



Isidoro KZ (IsidoroKZ)

LUUUNGHE STRINGHE DI LED III: ALIMENTAZIONE DA RETE? (POWER)

14 November 2012

Introduzione

Questo terzo articolo della serie natalizia riguarda l'alimentazione da rete di lunghe stringhe di led ad elevata corrente. Mentre nei primi due articoli [1] e [2] si erano esaminati i circuiti per alimentare led che richiedono correnti dell'ordine delle decine di milliampere, in questo articolo sarà esaminato un circuito per alimentare led con correnti più elevate, dell'ordine delle centinaia di milliampere.

L'esempio di progetto, dopo qualche divagazione sulla descrizione di funzionamento dello switching, riguarderà una serie di **80 led bianchi** con una corrente di **350mA** e una caduta di tensione su ciascun led di **3.2V**. Il circuito esaminato in questo articolo può anche essere usato per controllare l'alimentazione di stringhe in serie per illuminazione, con possibilità di dimming. Nella descrizione del progetto sarà indicato come variare il numero dei led e la corrente di alimentazione.

Per questo circuito non sarà più possibile utilizzare una regolazione di corrente passiva, sarebbe troppo alta la dissipazione di potenza o la dimensione del condensatore. Sarà invece necessario complicare un po' il circuito di controllo e usare un circuito a commutazione (controllore switching) per riuscire a controllare la corrente senza dissipare troppa potenza. In realtà questo articolo è solo una scusa per analizzare alcuni aspetti dei convertitori a commutazione.

Nel presente articolo sarà esaminato il dimensionamento della parte di potenza, nel successivo si tratterà il problema del controllo, per ottenere la corrente costante nei led. In un articolo di appendice saranno trattati alcuni argomenti collaterali come il dimensionamento del raddrizzatore da rete e il calcolo degli stress dei componenti. Per tutte le considerazioni generali sul modello della rete elettrica, dei led e delle sovratensioni, si rimanda a [1].

Un thread interessante che tratta gli argomenti di questi articoli e contiene parecchi approfondimenti, è quello presente sul forum con il titolo "Sensing di corrente con media" [11] iniziato da Ste75. A questo thread EnChamade ha dato notevolissimi supporti, sviscerando i problemi di controllo del sistema dinamico.

Alimentare un circuito direttamente da rete, senza un trasformatore in mezzo, è quasi sempre una **pessima idea**. Innanzi tutto il circuito **NON E' ISOLATO!**, il che vuol dire che toccando i conduttori si prende la scossa! Se poi le lunghe stringhe di led sono addobbi natalizi messi

all'aperto, oppure in casa ci sono animali che giocano con i fili e li mordono o rosicchiano, il pericolo e' *clear and present!*

La seconda ragione per cui un circuito del genere potrebbe essere sconsigliabile e' che in caso di guasto la corrente disponibile da una connessione diretta alla rete potrebbe essere molto elevata creando un concreto rischio di incendio.

Infine una connessione diretta alla rete deve poter sopportare tutte le extratensioni che si possono avere sulla rete stessa, in particolare i voltage surge. Gli alimentatori ben fatti, oltre all'isolamento, hanno anche tutte le protezioni che riguardano questi ultimi due punti. Un alimentatore diretto da rete di solito viene visto nell'ottica del "cosi' risparmio" e si tende a non mettere le protezioni, ad esempio fusibili, transzorb... Uomo avvisato...

Impostazione del progetto

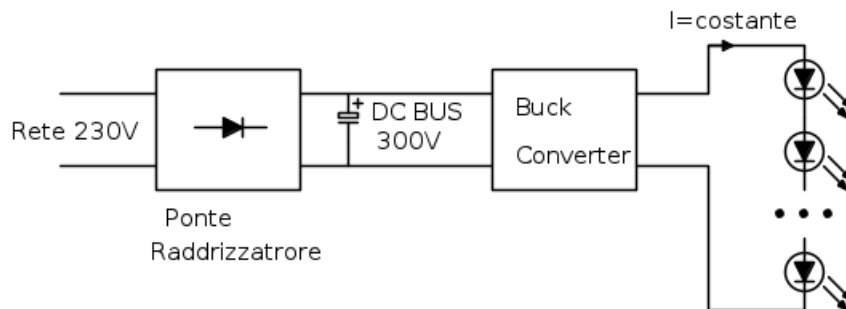
L'alimentazione di lunghe stringhe di led ad elevata corrente richiede, come detto prima, un alimentatore a commutazione. La tensione di rete raddrizzata permette di avere una tensione disponibile in continua di circa 300V. Se la tensione richiesta complessivamente dalla stringa e' un po' minore di questo valore, e' possibile usare un convertitore di tipo Buck, o step down, essenzialmente piu' semplice da controllare rispetto ad altre topologie.

Con un convertitore di questo tipo si puo' arrivare ad alimentare senza troppi problemi stringhe che richiedono fino a 250V-270V circa: bisogna infatti considerare che la tensione disponibile da rete puo' essere piu' bassa del 10% rispetto al valore nominale, dopo il raddrizzatore la tensione continua ha ripple e infina la forma d'onda della rete potrebbe non essere proprio sinusoidale.

Alimentare svariate decine di led essenzialmente da 1W l'uno significa assorbire dalla rete una potenza dell'ordine di svariate decine di watt. A questi livelli di potenza per sistemi di illuminazione, le normative internazionali (EN 61000-3-2 [3]) prevedono che l'assorbimento di corrente da rete sia con basso contenuto armonico. In pratica richiedono che il sistema comprenda un PFC (correttore del fattore di potenza). Questa richiesta vale per i sistemi destinati alla vendita e che quindi richiedono una omologazione.

Poiche' questo articolo riguarda un progetto per uso hobbistico, non verra' considerata la parte di PFC. Saranno pero' considerati alcuni aspetti di compatibilita' elettromagnetica in modo da ridurre l'emissione di disturbi sia condotti che radiati.

Lo schema di base del circuito e' rappresentato nella figura seguente:



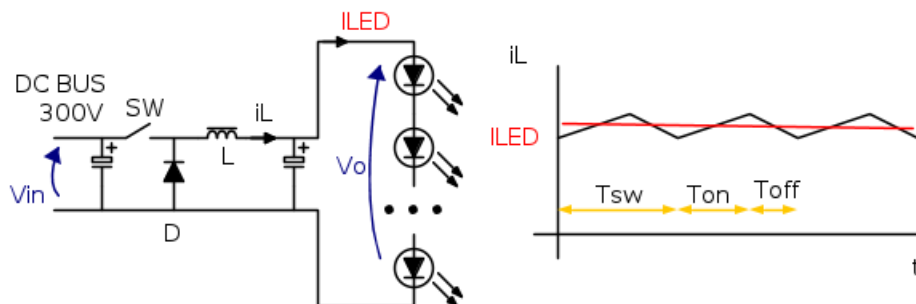
La tensione di rete viene raddrizzata e filtrata per ottenere un bus in continua a circa 300V-320V, con cui viene alimentato un convertitore Buck che fornisce una corrente costante ai led. La corrente può essere variata con un potenziometro non mostrato in figura, *con perno di plastica*, collegato al controllo del convertitore. La tensione totale richiesta dalla stringa può arrivare fino a un massimo di 250V-270V

Lo schema è solo di principio, mancano nello schema l'alimentazione ausiliaria per l'elettronica di controllo, un eventuale filtro di rete, sistemi per la continuità dell'illuminazione anche in caso di rottura di un led...

Convertitore Buck

Il convertitore Buck, o step down, è un convertitore che può dare in uscita una tensione che va da zero fino al valore della tensione di ingresso, può essere controllato in modo da stabilizzare la tensione di uscita, oppure, come serve in questa applicazione, per stabilizzare la corrente di uscita. Ha un rendimento molto elevato, come tutti i convertitori a commutazione, può essere facilmente controllato ed è in grado di spegnere il carico e di scollegarlo in caso di cortocircuito.

Lo schema base del convertitore Buck e le forme d'onda delle correnti nell'induttore e nel carico sono nella figura seguente:



L'interruttore viene chiuso ciclicamente per un tempo T_{on} e aperto per un tempo T_{off} , con un periodo totale pari a T_{sw} . La corrente nell'induttanza sale con pendenza pari a

$$(1a) \quad \frac{V_{in} - V_o}{L}$$

e scende con pendenza

$$(1b) \quad \frac{-V_o}{L}$$

Se la corrente nell'induttore non va mai a zero, come nel caso disegnato, si dice che il convertitore lavora in modo continuo CCM. Se la corrente va a zero, si ha il modo discontinuo, DCM, in cui il comportamento del convertitore cambia un po', ma senza diventare impossibile da controllare. Un qualunque convertitore fatto con interruttori e diodi, con carico sufficientemente leggero, che consuma poco, passa in modo discontinuo.

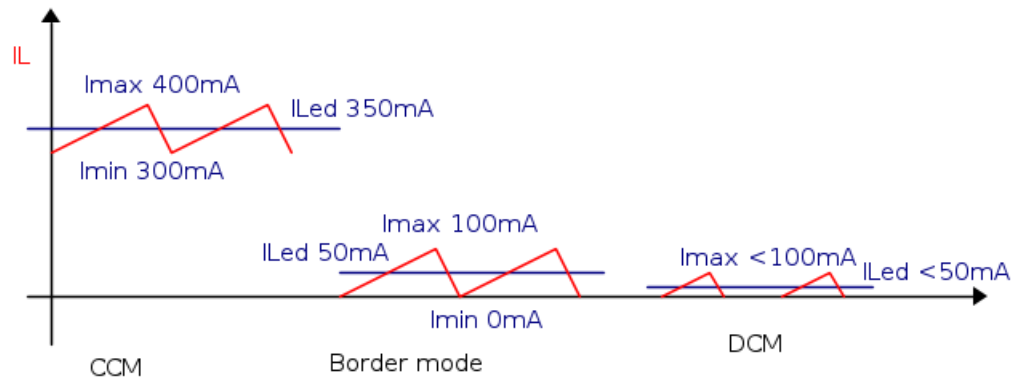
In condizioni (ciclo)stazionarie tutti i cicli sono uguali, e se il convertitore lavora in CCM e si trascurano le perdite, il rapporto fra tensione di uscita e tensione di ingresso è pari al duty cycle D :

$$(2) \quad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = D.$$

I led devono essere alimentati a corrente costante, non a tensione costante, ma di questo ci si preoccupa dopo quando si progetterà il controllo, che si occuperà di variare il duty cycle il modo che la corrente di uscita sia quella desiderata.

In un convertitore buck il solo componente di cui si progetta il valore è l'induttore, che viene scelto per avere una ondulazione di corrente (currente ripple) nell'induttore di valore "ragionevole". Un ripple di corrente molto piccolo dà come vantaggi meno stress di corrente sui componenti, e il buck rimane in CCM anche per correnti di uscita molto basse. Però il valore dell'induttanza cresce a dismisura, e con esso il costo, il volume... Invece una corrente di ripple elevata dà gli effetti opposti: componenti un po' più stressati, il convertitore passa da CCM a DCM a correnti di uscita più alte con il vantaggio di un induttore più piccolo.

Di solito, se non ci sono vincoli particolari sul rimanere in modo continuo fino a una determinata corrente di uscita, si sceglie come valore del ripple di corrente un 5%-20% della corrente massima di uscita. In questo caso, anche per tenere basso il valore dell'induttanza, si può scegliere un ripple di picco di 50mA: in queste condizioni la corrente nell'induttanza varia ciclicamente fra 300mA e 400mA. Inoltre se si dà dimming chiedendo una corrente media minore in uscita, supponendo che la tensione sui led praticamente non vari (quasi vero), il convertitore rimane in CCM (modo continuo) con corrente media fino a 50mA. Se la corrente richiesta scende al di sotto di questo valore, il funzionamento passa in discontinuo. La corrente dell'induttanza nelle tre situazioni è mostrata nella figura seguente.



La corrente media che scorre nell'induttanza va nel carico, mentre l'ondulazione di corrente passa quasi tutta nel condensatore di uscita. Nel caso di uscita a piena corrente (grafico a sinistra) si vede che il convertitore rimane in modo continuo "profondo", la corrente dell'induttanza è sempre ben distante dallo zero. Invece con corrente media di uscita di 50mA (grafico centrale) la corrente dell'induttanza ha sempre lo stesso ripple, che dipende solo dalle tensioni ma il suo valore istantaneo scende fino a 0mA, e il funzionamento è al confine fra modo continuo e modo discontinuo. Questo modo è chiamato border mode. Se la corrente richiesta scende ulteriormente il convertitore va in modo discontinuo, mostrato nel grafico di sinistra.

Per calcolare il valore dell'induttanza bisogna calcolare il duty cycle a cui va a lavorare il circuito, scegliere una frequenza di commutazione, calcolare la durata degli intervalli T_{on} e T_{off} e scegliere il valore di L in modo che durante tali intervalli la variazione di corrente sia quella voluta.

Il duty cycle di lavoro è dato, a meno delle perdite, dal rapporto fra tensione di uscita diviso per quella di ingresso. Volendo alimentare 80 led da 3.2V, la tensione totale in uscita è di 256V, e con una tensione di ingresso di 300V circa abbiamo un duty cycle pari a $D = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{256V}{300V} = 0.853$.

La frequenza di commutazione è soggetta a un compromesso, come spesso capita nei progetti ingegneristici: da un lato è desiderabile averla elevata, in modo da avere componenti piccoli, specie l'induttanza, eventuali filtri... D'altra parte una frequenza elevata genera maggiori perdite e maggiori disturbi. Una possibile scelta per circuiti di questo genere fa dalle svariate decine di kilohertz a qualche centinaio di kilohertz. Essendo un circuito a tensione elevata è opportuno non salire troppo di frequenza per le perdite e i disturbi generati. Per questo circuito scegliamo 100kHz, sempre pronti a tornare sui propri passi qualora si incontrassero dei problemi nel seguito.

Con questa scelta i tempi on e off dell'interruttore valgono

$$(3) \quad T_{on} = DT_{sw} = \frac{D}{f_{sw}} = \frac{.853}{100kHz} = 8.53\mu s \text{ e il tempo per cui l'interruttore resta spento vale}$$

$$(4) \quad T_{off} = (1 - D)T_{sw} = \frac{1 - D}{f_{sw}} = \frac{1 - .853}{100\text{kHz}} = 1.47\mu\text{s}$$

Dimensionamento dell'induttanza

Il calcolo del valore dell'induttanza puo` essere fatto sia durante la parte di salita oppure di discesa della corrente dell'induttanza. La variazione picco picco di corrente  $\Delta I_L$  e` data dalla pendenza moltiplicata per la durata dell'intervallo: ad esempio durante T_{off} vale

$$(5) \quad \Delta I_L = \frac{V_o(1 - D)}{Lf_{sw}}$$

da cui si puo` ricavare il valore dell'induttanza che fornisce il ripple di corrente voluto:

$$(6) \quad L = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta I_L f_{sw}}$$

da cui, in condizioni nominali, si ottiene

$$(7) \quad L = \frac{256\text{V}(1 - .853)}{.1\text{A} \times 100\text{kHz}} = 3.8\text{mH}$$

Da questo risultato si potrebbe dire che un induttore un po' piu` grande del valore calcolato, ad esempio da 4.7mH, potrebbe essere adatto. In realta` bisogna anche considerare i casi peggiori: la tensione di rete potrebbe essere del 10% al di sopra del valore efficace nominale di 230V. Inoltre se si pilotano i led a 50mA, la loro caduta di tensione e` minore. Una stima della resistenza interna per un led da 1W e` dell'ordine di 1Ω, e quindi la resistenza totale differenziale sull'uscita e` dell'ordine di 80Ω. Se si riduce la corrente da 350mA a 50mA, la tensione ai capi della serie di led scendera` di 24V, e al posto di 256V avremo 230V circa. Questa tensione piu` bassa fa cambiare il duty cycle e cambia il valore di L che garantisce il modo continuo alla corrente minima.

Sostituendo nell'equazione (5) la relazione (2) si puo` riscrivere l'espressione dell'induttanza in questo modo:

$$(8) \quad L = \frac{V_o(V_{in} - V_o)}{V_{in}\Delta I_L f_{sw}}$$

Questa espressione ha un massimo di L in condizioni di V_{in} massima, 10% al di sopra del valore nominale che da` 354V circa, e di  $V_o$  pari a meta` della tensione di ingresso. Se la tensione di uscita non arriva a questo valore, si considera il valore piu` vicino alla meta` della tensione di ingresso che la tensione di uscita puo` assumere, in questo caso 228V. Con questi valori si ha una induttanza necessaria per rimanere in CCM fino a 50mA pari a

$$(9) \quad L = \frac{228\text{V} \times (354\text{V} - 228\text{V})}{354\text{V} \times 100\text{mA} \times 100\text{kHz}} = 8.1\text{mH}$$

OOPS! risultato molto diverso da quello calcolato prima. E' vero che ci siamo messi in condizioni estreme, ma poi neanche tanto perche' ad esempio non e' stato considerata la tolleranza dell'induttore e della frequenza di lavoro dello switching. Sono necessarie due considerazioni. Se fosse realmente necessario garantire il CCM fino a 50mA di carico, si dovrebbe scegliere un induttore da 10mH. Dato pero' che questa richiesta di CCM fino a 50mA non e' una richiesta non negoziabile e che un induttore da 10mH potrebbe essere piu' difficile da trovare, piu' costoso, con parametri parassiti peggiori, si puo' anche rimanere con la scelta di 4.7mH, accettando una peggiore regolazione della corrente a basse intensita'.

Un esempio di induttori adatti per questo scopo e' la serie 1400 prodotti dalla Murata [4]. Parte del catalogo e' nella figura seguente.

1400 Series

Bobbin Type Inductors

SELECTION GUIDE													
Order Code	Inductance, (1kHz, 0.1V _{AC})	DC Current ¹	DC Resistance	Q at f kHz		SRF	Mechanical Dimensions					Footprint	
	±10%	Max.	Max.	Nom.		Nom.	a	b	c	d	Øe	f	Øg
	µH	A	Ω	Q	f	MHz	mm					mm	
1447506C	4.7mH	0.6	2.200	60	50	0.6	25.2	24.4	14.0	0.39	5.5	23.0	0.7
1447508C	4.7mH	0.8	1.600	65	50	0.5	25.3	24.4	18.5	0.48	5.5	23.1	0.9
1447509C	4.7mH	0.9	1.400	57	10	0.5	30.9	29.8	21.8	0.54	5.1	28.5	1.0
1468505C	6.8mH	0.5	2.880	50	50	0.5	25.2	24.4	14.0	0.39	5.5	23.0	0.7
1468507C	6.8mH	0.7	2.300	47	50	0.4	25.2	24.4	18.5	0.43	5.5	23.0	0.8
1468508C	6.8mH	0.8	2.100	30	50	0.4	30.7	29.8	21.8	0.48	5.1	28.5	0.9
1410604C	10mH	0.4	4.340	51	50	0.4	25.1	24.4	14.0	0.34	5.5	22.9	0.6
1410605C	10mH	0.5	3.600	48	50	0.3	25.2	24.4	18.5	0.39	5.5	23.0	0.7
1410606C	10mH	0.6	2.600	48	50	0.2	30.9	29.8	21.8	0.54	5.1	28.5	1.0

Induttori Murata Serie 1400 (Estratto)

Il modello 1447506C ha una resistenza serie in continua di 2.2Ω con una corrente massima di 0.6A e frequenza di autorisonanza di 0.6MHz, sufficiente per questo progetto. Se si dovesse andare su un induttore da 10mH, bisognerebbe scegliere il modello 1410605C, con corrente di 0.5A, resistenza di 3.6Ω, quindi maggiore riscaldamento, e frequenza di risonanza propria di 300kHz, ancora sufficiente, ma peggiore rispetto al componente precedente. Il costo del secondo induttore, secondo il catalogo RS-Components, e' di circa il 65% maggiore rispetto all'induttore da 4.7mH.

Supponendo di usare un induttore da 4.7mH e' necessario calcolare il ripple di corrente e la corrente di picco nell'induttore. Ricavando ΔI_L dall'equazione (9) si puo' calcolare il caso peggiore del ripple, in particolare con uscita a piena corrente e tensione di ingresso massima, 10% oltre al valore nominale. Il ripple picco picco di corrente risulta essere

$$(10) \quad \Delta I_L = \frac{256V \times (354V - 256V)}{354V \times 4.7mH \times 100kHz} = 150mA$$

e quindi il valore di picco della corrente, importante per verificare che l'induttore non saturi, vale

$$(11) \quad I_{pk} = I_{LED} + \frac{\Delta I_L}{2} = 350mA + \frac{150mA}{2} = 425mA$$

abbastanza lontano dalla corrente massima sopportabile. Il valore efficace della corrente dell'induttore, altro dato da verificare per il riscaldamento, e' sicuramente inferiore al valore di picco, e negli induttori che lavorano in modo continuo e' molto ben approssimato dal valore medio della corrente nell'induttore, quindi 350mA.

La potenza persa nell'induttore per la conduzione della corrente continua, usando il dato di resistenza riportato sopra, vale quindi circa 270mW. La potenza complessiva persa nell'induttore e' maggiore perche' ci sono le perdite supplementari dovuti all'effetto pelle e le perdite nel nucleo magnetico, sia per isteresi che per correnti parassite.

Dimensionamento del condensatore di uscita

Il condensatore di uscita, in parallelo ai led, deve essere dimensionato secondo queste tre specifiche principali

- Tensione di lavoro
- Corrente efficace
- Resistenza equivalente serie (ESR)

La specifica di tensione di lavoro e' semplice: il condensatore deve sopportare la tensione massima che puo' esserci ai suoi capi. I valori piu' comuni di tensione di lavoro per queste tensioni sono 250V e 400V. La scelta e' quindi su un condensatore da 400V. Anche se fosse disponibile un condensatore da 350V, potrebbe essere insufficiente perche' in caso di distacco del carico (un led che si apre), la tensione di uscita puo' diventare pari a quella di ingresso e se la tensione di rete e' al suo valore massimo, l'uscita va a 354V circa.

La corrente efficace che il condensatore deve poter sopportare e' il valore efficace del ripple di corrente che passa attraverso l'induttanza: lo scopo del condensatore e' appunto di chiudere localmente la corrente di ripple e lasciare che solo la componente continua vada sul carico. La componente di corrente di ripple che attraversa il condensatore ha una ampiezza massima picco picco che puo' essere ricavata dall'equazione (10), mettendosi nel caso peggiore di massima tensione di ingresso e minima tensione di carico, stimata in 228V (e senza tenere conto delle tolleranze di componenti e frequenza)

$$(12) \quad \Delta I_{Lmax} = \frac{228V \times (354V - 228V)}{354V \times 4.7mH \times 100kHz} = 172mA$$

Il valore efficace di un'onda triangolare a valor medio nullo, come la corrente che passa nel condensatore di uscita, e' data da

$$(13) \quad I_{rms} = \frac{\Delta I_{Lpp}}{\sqrt{12}} = 50\text{mA}$$

Quasi qualunque condensatore e' in grado di sopportare una corrente efficace di 50mA.

Il valore di ESR (equivalente series resistance) del condensatore di uscita deve essere molto minore della resistenza dinamica dei led, il modo che la corrente di ripple passi praticamente tutta attraverso il condensatore. Avere una bassa corrente di ripple nei led riduce i disturbi che vengono emessi dai lunghi fili di collegamento.

La resistenza dinamica di un led che lavora a 350mA potrebbe essere dell'ordine di 1Ω, e quindi tutta la serie ha una resistenza di 80Ω. Con una resistenza di condensatore di un paio di ordini di grandezza minori di questo valore si ottiene una corrente picco picco di ripple dalle parti di 2mA al massimo, che potrebbero essere accettabili per un progetto hobbistico.

In caso di progetto professionale in realta' bisognerebbe studiare la disposizione del circuito esterno e verificare che questo loop non irradia.

Le caratteristiche del condensatore devono quindi essere le seguenti: tensione lavoro 400V, ESR minore di 1Ω e corrente efficace sopportabile a 100kHz almeno 50mA.

E la capacita'? Non ha importanza in questa parte del calcolo, perche' a 100kHz, la frequenza di lavoro, il condensatore si comporta a tutti gli effetti come una resistenza.

Ad esempio i primi due condensatori di questo estratto dal catalogo della Cornell Dubilier, tipo 381EL [5] potrebbero andare bene:

Cap. (μF)	Catalog Part Number	DF Max 120 Hz	ESR Max @ 25° C		Ripple Amps @ 105 °C		Nominal Size D x L (mm)
			120 Hz (Ω)	20 kHz (Ω)	120 Hz (A)	20 kHz (A)	
100	381EL101M400H032	0.1	1.47	0.52	0.69	0.97	22 x 35
100	381EL101M400J022	0.1	1.47	0.52	0.69	0.97	25 x 30
120	381EL121M400H042	0.1	1.23	0.43	0.75	1.05	22 x 40
120	381EL121M400J032	0.1	1.23	0.43	0.75	1.05	25 x 35
120	381EL121M400K012	0.1	1.23	0.43	0.75	1.05	30 x 25
150	381EL151M400H052	0.1	0.98	0.34	0.82	1.15	22 x 50

Condensatori 400V Cornell Dubier Type 381EL

La tensione di lavoro (indicata nella pagina precedente) e` di 400V, ESR a 20kHz e frequenze superiori e` minore di 1Ω e la capacita` di portare corrente efficace e` ampiamente superiore a quella richiesta. La capacita` del condensatore che soddisfa le richieste e` di 100μF. Come spesso capita nell'elettronica di potenza del condensatore serve conoscere i parametri parassiti, ESR, mentre la capacita` non e` sempre importante nelle varie fasi del calcolo.

Dimensionamento condensatore di ingresso

Nei convertitori a commutazione il condensatore di ingresso e` di solito dimensionato secondo questi due criteri

- Tensione di lavoro
- Corrente efficace

Non ci sono in generale specifiche sull'ESR per controllare il ripple perche' molto spesso il rumore di commutazione ai capi del condensatore e` cosi` elevato che serve comunque un filtro EMI prima del condensatore, che si limita a richiudere localmente la maggior parte della componente alternata della corrente assorbita dal convertitore.

In questo caso tuttavia il condensatore di ingresso ha una specifica in piu` da rispettare: poiche' questo condensatore e` anche il condensatore di livellamento dopo il raddrizzatore, deve anche controllare il ripple a 100Hz presente all'ingresso del convertitore. In questo caso la specifica in piu` e`

- Capacita` per il controllo del ripple a 100 Hz.

La tensione di lavoro deve essere maggiore di 354 V, tensione di picco massima all'ingresso con rete al suo valore massimo. La tensione di ripple ammissibile potrebbe essere nell'intorndio di 20V circa, in modo che la tensione minima di ingresso al buck, anche con tensione di rete a -10% del valore nominale sia sempre almeno di 270 V circa.

La capacita` richiesta per avere una determinata tensione di ripple picco picco e` data da questa formula approssimata che sovrastima la capacita` necessaria:

$$(14) \quad C = \frac{I_o}{V_{rpp}} T_{sc} = \frac{I_o}{2f V_{rpp}}$$

Dove I_o e` la corrente di carico,  $T_{sc}$  e` il tempo per cui si scarica il condensatore che viene assunto (maggiorandolo) pari a un semiperiodo della rete, f la frequenza di rete e V_{rpp} la tensione picco picco che si vuole avere.

Una migliore approssimazione nel calcolo del valore di capacita` per controllare il ripple e` dato da questa formula che stima meglio il tempo di scarica del condensatore, dove T_{sc} e` il tempo di scarica

$$(15a) \quad C = \frac{I_o}{V_{rpp}} T_{sc} = \frac{I_o}{2fV_{rpp}} \left(1 - \frac{\arccos\left(\frac{V_{pk}-V_{rpp}}{V_{pk}}\right)}{\pi} \right)$$

Dato che l'angolo di conduzione è solitamente piccolo, l'arcocoseno può essere approssimato invertendo lo sviluppo in serie del coseno e si ottiene:

$$(15b) \quad C \approx \frac{I_o}{2fV_{rpp}} \left(1 - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2V_{rpp}}{V_{pk}}} \right)$$

Supponendo che la tensione di rete sia al valore minimo di 207 V cui corrisponde una tensione di picco di 292 V circa, con un ripple picco picco di 20 V. La tensione *media* sul condensatore sarà pari alla tensione di picco meno metà ripple, quindi

$$(16) \quad V_{ave} = V_{pk} - \frac{V_{rpp}}{2} = 202V - 10V = 282V$$

Assumendo una potenza consumata di circa 90 W (3.2Vx350mA x 80 led) si ha una corrente media assorbita, nel caso peggiore di bassa tensione di alimentazione pari a

$$(17) \quad I_o = \frac{P}{V_{min}} = \frac{90W}{282V} = 320mA$$

In queste condizioni la capacità richiesta per mantenere il ripple a 20 V vale, secondo la formula (14) e la formula (15)

$$(18) \quad C = \frac{320mA}{2 \times 50Hz \times 20V} = 160\mu F$$

o con una maggior precisione

$$(19) \quad C = \frac{320mA}{2 \times 50Hz \times 20V} \left(1 - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{40V}{292V}} \right) = 141\mu F$$

Si potrebbe quindi scegliere dalla tabella precedente il condensatore da 150 μF , se non fosse che in un progetto professionale bisogna anche considerare le tolleranze. La famiglia di condensatori in esame ha una tolleranza del 20%, che significa che il condensatore di valore nominale di 150 μF potrebbe presentare una capacità anche solo di 120 μF . In queste condizioni il ripple, calcolato con una simulazione spice, arriva a circa 23 V e la tensione minima scende a 268 V circa. Poiché i led richiedono 256 V, si hanno ancora 12 V di margine: il convertitore deve andare a lavorare con duty cycle di circa il 95%, che dovrebbe essere un valore accettabile.

Il condensatore di ingresso di un buck deve anche essere dimensionato per portare la corrente che arriva dal convertitore. In un buck il valore efficace della corrente ad alta frequenza che scorre nel condensatore di ingresso vale, con buona approssimazione

$$(20) \quad I_{Cin} = I_{led} \sqrt{D(1-D)}$$

Il caso peggiore si ha per $D = 0.5$, dove la corrente efficace vale meta` della corrente continua di uscita. Ma anche con  $0.2 < D < 0.8$  la corrente del condensatore di ingresso e` praticamente la stessa (0.4 volte al posto di 0.5 volte). Una stima conservativa e` assumere che il valore efficace della corrente ad alta frequenza che scorre nel condensatore di ingresso sia pari a meta` della corrente di led, vale a dire $350\text{mA}/2 = 175\text{mA}$. Il condensatore scelto non ha problemi a condurre questa corrente, essendo garantito per 1.15A ad alta frequenze.

Il condensatore di ingresso pero` funziona anche come condensatore di livellamento dopo il ponte raddrizzatore, e pur lavorando solo a 100 Hz, deve condurre una corrente elevata proveniente dai diodi.

Il calcolo della corrente efficace del condensatore di livellamento e` *estremamente* laborioso, anche assumendo alcune ipotesi semplificative come ad esempio sorgente di tensione con impedenza nulla, diodi ideali, condensatore senza ESR...

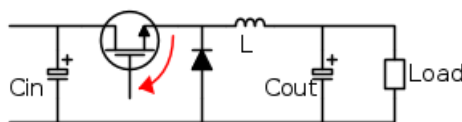
Anche introducendo ulteriori semplificazioni ad esempio linearizzando le funzioni trigonometriche... continua ad essere complicato. Mentre nei sistemi a bassa tensione, con ponte di diodi dopo un trasformatore, ci sono delle formule pratiche che forniscono il valore efficace della corrente nel secondario del trasformatore (1.8 volte la corrente continua) o nel condensatore di filtro (1.5 volte la corrente continua), nel caso ad alta tensione con impedenza di sorgente bassa il conto deve essere fatto caso per caso e i risultati vengono abbastanza piu` grandi di quelli indicati prima: la corrente nel condensatore puo` essere dalle parti di tre volte la corrente di carico.

Il condensatore scelto puo` sopportare una corrente efficace, in bassa frequenza, di 0.82 A: con una corrente di carico dell'ordine di 300 mA e` al limite del carico, anzi potrebbe gia` essere un pochino sovraccaricato. In questo caso bisogna pero` fare i conti precisi e scegliere il condensatore di conseguenza.

I conti relativi a questa parte, decisamente pesanti, vengono lasciati per una appendice.

Varianti allo schema base

Lo schema del buck presentato in precedenza e` quello piu` comunemente realizzato, ma ha l'inconveniente di avere l'interruttore in posizione hi-side: sia che lo si realizzi con un transistor P oppure N, come nei due schemi successivi, il source del mos e` sempre a un potenziale scomodo per il pilotaggio: nel primo caso il potenziale di source varia fra 0V e  $V_{in}$ , nel secondo caso invece e` fisso a V_{in}

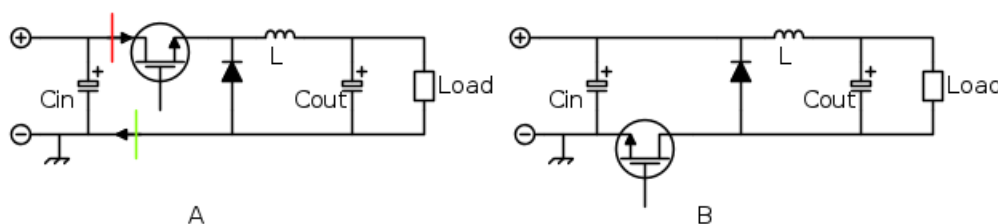


La tensione di comando del mos e' la V_{GS} , indicata dalla freccia rossa, e in entrambi i casi si vede che questa tensione non e' riferita al negativo dove si assume ci sara' anche il controllo.

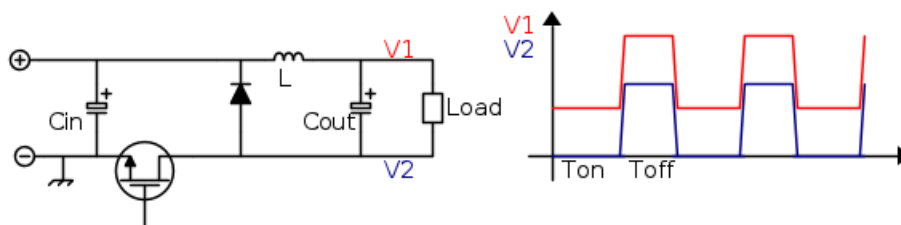
Riferire il controllo al source dell'N mos non e' una buona idea perche' quando l'interruttore commuta, tutto il circuito di controllo si troverebbe sottoposto a variazioni rapide di tensione pari a V_{in} , e questo genererebbe sia disturbi al resto del mondo sia disturbi sul circuito stesso.

La versione con mos P ha il source a potenziale fisso ma richiede per accendersi una tensione gate-source negativa e soprattutto non ci sono mos a canale P adeguati per questa applicazione ad alta tensione. Esistono dei mos driver per transistori N usati in posizione hi-side. Questi circuiti di pilotaggio sono riferiti al negativo e possono pilotare transistori fino a tensioni positive di centinaia di volt, facendo uso di tecniche di bootstrap. Uno dei tanti esempi e' l'IRS21858 prodotto dalla International Rectifiers [6]. L'uso di questo circuito, oltre all'introduzione di ritardi nel comando del mos, aumenta costo e complessita' del circuito.

Sfruttando il fatto che nella sezione rossa e in quella verde indicate nello schema A circola la stessa corrente, e' possibile spostare il transistor come mostrato nello schema B: in questo modo si ottiene un circuito con transistore N collegato in posizione low side.

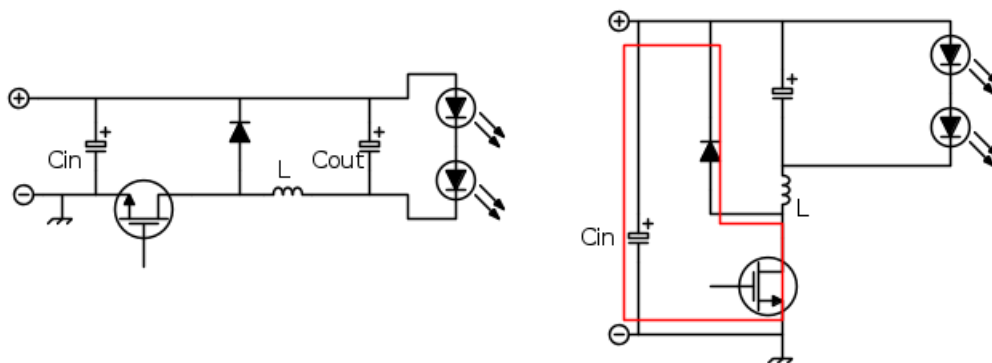


La soluzione mostrata in B tuttavia non puo' in generale essere impiegata e soprattutto in questa applicazione perche' la tensione di uscita, rispetto alla tensione di alimentazione si trova a variare di V_{in} alla frequenza di 100kHz. Poiche' il carico e' esteso e non schermato, utilizzare questo schema e' un ottimo modo di generare quantita' enormi di disturbi. Le tensioni ai capi del carico, rispetto alla tensione di riferimento, sono mostrate nella figura seguente: mentre la tensione differenziale sul carico $V_1 - V_2$ e' sempre corretta, la tensione di *modo comune* sul carico varia di oltre 300V con fronti molto ripidi.



Per evitare di emettere troppi disturbi, pur mantenendo il mos in posizione lo side, e' necessario modificare ulteriormente lo schema in modo da avere la tensione di modo comune in uscita stabile.

Questo si ottiene mantenendo ininterrotto il collegamento fra positivo dell'ingresso e dell'uscita, come mostrato nello schema a sinistra, dove il carico è rappresentato con due soli led al posto dei reali 80.



Lo schema a destra rappresenta lo stesso circuito disegnato in un altro modo, in cui si mette in evidenza, in rosso, l'area intorno alla quale scorre la corrente impulsata, quindi sorgente di rumore elettromagnetico, mentre i led, che sono lontani dal circuito di alimentazione, non sono attraversati da corrente pulsante e sono riferiti al potenziale fisso dell'alimentazione positiva. Nella realizzazione l'area evidenziata deve essere mantenuta la più piccola possibile.

Anche in questa versione il circuito continua ad essere un normale buck, per il quale valgono le equazioni e gli stress di tutti gli altri buck.

Scelta del mos

Il mos viene scelto in base a due o tre parametri principali:

- Massima tensione di lavoro
- Resistenza fra drain e source quando è acceso (r_{DSon})

La cosa curiosa nella scelta di un mos è che di solito non interessa la massima corrente che il mos può supportare. Questo succede perché la specifica sulla resistenza on è molto più stringente della corrente massima che scorre nel circuito.

Per applicazioni a tensioni minori è anche possibile specificare la tensione gate source di accensione. Esistono mos normali che richiedono 10V di tensione gate-source per la piena accensione, oppure logic level che sono accesi con soli 5V. Ai livelli di tensione in gioco in questo progetto non vi sono facilmente disponibili mos logic level.

Inoltre in questo progetto si utilizzerà un integrato di controllo alimentato a 12V circa che contiene già il mos driver, e quindi il mos può essere standard, con tensione gate-source per la piena accensione pari ad almeno 10V. I mos di tipo logic-level sono comodi da usare quando, in applicazioni a bassa tensione, vengono pilotati direttamente dalla logica, ma sono più sensibili

ai disturbi, non si trovano in tutte le varietà in cui sono prodotti i mos normali e comunque spesso è necessario inserire fra logica e mos un driver per ottenere la loro velocità propria di commutazione.

La massima tensione che un mos si trova a dover sopportare in un buck è pari alla massima tensione di ingresso, in questo caso 354V. È quindi necessario scegliere un dispositivo da almeno 400V. Bisognerà anche prevedere una qualche forma di protezione all'ingresso dalla rete in modo da tagliare eventuali sovratensioni.

La resistenza on del mos determina la caduta di tensione sul mos acceso e quindi le perdite di conduzione. Il valore di questa resistenza si calcola come tutte le resistenze, rapporto fra tensione che cade sulla resistenza, quindi sul mos in conduzione e corrente massima che scorre nel dispositivo. La caduta di tensione sul mos è scelta dal progettista, in modo che sia una piccola frazione della tensione di ingresso così da non abbassare troppo il rendimento. Altra considerazione da fare è la potenza dissipata dal dispositivo: una potenza limitata permette ad esempio di usarlo senza dissipatore, semplificando la costruzione del circuito.

In questa applicazione la corrente massima (picco) dall'equazione (11) è di 425mA. La caduta di tensione potrebbe essere presa di 1V (valore molto piccolo, ma tanto le correnti sono piccole anche loro), e si ottiene una resistenza on **a caldo**, quando il transistor lavora, pari a

$$(21) \quad r_{DS_{on}} = \frac{1V}{425mA} = 2.4\Omega$$

La resistenza che si trova sui cataloghi è però quella a freddo, in quando è un numero più piccolo e quindi fa una migliore impressione. La resistenza a freddo per un mos ad alta tensione come quello che stiamo considerando in questo progetto può essere solo del 40% o 50% della resistenza a caldo con il silicio alla temperatura massima di lavoro.

A questo punto non sappiamo ancora la temperatura massima, ma se ci si mette nel caso peggiore si può dire che la resistenza a freddo deve essere circa il 40%-50% di quella trovata prima, e quindi avremo una resistenza a freddo, da cercare sul catalogo, dell'ordine di 1Ω.

Le specifiche del mos sono quindi: tensione di lavoro compresa fra 400V e 500V, resistenza on a freddo, quella che si trova su catalogo, di circa 1Ω. Componenti possibili sono ad esempio IRF730B [7] oppure IRF840B [8]: il primo ha una tensione massima di 400V, il secondo di 500V con resistenza leggermente minore, ma il secondo richiede una maggiore carica per accendersi e a pari pilotaggio impiega più tempo per commutare.

Scelta del diodo

Nei convertitori a commutazione il diodo viene scelto in funzione di queste specifiche

- Massima tensione inversa ai suoi capi
- Corrente media che lo attraversa

In un convertitore a commutazione, specie in modo continuo, il diodo deve essere a recupero veloce, in modo da non causare perdite e disturbi in fase di spegnimento. Detta diversamente: non bisogna neanche pensare per un momento di usare un 1N4007: un circuito switching un diodo del genere se lo mangia in un boccone e non sputa neanche gli ossicini :).

Nei convertitori switching, quando possibile si usano diodi Schottky perche' non hanno praticamente carica di recupero inverso, ma sono limitati a poche decine di volt. Ad alta tensione cominciano ad essere usati i diodi al carburo di silicio, anche loro tecnicamente diodi Schottky, ma con una caduta di tensione diretta dell'ordine di qualche volt.

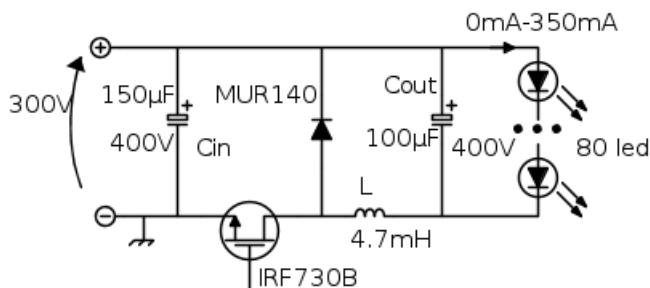
In questa applicazione si useranno dei diodi veloci a giunzione. La tensione che devono essere in grado di sopportare in polarizzazione inversa e` pari alla tensione di ingresso e quindi anche qui si va su 400V. La corrente *media* che passa nel diodo del buck e` pari a

$$(22) \quad \overline{I_D} = I_o(1 - D) = 350\text{mA}(1 - .72) = 100\text{mA}$$

dove si e` considerato il duty cycle minimo per avere il valore di massimo stress nel diodo. Il diodo da scegliere deve essere quindi ultrafast (da switching), tensione inversa 400V e corrente media di almeno 100mA. Diodi cosi` piccoli non se ne trovano facilmente, il minimo e` corrente media di 1A. Si hanno ad esempio UF4004 [9] (notare la UF non 1N) e MUR140 [10], entrambi da 400V, 1A e tempo di recupero inverso di 50ns.

Schema finale

A questo punto del dimensionamento si sono trovati lo schema e i valori dei componenti, indicati qui di seguito.



E` importante che i componenti siano adatti per utilizzo in circuiti a commutazione. Mentre tutti i MOS, se correttamente pilotati, sono estremamente veloci, i diodi devono essere di tipo super fast, i condensatori a bassa ESR... Per tutti i componenti sono stati indicati dei componenti commerciali che possono essere usati in questo tipo di circuito.

Nel prossimo articolo sara` studiato il controllo, si dovra` aggiungere al circuito di potenza una resistenza di sense, e si dovra` progettare anche il circuito di alimentazione della parte di controllo.

Bibliografia

- [1] Isidoro KZ [Luuunghe stringhe di led: alimentazione da rete?](#) Electroyou Dic. 2011.
- [2] Isidoro KZ [Luuunghe stringhe di led II: Alimentazione da rete?](#) ElectroYou Dic 2011.
- [3] EPSMA [Harmonic Current Emissions - Guidelines to the standard EN 61000-3-2](#) Revision date 2010-11-08
- [4] Murata [Bobbin type inductors - 1400 Series](#)
- [5] Cornell Dubilier [Condensatori Elettrolitici Serie 381EL](#)
- [6] International Rectifiers [Datasheet IRS21858SPBF](#) 2010
- [7] Vishay - Siliconix [Datasheet IRF730B](#)
- [8] Vishay - Siliconix [Datasheet IRF840B](#)
- [9] Fairchild Semi [Datasheet UF4004](#)
- [10] Onsemi [Datasheet MUR140](#)
- [11] Ste75 [Sensing di corrente con media](#) Forum di Electroyou, Marzo 2012



cmm_Luunghe3_LedStrip_1_Isidoro.JPG

Estratto da "<https://www.electroyou.it/mediawiki/index.php?title=UsersPages:Isidorokz:luuunghe-stringhe-di-led-iii-alimentazione-da-rete>"