Filtri di Alimentazione

Appendice al modulo relativo al Diodo

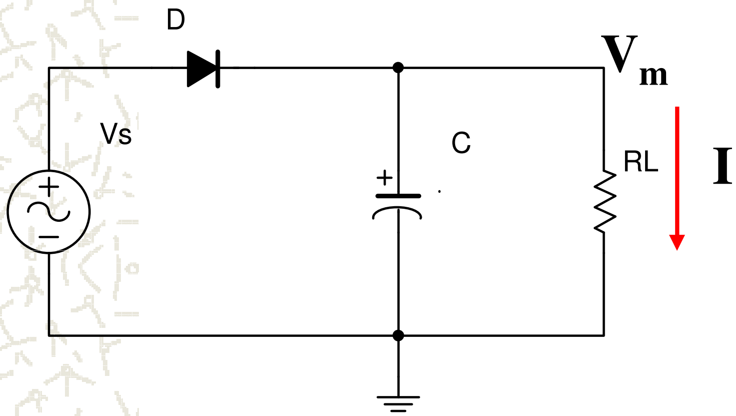
premessa

- Esaminando il diodo a semiconduttore sono stati studiati i circuiti raddrizzatori a singola e a doppia semionda osservando che, con l'introduzione del filtro capacitivo, si ottiene un notevole livellamento della ondulazione residua.
- In questa appendice di vogliono approfondire le problematiche di filtraggio degli alimentatori non stabilizzati

Di cosa si parlerà

- Il picco di corrente nel raddrizzatore
- Il filtro induttivo
- Il filtro induttivo - capacitivo

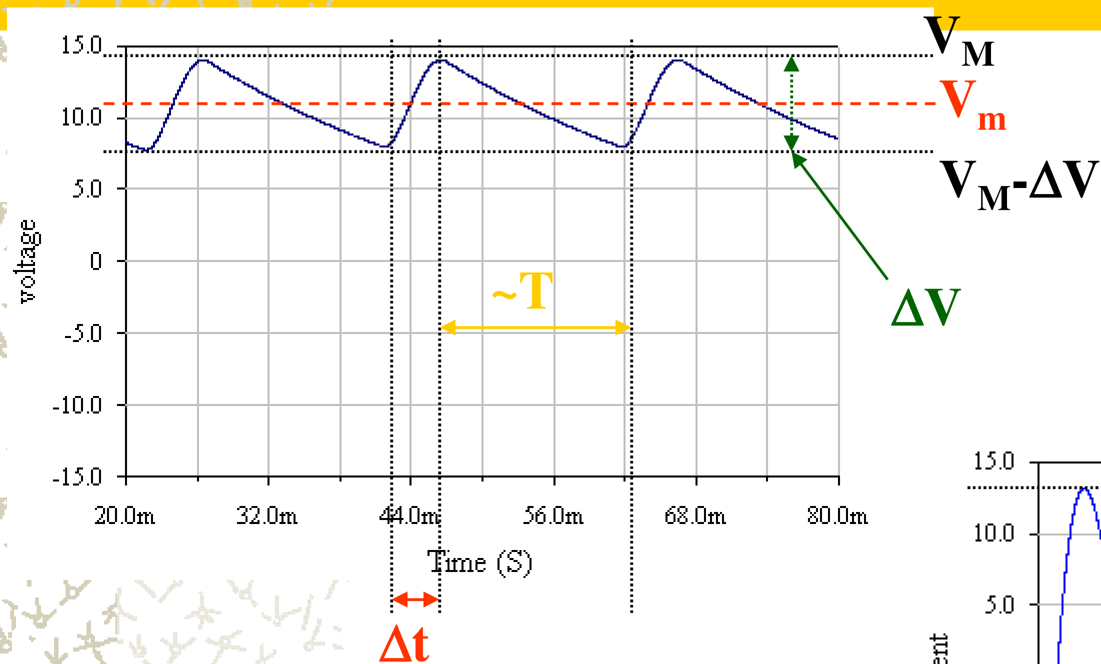
Il picco di corrente (1)



Riconsideriamo il raddrizzatore a singola semionda con filtro capacitivo. Come è noto la corrente che fluisce nel diodo non è costante, infatti il carico è alimentato dal condensatore durante l'interdizione del diodo, mentre il diodo è percorso da un forte picco di corrente nella fase di ricarica di C.

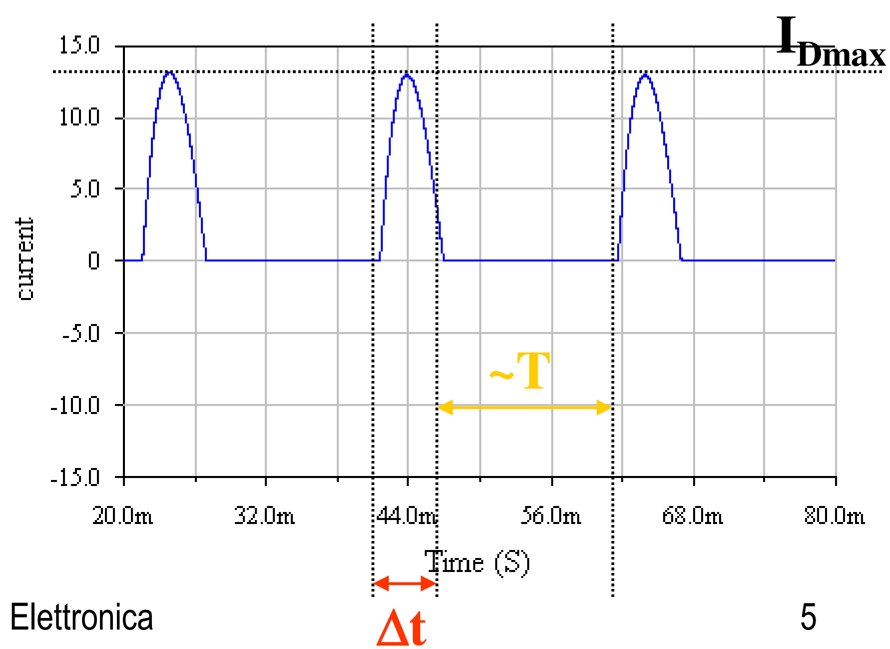
- Vogliamo esaminare proprio questo picco di ricarica che condiziona la scelta del raddrizzatore.

Il picco di corrente (2)



L'ondulazione residua: è evidenziato il tempo di ricarica Δt e il periodo di scarica T.

Il picco di corrente: è evidenziato il forte picco di corrente I_{Dmax} nel tempo Δt .



Il picco di corrente (3)

Dovendo essere la carica persa dal condensatore pari a quella acquisita si ha:

$$I_{D\max}\Delta t = I \cdot T \quad \text{e quindi} \quad \boxed{I_{D\max} = I\frac{T}{\Delta t}}$$

Il punto di minimo del ripple si può calcolare approssimando la curva di ricarica della tensione ad un arco di cosinusoide $V_M\cos(\omega t)$. Quindi:

$$\Delta V = V_M - V_M\cos(\omega\Delta t) \cong V_M\left\{1-\left[1-\frac{(\omega\Delta t)^2}{2}\right]\right\} = V_M\frac{(\omega\Delta t)^2}{2} \cong V_m\frac{(\omega\Delta t)^2}{2}$$

Dove si è sfruttato un conveniente sviluppo di Taylor per il coseno, considerando che la quantità Δt è molto piccola rispetto al periodo T.

Il picco di corrente (4)

Ricordando che $V_m=R_L I$ e che pulsazione e periodo sono collegati si ha:

$$\Delta V = \frac{R_L I}{2}\left(\frac{2\pi}{T}\Delta t\right)^2$$

Ma è noto che $\Delta V = \dfrac{I}{fC}$ allora eguagliando le due espressioni di ΔV:

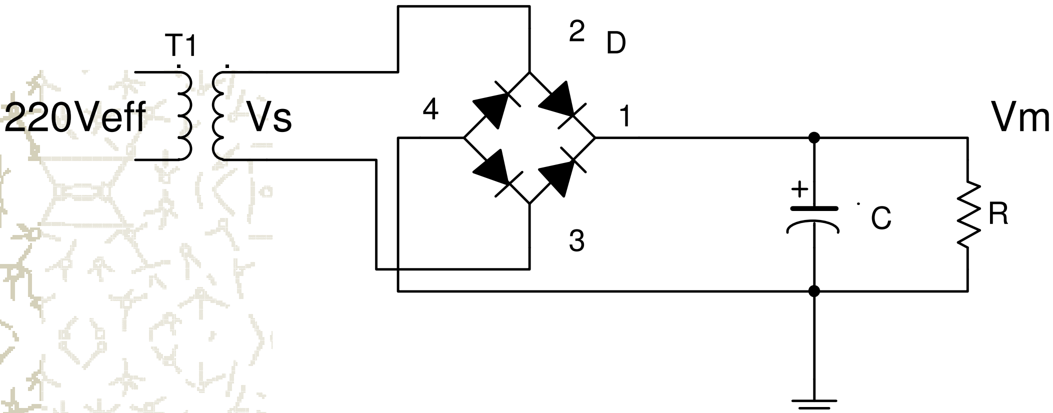
$$\frac{I}{fC} = \frac{R_L I}{2} 4\pi^2 \left(\frac{\Delta t}{T}\right)^2 \quad \text{da cui si ricava} \quad \frac{\Delta t}{T} = \frac{1}{\pi\sqrt{2R_L Cf}}$$

e quindi

$$\boxed{I_{D\max} = I\frac{T}{\Delta t} = I\pi\sqrt{2R_L Cf}}$$

Il picco di corrente (5)

Nel modulo sul diodo (*applicazioni – filtro capacitivo*) si era studiato il seguente alimentatore:



Dove V_m=12V per I=1A, quindi R_L=12Ω. Per un ripple desiderato **r=10%** si era calcolato un condensatore **C=2400μF**.

Vediamo quanto sarà **il picco di corrente nei diodi**, tenendo presente che il raddrizzatore è un **doppia semionda e quindi f=100Hz**:

$$I_{D\max} = I\pi\sqrt{2R_L Cf} = 1\cdot\pi\sqrt{2\cdot 12\cdot 2400\cdot 10^{-6}\cdot 100} \cong 7{,}54A$$

Il filtro induttivo (1)

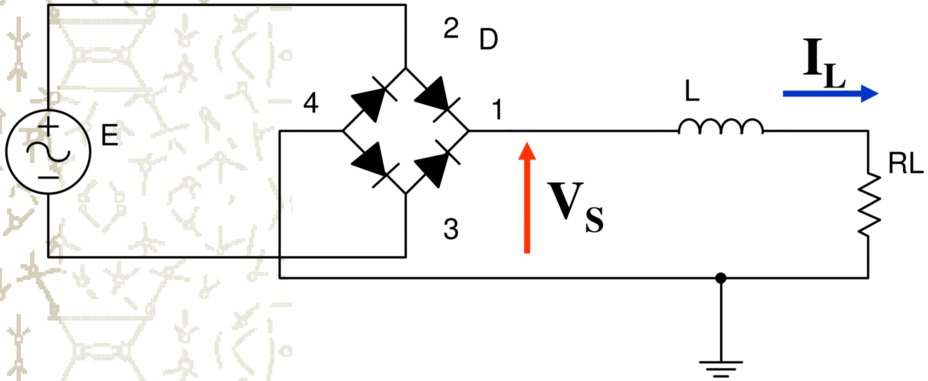
- L'utilizzazione del filtro capacitivo può presentare qualche problema in ordine alle variazioni del carico e della corrente di picco nel raddrizzatore.
- Essendo

$$r_{capacitivo} = \frac{1}{2\sqrt{3}\, f R_L C}$$

appare evidente che **una diminuzione dell'impedenza di carico produca una incremento del ripple**.

- Inoltre se si eccede con il valore della capacità si rischia, come noto, che il raddrizzatore debba sostenere correnti eccessive.
- Una soluzione è ricorrere ad un **filtro induttivo**.

Il filtro induttivo (2)



Ecco l'alimentatore con **filtro induttivo**. Dopo il raddrizzatore è presente la classica tensione pulsante V_S unipolare a frequenza f=100Hz.

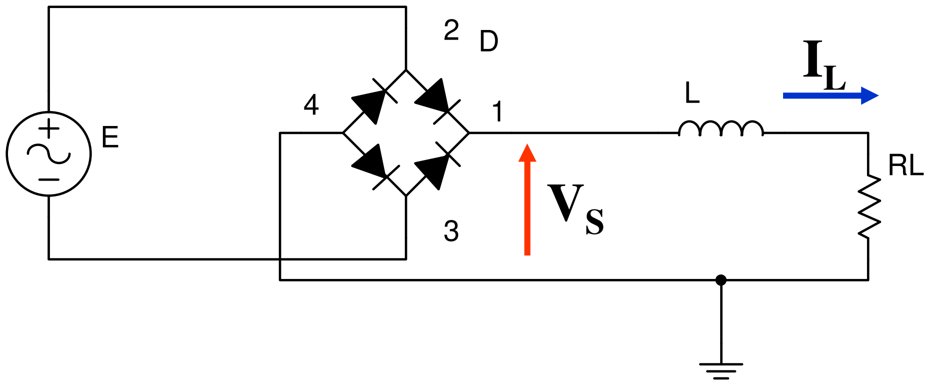
Come è noto tale V_S presenterà un valore medio:

$$\boxed{V_{Sm} = \frac{2V_{S\max}}{\pi}}$$

Osservazione n°1: se **L→0** allora tutta la V_S sarebbe su R_L inalterata e si avrebbe sul carico una corrente media:

$$I_{Lm} = \frac{V_{Sm}}{R_L} = \frac{2V_{S\max}}{\pi R_L}$$

Il filtro induttivo (3)



Osservazione n°2: se **$L \rightarrow \infty$** allora sul carico circolerebbe la sola componente continua di V_S, visto che L si opporrebbe a qualunque variazione di corrente.

Osservazione n°3: per una valore di **L finito** è presumibile che sul carico ci sia la componente continua di V_S con sovrapposto un residuo di alternata.

Il filtro induttivo (4)

Sulla base delle precedenti osservazioni si proceda a sviluppare secondo Fourier la tensione pulsante V_S all'uscita del raddrizzatore:

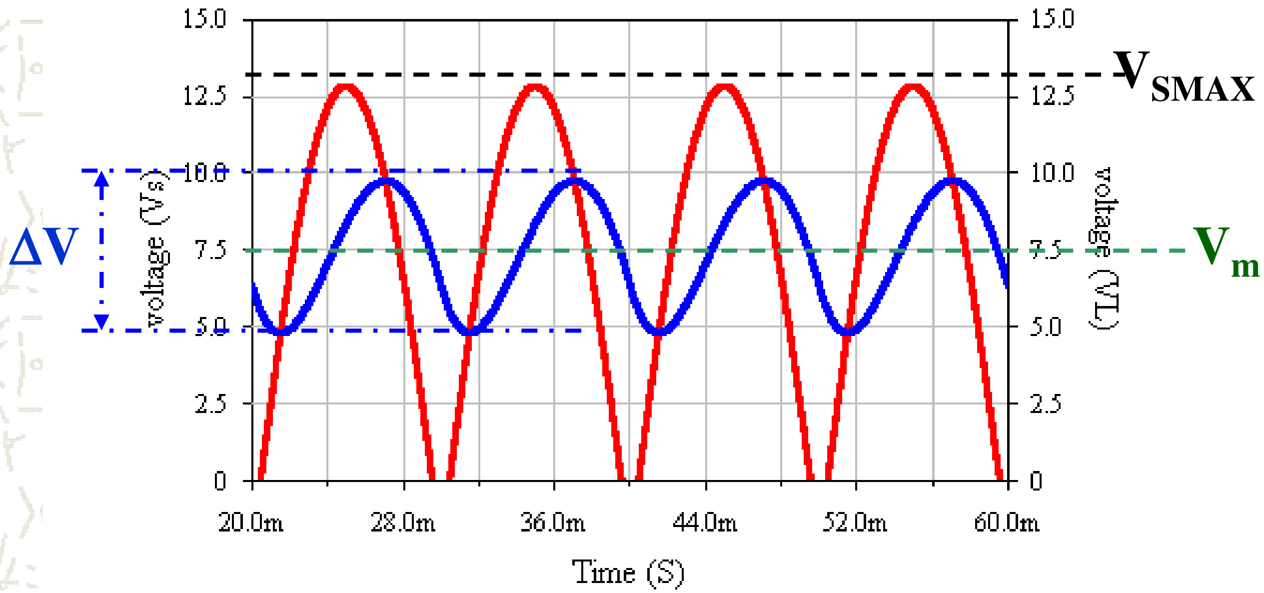
$$V_S(t) = \frac{2V_{S\max}}{\pi} - \frac{4V_{S\max}}{3\pi}\cos(2\omega t) - \frac{4V_{S\max}}{5\pi}\cos(4\omega t) + \ldots +$$

È costituita dal solito valore medio più una serie di armoniche di frequenze che sono **multipli pari di 2f**, essendo f la frequenza di rete. Ora ricordando che la **reattanza induttiva $X_L=\omega L$**, quindi cresce con la frequenza, è valida l'approssimazione al **primo** contributo armonico:

$$\boxed{V_S(t) \cong \frac{2V_{S\max}}{\pi} - \frac{4V_{S\max}}{3\pi}\cos(2\omega t)}$$

Quindi anche la V_L dovrà avere una forma simile…

Il filtro induttivo (5)



Ecco come apparirà V_L. Si osservi il suo valore medio **V_m** (componente continua) e **l'ondulazione residua ΔV a frequenza 2f**.

Ora si può procedere alla determinazione del ripple…

Il filtro induttivo (6)

Ricorrendo alla definizione di **ripple** si ha

$$r = \frac{\Delta V_{eff}}{V_m}$$

Ora per la determinazione di V_m sul carico non bisogna portare in conto gli effetti reattivi dell'induttore poiché trattasi di una componente continua

$$\boxed{V_m = \frac{2V_{S\max}}{\pi}}$$

Discorso diverso per il ΔV, poiché esso è una ondulazione residua a frequenza 2f, quindi l'effetto reattivo dell'induttore è manifesto…

Il filtro induttivo (7)

Calcolo **il picco di ΔV** come:

$$\Delta V_P = \left(\frac{4V_{S\max}}{3\pi}\right)\frac{R_L}{\sqrt{R_L^2 + (2\omega L)^2}}$$

Considerando, ovviamente, la componente a frequenza 2f che è l'origine della ondulazione. **Chiaramente tale componente va scalata con il partitore ohmmico – induttivo**. Quindi ho

$$\boxed{\Delta V_{eff} = \frac{\Delta V_P}{\sqrt{2}} = \frac{4V_{S\max} R_L}{3\sqrt{2}\pi\sqrt{R_L^2 + (2\omega L)^2}}}$$

Sostituendo il tutto …

Il filtro induttivo (8)

si ha:

$$r = \frac{4V_{S\max}R_L}{3\sqrt{2}\pi\sqrt{R_L^2+(2\omega L)^2}} \cdot \frac{\pi}{2V_{S\max}} = \frac{\sqrt{2}R_L}{3\sqrt{R_L^2+(2\omega L)^2}}$$

Tenendo presente che certamente $R_L \ll 2\omega L$ si giunge all'espressione finale:

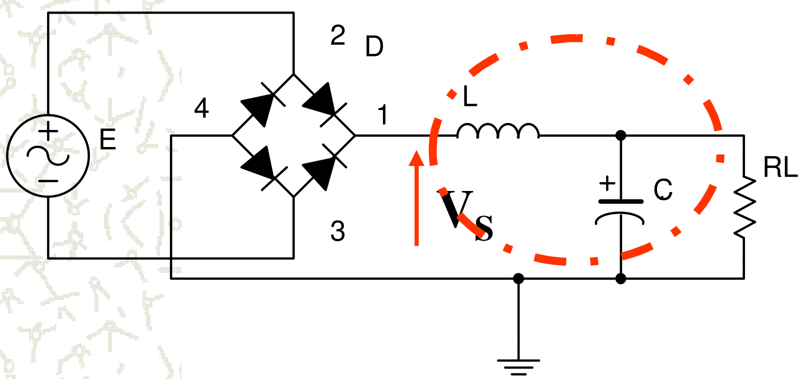
$$\boxed{r \cong \frac{R_L}{3\sqrt{2}\omega L}}$$

Al diminuire del carico ora diminuisce il ripple, succede il contrario del filtro capacitivo!

Il filtro induttivo va bene per grossi carichi (grandi assorbimenti), inoltre non ci sono più picchi di corrente perché i diodi conducono sempre!

Filtro induttivo – capacitivo (1)

- Si è osservato che il filtro capacitivo ha un ripple crescente con la corrente assorbita dal carico, mentre il filtro induttivo ha un comportamento esattamente opposto.
- Appare quindi evidente cercare una soluzione induttivo – capacitiva che dovrebbe portare ad una sostanziale indipendenza di r da R_L.



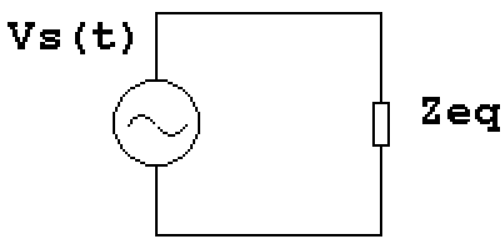
Varranno le seguenti ipotesi alla frequenza di rete f=50Hz.

1. $X_L >> X_C \| R_L$
2. $X_C << R_L$

Filtro induttivo – capacitivo (2)

- **Si avrà, quindi, un residuo di alternata come accadeva nel filtro induttivo, solo che ora tale residuo (*opposto sostanzialmente da X_L*) si chiuderà solo su X_C e non su R_L.**

Quindi, per l'analisi della componente alternata, si ha:



$$\Rightarrow \left|Z_{eq}\right| = R_L \,//\, X_C + X_L \cong X_L$$

e dove

$$V_S(t) \cong \frac{2V_{S\max}}{\pi} - \frac{4V_{S\max}}{3\pi}\cos(2\omega t) \quad \text{come al solito.}$$

Filtro induttivo – capacitivo (3)

Posso quindi calcolare il picco di corrente del residuo di alternata considerando la sola seconda armonica (*in base al circuito equivalente di prima*) come:

$$I_{\max} = \frac{\left(\dfrac{4V_{S\max}}{3\pi}\right)}{\left|Z_{eq}\right|} \cong \frac{4V_{S\max}}{3\pi X_L}$$

e visto che tale componente si chiude solo su X_C si ha:

$$\Delta V_P = I_{\max} X_C = \frac{4V_{S\max} X_C}{3\pi X_L}$$

Filtro induttivo – capacitivo (4)

E quindi

$$\Delta V_{eff} = \frac{\Delta V_P}{\sqrt{2}} = \frac{4V_{S\max} X_C}{3\sqrt{2}\pi X_L} = \frac{4V_{S\max}}{3\sqrt{2}\pi(2\omega L)(2\omega C)} = \frac{V_{S\max}}{3\sqrt{2}\pi\omega^2 LC}$$

e quindi il ripple:

$$\boxed{r = \frac{\Delta V_{eff}}{V_m} = \frac{\left(\dfrac{V_{S\max}}{3\sqrt{2}\pi\omega^2 LC}\right)}{\left(\dfrac{2V_{S\max}}{\pi}\right)} = \frac{1}{6\sqrt{2}\omega^2 LC}}$$

È evidente l'indipendenza del ripple dal carico!

Filtro induttivo – capacitivo (5)

Essendo poi tipicamente f=50Hz, si può usare la seguente espressione semplificata:

$$r = \frac{1}{6\sqrt{2}\omega^2 LC} = \frac{1}{6\sqrt{2}(2\pi 50)^2 LC} \cong \frac{1{,}2 \cdot 10^{-6}}{LC}$$

Ad esempio con L=20H e C=10μF si otterrebbe un ripple costante dell'1%.

Però non bisogna dimenticare che gli induttori possono essere ingombranti e pesanti; inoltre presentano una resistenza interna e ciò comporta una caduta di tensione proporzionale alla corrente media con conseguente riduzione della V_L.

Filtro induttivo – capacitivo (6)

Altro problema è poi l'effetto della **corrente di seconda armonica**. Essa non deve **mai superare, in ampiezza, il valore medio della corrente sul carico**. Se ciò si verificasse, durante la semionda negativa della seconda armonica, si avrebbe **l'interruzione della conduzione dei diodi!**

Essendo

$$I^{(2a)} = \frac{4V_{S\max}}{3\pi(2\omega L)} \quad \text{e} \quad I_m = \frac{2V_{S\max}}{\pi R_L}$$

dovrà essere

$$I^{(2a)} < I_m \Rightarrow \frac{4V_{S\max}}{3\pi(2\omega L)} < \frac{2V_{S\max}}{\pi R_L} \Rightarrow \frac{1}{3\omega L} < \frac{1}{R_L} \Rightarrow 3\omega L > R_L$$

Filtro induttivo – capacitivo (7)

In definitiva:

$$\boxed{L > L_{critica} = \frac{R_L}{3\omega}}$$

Nel caso comune di f=50Hz si ha: $L_{critica} = \dfrac{R_L}{3 \cdot 2\pi \cdot 50} \cong \dfrac{R_L}{1000}$

In conclusione, per il progetto del filtro LC a 50Hz, valgono le espressioni:

$$\boxed{r = \frac{1{,}2 \cdot 10^{-6}}{LC} \quad \text{e} \quad L > \frac{R_L}{1000}}$$