

## 1. Guadagno di un quadripolo

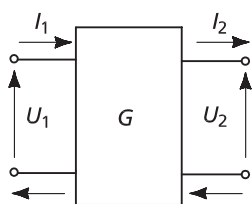


Fig. 1. Rappresentazione simbolica di un quadripolo.

In un quadripolo generico (fig. 1) si definisce **guadagno**  $G$  il rapporto tra il valore d'uscita e quello d'ingresso della grandezza elettrica considerata:

si ha quindi un guadagno in  $U$ , in  $I$  e in  $P$  così espressi:

$$G = \frac{U_2}{U_1} \text{ (in tensione); } G = \frac{I_2}{I_1} \text{ (in corrente);}$$

$$G = \frac{P_2}{P_1} \text{ (in potenza) [23.1]}$$

In funzione del valore numerico di  $G$  si possono avere i seguenti casi:

- $G > 1$ : si ha un quadripolo attivo costituito da componenti elettronici, con  $G$  che può assumere anche valori molto elevati, in cui si parla di **amplificazione** della grandezza o segnale considerato;
- $G \leq 1$ : si ha un quadripolo passivo costituito da componenti elettrici passivi ( $R, L, C$ ), con  $G$  che può assumere anche valori molto piccoli, in cui si parla di **attenuazione** della grandezza o segnale considerato.

Per non avere un  $G$  molto elevato o molto piccolo si è definita la sua unità di misura in scala logaritmica denominata **decibel** [dB]; in origine per  $G$  in  $P$ :

$$G_{dB} = 10 \cdot \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ [dB] [23.2]}$$

estesa poi anche per  $G$  in  $U$  e in  $I$ :

$$G_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ [dB]; } G_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ [dB] [23.3]}$$

Se non diversamente specificato si farà sempre riferimento al  $G$  in tensione.

Si possono quindi avere tre possibili situazioni:

- $G = 1 \Rightarrow G_{dB} = 0$ : non c'è né amplificazione né attenuazione del segnale;
- $G > 1 \Rightarrow G_{dB} > 0$ : si riferisce ai quadripoli attivi o amplificatori;
- $G < 1 \Rightarrow G_{dB} < 0$ : si riferisce ai quadripoli passivi o filtri passivi.

L'uso di un'unità di misura logaritmica consente di ottenere, nel caso di più quadripoli in cascata (fig. 2), un  $G$  complessivo non dal prodotto dei  $G$  dei singoli quadripoli ottenendo valori molto grandi o molto piccoli, ma dalla somma dei singoli  $G_{dB}$ :

$$G_{dB\text{tot}} = \sum_1^n G_{dB\text{i}} \text{ [23.4]}$$

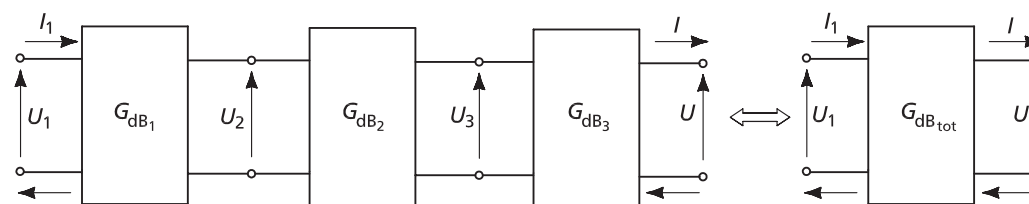


Fig. 2. Schema con tre quadripoli in cascata e il loro quadripolo equivalente.

Si è convenzionalmente stabilito di considerare nullo il valore del segnale d'uscita quando si ha un'attenuazione del  $G$  di 3 dB rispetto al suo valore massimo: nei filtri passivi questo significa che il segnale d'uscita si considera nullo quando:

$$G_{dB} = -3dB \Rightarrow G \approx 0,707 \quad [23.5]$$

## 2. Filtri passivi

I filtri passivi sono quadripoli costituiti da  $R$  ed elementi reattivi,  $L$  e  $C$  comunque collegati tra loro, caratterizzati da una  $Z_{eq}$  e nei quali si considera come segnale caratterizzante le  $U_1$  e  $U_2$  (fig. 3).

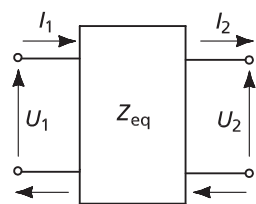


Fig. 3. Rappresentazione simbolica di un filtro passivo.

Il  $G_{dB}$  in  $U$  di questi quadripoli dipende dalla frequenza di  $U_1$ , questo significa che  $U_2$  può avere il valore massimo uguale a  $U_1$  ( $G_{dB} = 0$ ) in corrispondenza di certe frequenze, mentre per altre frequenze si può avere che  $U_2 \rightarrow 0$ , essendo fortemente attenuato. Per forme d'onda di  $U_1$  generiche, per il teorema di Fourier (vedi Scheda 21), si può avere la modifica dello spettro lineare delle armoniche (vedi Scheda 21, paragrafo 4) con la conseguenza che la forma d'onda di  $U_2$  risulta diversa da quella di  $U_1$ . Per questo fatto i filtri in genere, e quindi anche quelli passivi sono così classificati:

- filtro **passa basso**: in cui sono fortemente attenuati i segnali di  $f$  elevata lasciando inalterati quelli a  $f$  bassa; (curva caratteristica  $f-G$  nella figura 4);
- filtro **passa alto**: in cui sono fortemente attenuati i segnali

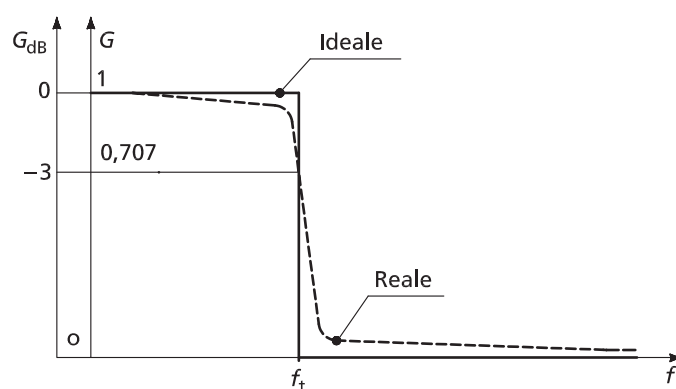


Fig. 4. Curva caratteristica (ideale e reale) di un filtro passivo passa basso.

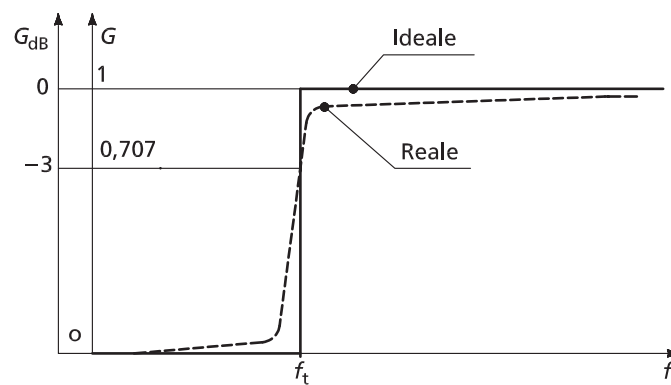


Fig. 5. Curva caratteristica (ideale e reale) di un filtro passivo passa alto.

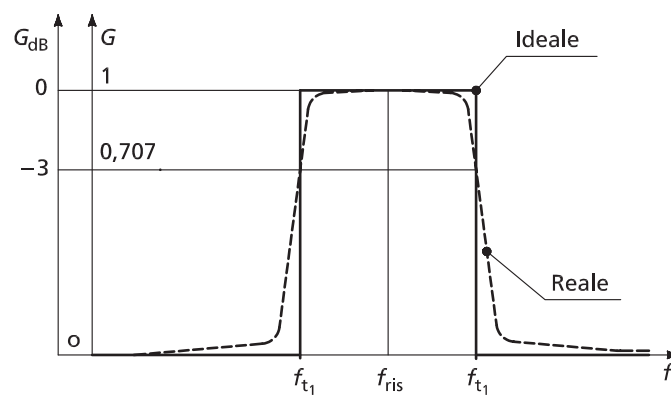


Fig. 6. Curva caratteristica (ideale e reale) di un filtro passivo passa banda.

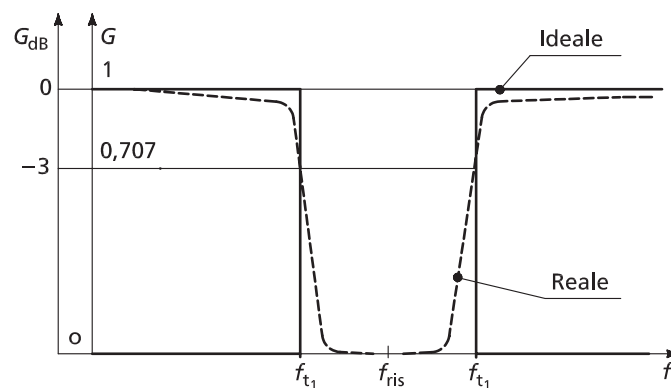


Fig. 7. Curva caratteristica (ideale e reale) di un filtro passivo elimina banda.

a  $f$  bassa lasciando praticamente inalterati quelli di  $f$  elevata; (curva caratteristica  $f$ - $G$  nella figura 5);

- filtro **passa banda**: in cui sono lasciati inalterati i segnali con  $f$  compresa in un determinato intervallo, e fortemente attenuati quelli al suo esterno; (curva caratteristica  $f$ - $G$  nella figura 6);
- filtro **elimina banda**: in cui sono lasciati inalterati i segnali con  $f$  esterne a un determinato intervallo, e fortemente attenuati quelli al suo interno; (curva caratteristica  $f$ - $G$  nella figura 7).

### 3. Filtro passivo passa basso

I quadripoli più semplici che realizzano questo filtro passivo sono:

- circuito *R-C* serie in cui  $U_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $U_2 \equiv U_C$ , è la d.d.p. sulla  $C$  (fig. 8);
- circuito *R-L* serie in cui  $U_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $U_2 \equiv U_R$ , è la d.d.p. sulla  $R$  (fig. 9).

Questi circuiti sono chiamati *R-C* e *R-L ritardo* perché, (figg. 8b, 9b),  $U_2$  in entrambi i casi è in ritardo rispetto a  $U_1$  dell'angolo  $\theta_{rit}$  che vale rispettivamente:

$$\begin{aligned} \theta_{ritRC} &= \operatorname{argtan} \frac{U_R}{U_C} = \operatorname{argtan} \frac{U_R}{U_2} = \operatorname{argtan} \frac{R}{X_C} = \\ &= \operatorname{argtan} \frac{R}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}} = \operatorname{argtan} 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R \quad [23.6] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_{ritRL} &= \operatorname{argtan} \frac{U_L}{U_R} = \operatorname{argtan} \frac{U_L}{U_2} = \\ &= \operatorname{argtan} \frac{X_L}{R} = \operatorname{argtan} \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R} \quad [23.7] \end{aligned}$$

Dalle relazioni [23.6] e [23.7] si nota che  $\theta_{rit}$  è direttamente proporzionale alla  $f$ , quindi partendo dal valore  $f = 0$  e facendolo  $\rightarrow \infty$ , passa dal valore  $\theta_{rit} = 0^\circ$  al valore  $\theta_{rit} = 90^\circ$ . Ciò significa che il vertice del vettore  $U_1$ , al variare di  $f$ , percorre un quarto di circonferenza con valori estremi (figg. 8b, 9b):

Fig. 8. Quadripolo passivo *R-C* serie con  $U_2 \equiv U_C$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.

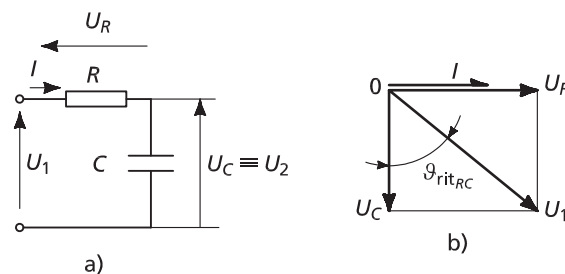
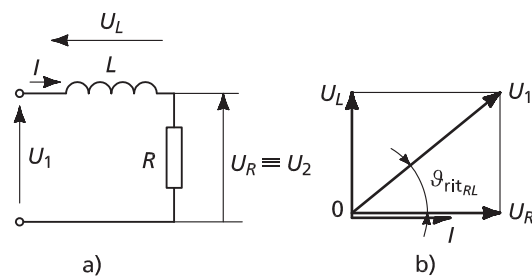


Fig. 9. Quadripolo passivo *R-L* serie con  $U_2 \equiv U_R$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.



$$\begin{cases} f = 0 \Rightarrow \theta_{rit} = 0^\circ \Rightarrow U_2 \equiv U_1 \Rightarrow G_{dB} = 0 \\ f \rightarrow \infty \Rightarrow \theta_{rit} \rightarrow 90^\circ \Rightarrow U_1 \rightarrow \begin{cases} U_R^{(1)} \\ U_L^{(2)} \end{cases} \Rightarrow U_2 \rightarrow 0 \Rightarrow G_{dB} \rightarrow -\infty \end{cases} [23.8]$$

(1) nel circuito R-C; (2) nel circuito R-L.

Nei due circuiti si nota che  $U_2 \approx U_1$  per  $f$  basse e  $U_2 \approx 0$  per  $f$  alte, conclusione che giustifica, per questi circuiti, il termine filtro passivo passa basso. Per convenzione si considera trascurabile il segnale d'uscita quando si ha un  $G_{dB} = -3$  dB che corrisponde a  $\frac{U_2}{U_1} = 0,707$  cioè per  $\theta_{rit} = 45^\circ$  che significa  $R = X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$  (per circuito R-C serie ritardo) e  $R = X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$  (per circuito R-L serie ritardo). La  $f$  che determina questa situazione è definita **frequenza di taglio**  $f_t$  il cui valore è:

$$f_t = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \text{ (nel circuito R-C)} \quad [23.9]$$

$$f_t = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \text{ (nel circuito R-L)} \quad [23.10]$$

Questi filtri, quindi, riportano in uscita il segnale di ingresso praticamente inalterato se ha la  $f \leq f_t$ , mentre se ha la  $f > f_t$ , in uscita si ottiene un segnale praticamente nullo (curva caratteristica nella figura 5).

#### 4. Filtro passivo passa alto

I quadripoli più semplici che realizzano questo filtro passivo sono:

- circuito R-C serie in cui  $U_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $U_2 \equiv U_R$ , è la d.d.p. sulla R (fig. 10);
- circuito R-L serie in cui  $U_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $U_2 \equiv U_L$ , è la d.d.p. sulla L (fig. 11).

Questi circuiti sono chiamati R-C e R-L *anticipo* perché, (figg. 10b, 11b),  $U_2$  in entrambi i casi è in anticipo rispetto a  $U_1$  dell'angolo  $\theta_{ant}$  che vale rispettivamente:

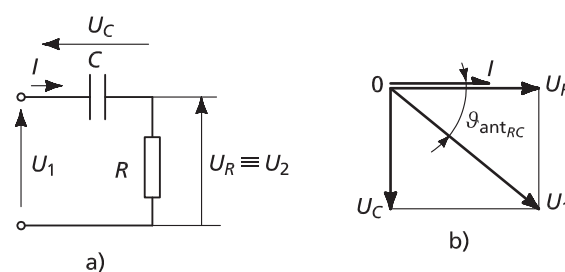
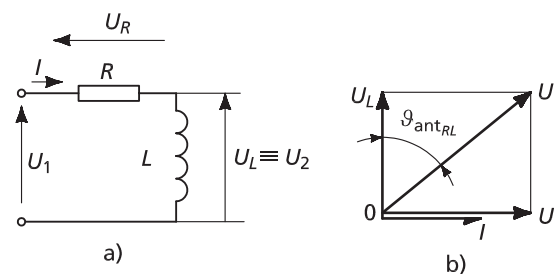


Fig. 10. Quadripolo passivo R-C serie con  $U_2 \equiv U_R$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.

Fig. 11. Quadripolo passivo R-L serie con  $U_2 \equiv U_L$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.



$$\begin{aligned} \theta_{\text{antRC}} &= \operatorname{arctan} \frac{U_C}{U_R} = \operatorname{arctan} \frac{U_C}{U_2} = \operatorname{arctan} \frac{X_C}{R} = \\ &= \operatorname{arctan} \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \operatorname{arctan} \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R} \quad [23.11] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_{\text{antRL}} &= \operatorname{arctan} \frac{U_R}{U_L} = \operatorname{arctan} \frac{U_R}{U_2} = \\ &= \operatorname{arctan} \frac{R}{X_L} = \operatorname{arctan} \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L} \quad [23.12] \end{aligned}$$

Dalle relazioni [23.11] e [23.12] si nota che  $\theta_{\text{ant}}$  è inversamente proporzionale alla  $f$ , quindi partendo dal valore  $f = 0$  e facendolo  $\rightarrow \infty$ , passa dal valore  $\theta_{\text{ant}} = 90^\circ$  al valore  $\theta_{\text{ant}} = 0^\circ$ . Ciò significa che il vertice del vettore  $U_1$ , al variare di  $f$ , descrive un quarto di circonferenza con valori estremi (figg. 10b, 11b):

$$\begin{cases} f = 0 \Rightarrow \theta_{\text{ant}} = 90^\circ \Rightarrow U_1 \rightarrow \begin{cases} U_C^{(1)} \\ U_R^{(2)} \end{cases} \Rightarrow U_2 = 0 \Rightarrow G_{\text{dB}} \rightarrow -\infty \\ f \rightarrow \infty \Rightarrow \theta_{\text{ant}} \rightarrow 0^\circ \Rightarrow U_2 \equiv U_1 \Rightarrow G_{\text{dB}} = 0 \end{cases} \quad [23.13]$$

(1) nel circuito R-C; (2) nel circuito R-L.

Nei due circuiti si nota che  $U_2 \approx U_1$  per  $f$  alte e  $U_2 \approx 0$  per  $f$  basse, conclusione che giustifica, per questi circuiti, il termine filtro passivo passa alto. Per convenzione si considera trascurabile il segnale d'uscita quando si ha un  $G_{\text{dB}} = -3$  dB che corrisponde a  $\frac{U_2}{U_1} = 0,707$  cioè per  $\theta_{\text{rit}} = 45^\circ$  che significa

$$R = X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (\text{per circuito R-C serie anticipo}) \text{ e}$$

$R = X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$  (per circuito R-L serie anticipo). La  $f$  che determina questa situazione è definita **frequenza di taglio**  $f_t$  il cui valore è:

$$f_t = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (\text{nel circuito R-C}) \quad [23.14]$$

$$f_t = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad (\text{nel circuito R-L}) \quad [23.15]$$

Questi filtri, quindi, riportano in uscita il segnale di ingresso praticamente inalterato se ha la  $f \geq f_t$ , mentre se ha la  $f < f_t$ , in uscita si ottiene un segnale praticamente nullo (curva caratteristica nella figura 5).

### 5. Filtro passivo passa banda

Il quadripolo più semplice che realizza questo filtro passivo è il circuito R-L-C serie in cui  $U_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $U_2 \equiv U_R$  (fig. 12).

Il circuito si trova in situazione di risonanza, (vedi Scheda 17, paragrafo 4), quando  $X_{LC} = 0$ , cioè quando  $X_L = X_C$  e  $Z_{eq} = Z_{eqmin} = R$ ; ciò è verificato quando  $U_1$  ha la  $f = f_{ris} =$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

quindi  $G_{dB} = 0$ . Considerando di variare la  $f$  di  $U_1$  partendo dalla  $f_{ris}$  si ha:

- $f$  aumenta oltre  $f_{ris}$ : prevale la componente induttiva della  $X_{LC}$  ( $X_L$  aumenta e  $X_C$  diminuisce), creando uno sfasamento  $\varphi_{rit}$  di  $U_2$  rispetto  $U_1$  (fig. 13a): per  $f \rightarrow \infty$  si ha che  $\varphi_{rit} \rightarrow 90^\circ$  e quindi  $U_2 \rightarrow 0$ ;
- $f$  diminuisce sotto  $f_{ris}$ : prevale la componente capacitiva della  $X_{LC}$  ( $X_L$  diminuisce e  $X_C$  aumenta), creando uno sfasamento  $\varphi_{ant}$  di  $U_2$  rispetto  $U_1$  (fig. 13b): per  $f \rightarrow 0$  si ha che  $\varphi_{ant} \rightarrow 90^\circ$  e quindi  $U_2 \rightarrow 0$ .

Fig. 12. Quadripolo passivo R-L-C serie con  $U_2 \equiv U_R$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.

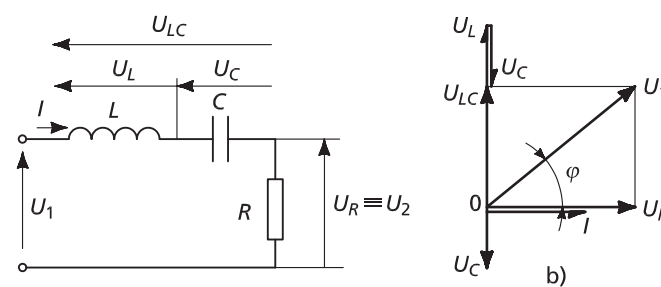
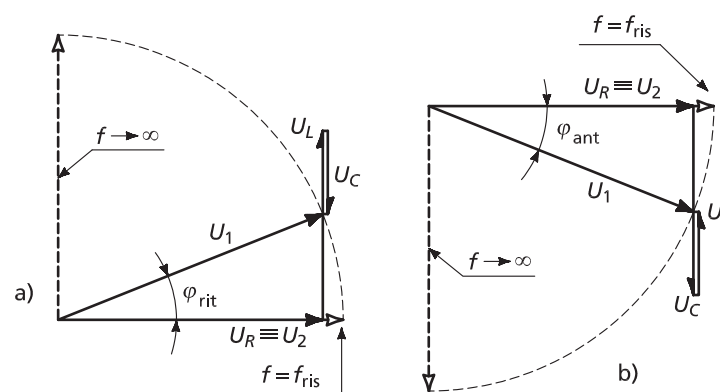


Fig. 13. Rotazione di  $U_1$  al variare della  $f$  in un circuito R-L-C serie con  $U_2 \equiv U_R$ :  
a) condizione di  $f > f_{ris}$ ;  
b) condizione di  $f < f_{ris}$ .



Partendo dal valore  $f = 0$  (fig. 13) e facendolo  $\rightarrow \infty$ , il vertice del vettore  $\mathbf{U}_1$ , al variare di  $f$ , descrive una semicirconferenza con valori estremi nulli e quindi con  $G_{dB} \rightarrow -\infty$ . I valori di  $f$  per cui si ha che  $\frac{U_1}{U_2} \approx 0,707$  determinando un  $\varphi = 45^\circ$  (d'anticipo o ritardo) di  $\mathbf{U}_2$  rispetto a  $\mathbf{U}_1$ , sono:

$$\begin{aligned} \cos 45^\circ &= \frac{U_R}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \\ &= \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}\right)^2}} \end{aligned} \quad [23.16]$$

Risolviendo la [23.16] rispetto a  $f$  si ottengono due valori,  $f_{t1}$  e  $f_{t2}$ , simmetrici rispetto al valore di  $f_{ris}$  tali che:

$$(f_{t2} - f_{t1}) = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad [23.17]$$

La [23.17] determina la banda di frequenza del segnale d'ingresso per cui si ha  $\mathbf{U}_2 \approx \mathbf{U}_1$ , mentre al di fuori di questa banda si ha  $\mathbf{U}_2 \approx 0$  (curva caratteristica nella figura 6).

## 6. Filtro passivo elimina banda

Il quadripolo più semplice che realizza questo filtro passivo è il circuito R-L-C serie in cui  $\mathbf{U}_1$  è la d.d.p. applicata alla serie e  $\mathbf{U}_2 \equiv \mathbf{U}_{LC}$  (fig. 14).

Il circuito si trova in situazione di risonanza, (vedi Scheda 17, paragrafo 4), quando  $X_{LC} = 0$ , cioè quando  $X_L = X_C$  e  $Z_{eq} = Z_{eqmin} = R$ ; ciò è verificato quando  $\mathbf{U}_1$  ha la  $f = f_{ris} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ : in questa situazione si ha che  $\mathbf{U}_2 = 0$  e quindi  $G_{dB} \rightarrow -\infty$ . Considerando di variare la  $f$  di  $\mathbf{U}_1$  partendo dalla  $f_{ris}$  si ha:

- $f$  aumenta oltre  $f_{ris}$ : prevale la componente induttiva della  $X_{LC}$  ( $X_L$  aumenta e  $X_C$  diminuisce), creando uno sfasamen-

Fig. 14. Quadripolo passivo R-L-C serie con  $\mathbf{U}_2 \equiv \mathbf{U}_{LC}$ :  
a) schema elettrico;  
b) diagramma vettoriale.

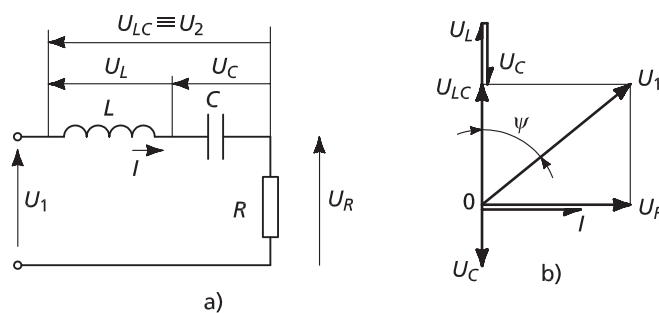
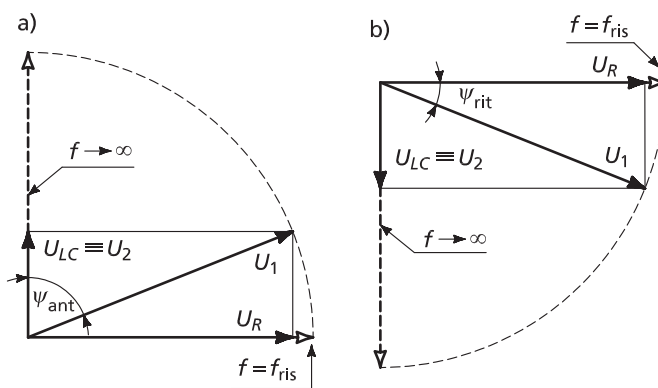




Fig. 15. Rotazione di  $U_1$  al variare della  $f$  in un circuito R-L-C serie con  $U_2 \equiv U_{LC}$ :  
 a) condizione di  $f > f_{ris}$ ;  
 b) condizione di  $f < f_{ris}$ .



- to  $\psi_{ant}$  di  $U_2$  rispetto  $U_1$  (fig. 15a): per  $f \rightarrow \infty$  si ha che  $\psi_{ant} \rightarrow 0^\circ$  e quindi  $U_2 \rightarrow U_1$ ;
- $f$  diminuisce sotto  $f_{ris}$ : prevale la componente capacitiva della  $X_{LC}$  ( $X_L$  diminuisce e  $X_C$  aumenta), creando uno sfasamento  $\psi_{rit}$  di  $U_2$  rispetto  $U_1$  (fig. 15.b): per  $f \rightarrow 0$  si ha che  $\psi_{rit} \rightarrow 0^\circ$  e quindi  $U_2 \rightarrow U_1$ .

Partendo dal valore  $f = 0$  (fig. 15) e facendolo  $\rightarrow \infty$ , il vertice del vettore  $U_1$ , variando  $f$ , descrive una semicirconferenza con valori estremi coincidenti con  $U_2$  e quindi con  $G_{dB} \rightarrow 0$ . I valori di  $f$  per cui si ha che  $\frac{U_2}{U_1} \approx 0,707$  determinando un  $\psi = 45^\circ$  (d'anticipo o ritardo) di  $U_2$  rispetto a  $U_1$ , si ricavano dalla relazione:

$$\begin{aligned} \sin 45^\circ = \frac{U_R}{U_1} &= \frac{R}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \\ &= \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}\right)^2}} \end{aligned} \quad [23.18]$$

Risolvendo la [23.18] rispetto a  $f$  si ottengono due valori,  $f_{t1}$  e  $f_{t2}$ , simmetrici rispetto al valore di  $f_{ris}$  tali che:

$$(f_{t2} - f_{t1}) = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \quad [23.19]$$

La [23.19] determina la banda di frequenza del segnale d'ingresso per cui si ha  $U_2 \approx 0$ , mentre al di fuori di questa banda si ha  $U_2 \approx U_1$  (curva caratteristica nella figura 7).

## Esercizi

## 23 Filtri passivi – Risposta in frequenza dei circuiti RC-RL-RLC

### Esercizio 1. Calcolo armoniche passanti

Il circuito della figura 16 con i seguenti valori dei componenti:

$$C_1 = 70 \mu\text{F} \quad R_1 = 20 \Omega \quad L_2 = 40 \text{ mH} \\ C_2 = 35 \mu\text{F} \quad R_2 = 15 \Omega$$

si può considerare come formato da due filtri passivi:

- passa alto con segnale d'ingresso  $U_1$  e segnale d'uscita  $U_{R_1}$ ;
- passa banda con segnale d'ingresso  $U_{R_1}$  e segnale d'uscita  $U_2$ .

Si cercano le  $f$ , in condizioni ideali, di  $U_1$  che vengono riportate in uscita nel segnale  $U_2$ .

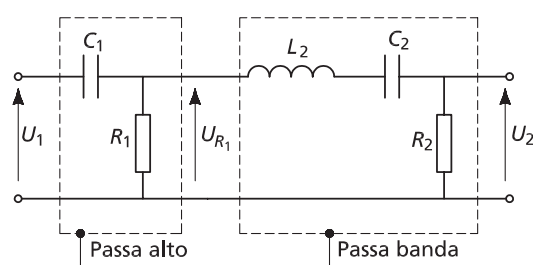


Fig. 16. Rete elettrica relativa all'esercizio 1.

#### Soluzione

La  $f_t$  del primo filtro dalla [23.15] vale:

$$f_{tRCant} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \\ = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 70 \cdot 10^{-6}} \approx 113,7 \text{ Hz}$$

La  $f_{ris}$  del secondo filtro vale:

$$f_{risRLCserie} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{40 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 10^{-6}}} \approx 134,51 \text{ Hz}$$

La banda passante del filtro RLC serie dalla [23.17] vale:

$$(f_{t2} - f_{t1})_{RLCserie} = \frac{R_2}{2 \cdot \pi \cdot L_2} = \\ = \frac{15}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^{-3}} \approx 59,68 \text{ Hz}$$

I valori delle frequenze di taglio che limitano la banda passante del filtro RLC serie valgono:

$$f_{t2RLCserie} = f_{risRLCserie} + \frac{(f_{t2} - f_{t1})_{RLCserie}}{2} = \\ = 134,51 + \frac{59,68}{2} = 164,35 \text{ Hz} \\ f_{t1RLCserie} = f_{risRLCserie} - \frac{(f_{t2} - f_{t1})_{RLCserie}}{2} = \\ = 134,51 - \frac{59,68}{2} = 104,67 \text{ Hz}$$

Considerando le curve caratteristiche ideali dei filtri passivi (fig. 17), qualunque forma d'onda abbia  $U_1$ , il segnale  $U_2$  può avere componenti armoniche comprese tra 113,7 Hz e 164,35 Hz poiché quelle inferiori al primo valore sono filtrate dal passa alto e quelle superiori al secondo valore sono filtrate dal passa banda.

Invertendo la posizione di  $C_1$  con  $R_1$  e/o prendendo  $U_2$  non su  $R_2$  ma sulla serie  $L_2-C_2$  si possono ricavare i relativi diagrammi delle armoniche passanti con considerazioni lasciate al lettore. Assegnando un valore numerico a  $U_1$  e risolvendo la rete elettrica secondo quanto detto nella Scheda 19 si possono ricavare i valori di  $U_{R_1}$  e  $U_2$  con i quali si può determinare il  $G_{dB}$  dei due filtri secondo la [23.3] e quello complessivo secondo la [23.4], per verificare il valore dell'attenuazione effettiva di  $U_2$  rispetto a  $U_1$ .

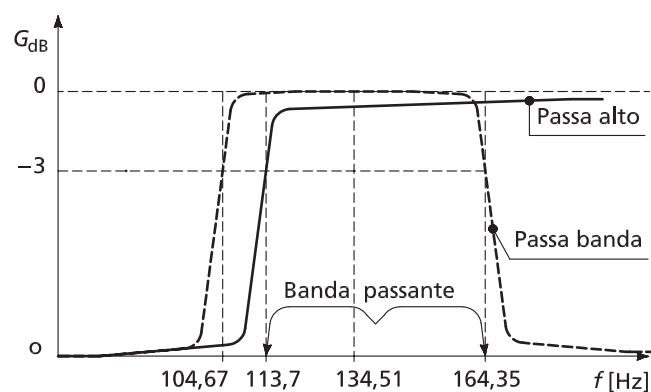


Fig. 17. Spettro lineare delle armoniche passanti su  $U_2$  relative all'esercizio 1.