendenza positiva

3) Risposta all'onda quadra.

Consideriamo anzitutto che tutte le onde quadre reali hanno tempi di salita e di discesa (tempi di commutazione) diversi da zero, anche se molto piccoli rispetto al periodo, pertanto si tratta in pratica di onde trapezoidali (fig. 14)

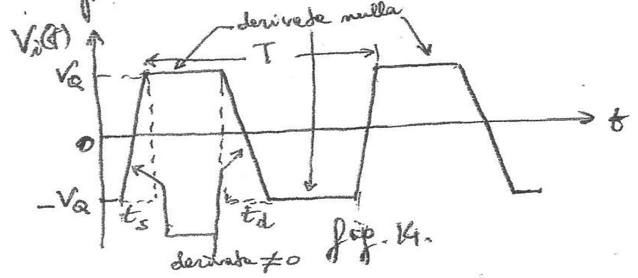


fig. 14.

Se si applica un'onda trapezoidale (onda quadra reale) al circuito derivatore invertente, si ottengono degli impulsi rettangolari la cui ampiezza dipende dalla derivata di $V_i(t)$ durante i fronti di salita e di discesa.

In particolare, tenendo conto dei valori della pendenza, si ha:

fronte di salita: $\underset{\text{(valore della derivata)}}{\text{pendenza}} = \dfrac{V_a-(-V_a)}{t_s} = \dfrac{2V_a}{t_s}$

fronte di discesa: $\underset{\text{(valore della derivata)}}{\text{pendenza}} = \dfrac{-2V_a}{t_d}$

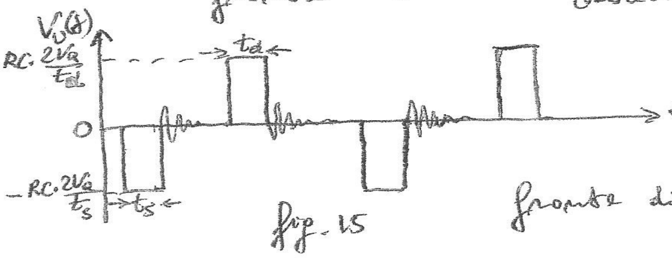


fig. 15

fronte di salita: $V_o(t) = -RC\dfrac{dV_i(t)}{dt} = -RC\cdot\dfrac{2V_a}{t_s}$

fronte di discesa: $V_o(t) = -RC\dfrac{dV_i(t)}{dt} = RC\dfrac{2V_a}{t_d}$

Le oscillazioni smorzate sovrapposte al segnale d'uscita sono dovute al fatto che il derivatore tende a diventare instabile al crescere della frequenza, pertanto gli impulsi indesiderati dovuti al rumore elettrico presente in tutti i circuiti vengono ~~amplificati~~ producendo fenomeni di instabilità tanto più evidenti quanto più rapide sono le commutazioni del segnale di eccitazione $V_i(t)$. Le oscillazioni suddette si possono attenuare collegando in serie con C un resistore da 1 kΩ (resistore di smorzamento)

Funzione di trasferimento del derivatore invertente ideale.

In fig. 16 il derivatore viene schematizzato come un particolare amplificatore invertente avente la reattanza $Z_1(s) = \frac{1}{sC}$ come impedenza d'ingresso e la resistenza R nel circuito di reazione $(Z_2(s) = R)$.

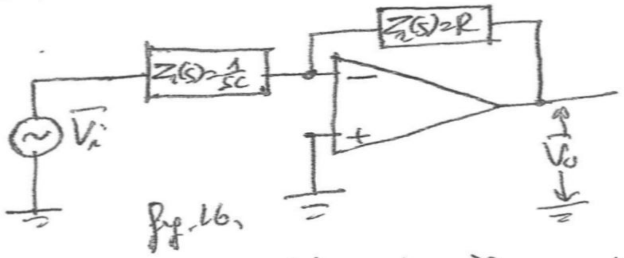


fig. 16.

$$F(s) = \frac{\bar{V}_0}{\bar{V}_i} = -\frac{\bar{Z}_2(s)}{\bar{Z}_1(s)} = -\frac{R}{\frac{1}{sC}} = -RCs = -RCj\omega$$

Si nota subito che il modulo $RC\omega$ della funzione di trasferimento è proporzionale ad ω e che pertanto il circuito derivatore ideale tende a diventare instabile al crescere della frequenza. $\lim_{\omega \to \infty} |F(j\omega)| = \infty$.

Diagramma di Bode di $|F(j\omega)|$ in dB

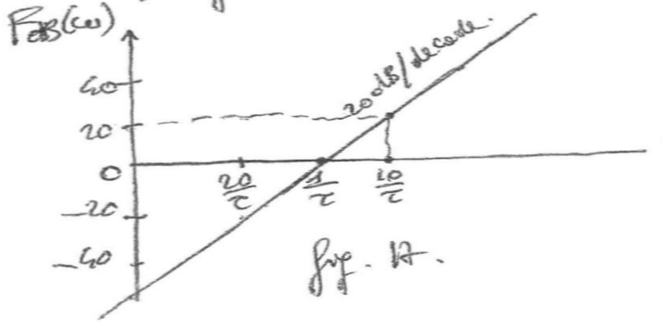


fig. 17.

$F_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} RC\omega$

Per $\omega = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$

$F_{dB} = 20 \log_{10} 1 = 0$ dB

Per $\omega = \frac{10}{\tau}$

$F_{dB} = 20 \log_{10} 10 = 20$ dB

Derivatore invertente reale (con perdite)

Per ovviare agli inconvenienti derivanti dall'instabilità del circuito derivatore ideale al crescere della frequenza, si utilizza in pratica il circuito di fig. 18, che sfrutta l'effetto limitatore di corrente della resistenza serie R_1 per stabilizzare il guadagno del circuito alle alte frequenze.

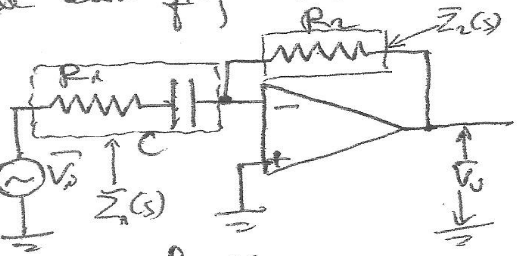


fig. 18

Infatti, al crescere della frequenza, la reattanza $X_C = \frac{1}{\omega C}$ del condensatore diventa sempre più piccola, finché il condensatore si comporta come un cortocircuito a frequenze elevate.

D'altra parte la resistenza serie R_1 si oppone ad ulteriori aumenti della corrente, facendo in modo che il valore limite del guadagno del circuito, alle alte frequenze, coincida con quello di un amplificatore invertente $\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$. Considerando al solito il circuito come un particolare amplificatore invertente con l'impedenza d'ingresso $Z_1(s) = R_1 + \frac{1}{sC}$ e l'impedenza di reazione $Z_2(s) = R_2$, si ottiene la funzione di trasferimento del circuito, che è del tipo passa-alto di I ordine.

$$F(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{R_2}{\frac{R_1Cs + 1}{sC}} = -\frac{R_2Cs}{1 + R_1Cs} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{Cs}{\left(\frac{1}{R_1} + Cs\right)} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{Cs}{\frac{1 + R_1Cs}{R_1}} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{R_1Cs}{1 + R_1Cs}$$

Si nota che per $f \to \infty$ $(s \to \infty)$ il modulo di $F(s)$ tende al limite $-\frac{R_2}{R_1}$ (guadagno amplificatore invertente).

La funzione di trasferimento ottenuta ha uno zero $(s=0)$ ed un polo $s = -\frac{1}{R_1 C}$; pertanto il circuito derivatore reale manifesta nel dominio della frequenza un comportamento di tipo passa-alto di I ordine.

Diagrammi di Bode del circuito derivatore ~~ideale~~ invertente reale. (frequenza di taglio a -3 dB $f_t = \frac{1}{2\pi R_1 C}$

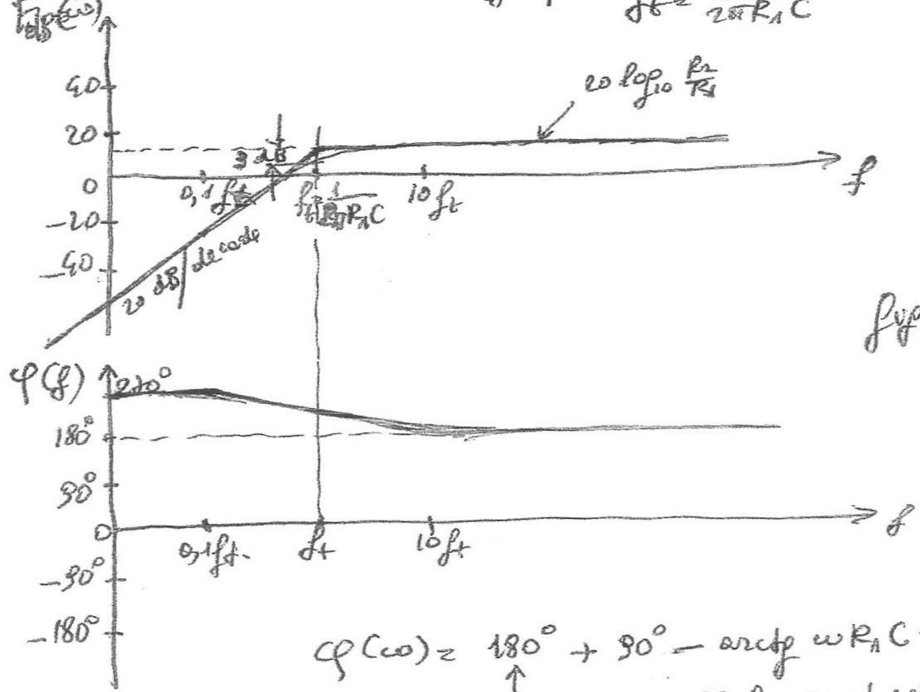


fig. 19

$$\varphi(\omega) = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{dovuto all'inversione di fase}}}{180°} + 90° - \text{arctg}\, \omega R_1 C = 270° - \text{arctg}\, \omega R_1 C$$

$$\lim_{\omega \to 0} \varphi(\omega) = 270°$$

$$\lim_{\omega \to \infty} \varphi(\omega) = 270° - 90° = 180°$$

Per rilevare sperimentalmente il diagramma di Bode del modulo di $F(j\omega)$, si può utilizzare la seguente configurazione sperimentale:

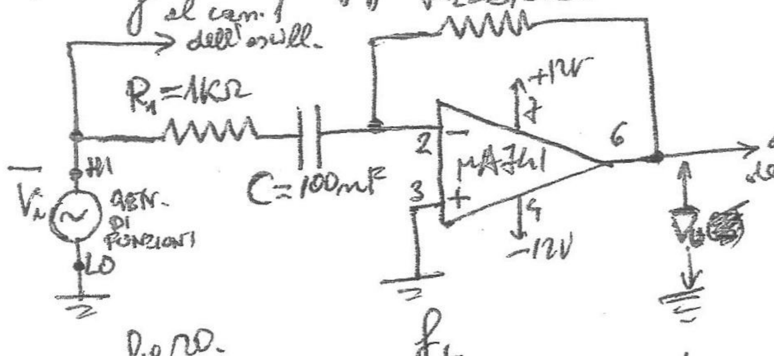


fig 20.

frequenza di taglio a −3 dB $f_t = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}} = 1{,}59 \cdot 10^3\,Hz$

$= 1{,}59\,kHz$

Guadagno limite ad alte frequenze: $-\frac{R_2}{R_1} = -2{,}2$

in dB: $F_{dB} = 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} = 20 \log_{10} 2{,}2 = 6{,}84\,dB$

Tabella dei dati sperimentali

V_{ipp} si mantiene fisso

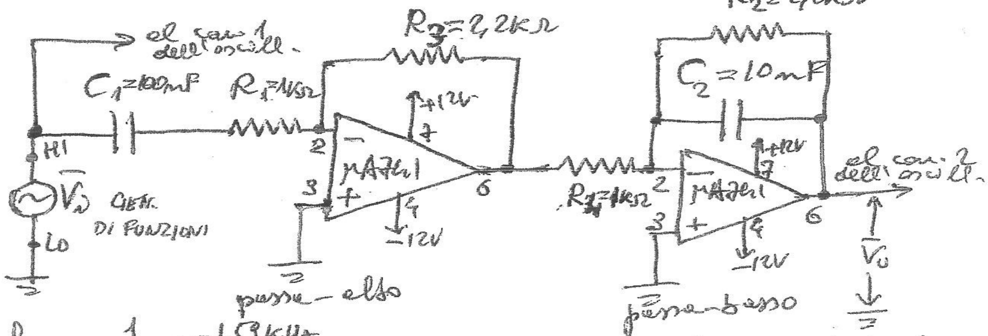
f(Hz)	V_{opp} (V)	$\frac{V_{opp}}{V_{ipp}}$	$F_{dB}(f) = 20 \log_{10} \frac{V_{upp}}{V_{ipp}}$ (dB)
100			
500			
10^3			
$5 \cdot 10^3$			
$8 \cdot 10^3$			

Con i punti determinati sperimentalmente si può tracciare il diagramma di Bode del modulo di $F(j\omega)$ e determinare il valore della frequenza di taglio a −3 dB

Utilizzazione dei circuiti integratore e derivatore reali per la realizzazione di un filtro attivo (con amplificazione) di tipo passa-banda.

Collegando in cascata i circuiti integratore e derivatore reali, si ottiene un filtro di tipo passa-banda, la cui funzione di trasferimento è data dal prodotto delle singole funzioni di trasferimento (fig. 21)

$$F(s) = F(j\omega) = \frac{V_u}{V_i} = \underbrace{\left(-\frac{R_2}{R_4}\right)\cdot\frac{1}{1+R_2C_2 s}}_{\text{passa-basso}}\;\underbrace{\left(-\frac{R_3}{R_1}\right)\cdot\frac{R_1C_1 s}{1+R_1C_1 s}}_{\text{passa-alto}}$$



$f_{t\,inf} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 1,59\,kHz$ (passa-alto)

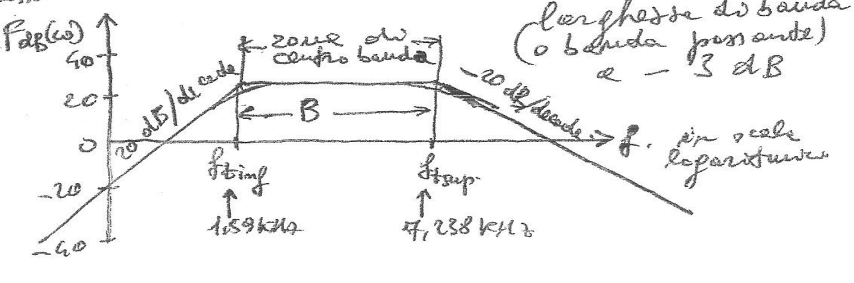
fig. 21

Vengono attenuate tutte le frequenze esterne all'intervallo delle frequenze di taglio

$f_{t\,sup} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 7,238\,kHz$ (passa-basso)

$B = f_{t\,sup} - f_{t\,inf}$

larghezza di banda (o banda passante) a $-3\,dB$



L'andamento della fase $\varphi(f)$ in funzione della frequenza si ottiene considerando che nella regione di centro banda (tra f_{inf} e f_{sup}) le inversioni di fase prodotte singolarmente da ogni circuito si elidono e pertanto il segnale d'uscita è in fase con quello d'ingresso. Per $f < f_{inf}$ si ha un anticipo di fase tendente a 90° alle basse frequenze, mentre per $f > f_{sup}$ si ha un ritardo di fase tendente a -90° alle alte frequenze.

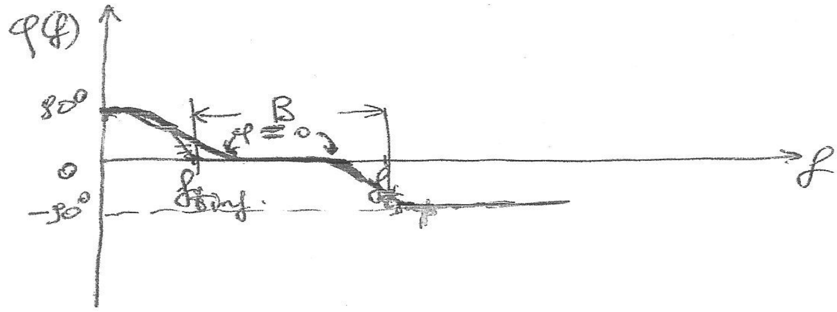


Tabella dei dati sperimentali per il modulo di $F(j\omega)$

V_{ipp} = costante al variare di f

f (Hz)	V_{upp}	$\frac{V_{upp}}{V_{ipp}}$	$F_{dB}(\omega) = 20 \log_{10} \frac{V_{upp}}{V_{ipp}}$
100			
200			
500			
10^3			
$5 \cdot 10^3$			
$8 \cdot 10^3$			