



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Anno accademico 2011/2012

Laurea triennale in Ingegneria dell'Informazione

RADDRIZZATORI A DIODI

(DIODE RECTIFIERS)

Relatore: Meneghesso Gaudenzio

Candidato: Lago Nicolò

INDICE

1-Introduzione	Pag. 1
2-Raddrizzatori non controllati	Pag. 2
2.1-Raddrizzatore a singola semi-onda	Pag. 3
2.2-Raddrizzatore a doppia semi-onda	Pag. 7
2.3-Raddrizzatore a ponte monofase	Pag. 10
2.4-Raddrizzatore a ponte trifase	Pag. 11
2.5-Raddrizzatore esafase	Pag. 20
3-Raddrizzatori controllati	Pag. 25
4-Raddrizzatori semi-controllati	Pag. 26
5-Simulazioni	Pag. 27
5.1-Raddrizzatore a singola semi-onda	Pag. 27
5.2-Raddrizzatore a doppia semi-onda	Pag. 32
5.3-Raddrizzatore a ponte monofase	Pag. 35
5.4-Raddrizzatore a ponte trifase	Pag. 36
5.5-Raddrizzatore esafase	Pag. 41
6-Bibliografia	Pag. 43

1- INTRODUZIONE

In molteplici applicazioni si ha la necessità di convertire tensioni alternate in tensioni continue (conversione ac/dc). Basti pensare ai caricabatterie dei telefoni cellulari, agli alimentatori per personal computer e alla maggior parte degli elettrodomestici in casa. In ambito industriale si ha necessità di regolare la velocità dei motori nei vari macchinari (come possono essere i treni elettrici) e altri molti esempi ancora.

Tutti questi dispositivi richiedono di essere alimentati a tensione continua (costante nel tempo), ma tutti sappiamo che nelle nostre case le prese di tensione sono alimentate a tensione alternata (230V-50Hz). I raddrizzatori (o convertitori ac/dc) servono appunto a compiere questa trasformazione\conversione da tensione alternata a tensione continua.

Esistono molti tipi di raddrizzatori, differenti per complessità ed applicazione, ed in questo documento vedremo il funzionamento dei raddrizzatori a diodi che possiamo suddividere principalmente in 3 categorie (anticipando che analizzeremo solo la prima):

- raddrizzatori non controllati
- raddrizzatori controllati
- raddrizzatori semi-controllati

2- RADDRIZZATORI NON CONTROLLATI

Il principio di funzionamento di questi raddrizzatori è basato sui diodi di cui una generale caratteristica tensione corrente è riportata in figura 2.

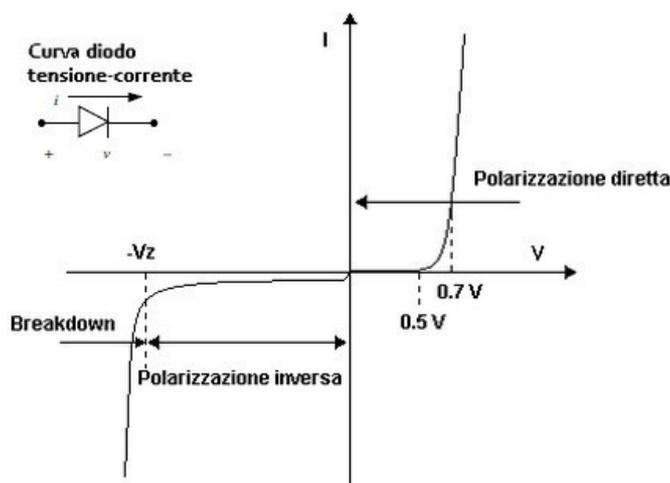


figura 2

Con un'approssimazione lineare a tratti possiamo rappresentare il diodo come un circuito aperto per tensioni minori di una certa tensione di soglia V_{ON} (ad esempio $0,7\text{V}$). Mentre lo possiamo rappresentare come un generatore ideale di tensione pari a V_{ON} per tensioni maggiori di tale soglia (si può migliorare tale approssimazione ma non influirebbe di molto le nostre analisi).

Senza entrare nello specifico di questo dispositivo e per dare un'immediata idea del suo comportamento diciamo che la caratteristica che lo rende il cuore dei nostri raddrizzatori è che permette il passaggio di corrente in un'unica direzione (il che spiega il suo simbolo asimmetrico).

Un piccolo accorgimento va comunque posto riguardo alla tensione di Zener V_Z che impone un limite alla tensione inversa da applicare al diodo. Infatti superato questo limite il diodo, a seconda della tipologia, può iniziare a condurre corrente nel verso opposto oppure bruciarsi compromettendo in ogni caso il funzionamento del nostro circuito raddrizzatore.

2.1-Raddrizzatore a singola semi-onda

Questo raddrizzatore è molto semplice. È realizzato tramite un unico diodo più un condensatore di filtraggio connessi come in figura 2.1.1.

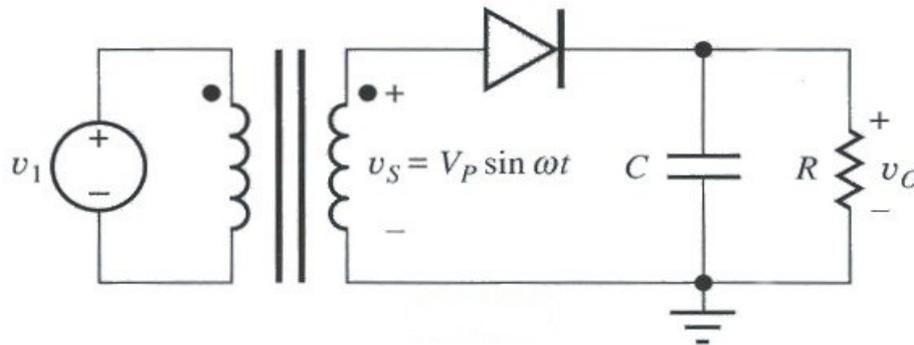


figura 2.1.1

Mentre in figura 2.1.2 si vede il circuito equivalente nel caso il diodo sia in conduzione ($v_s > V_{ON}$) e nel caso il diodo sia interdetto ($v_s < V_{ON}$).

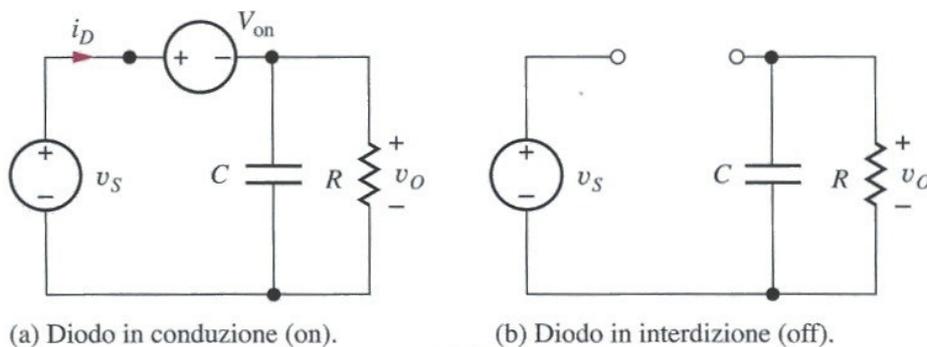


figura 2.1.2

Il seguente grafico (figura 2.1.3) mostra l'andamento della tensione di uscita v_o nel tempo. Si osserva che l'uscita segue la tensione d'ingresso (a meno di V_{ON}) fino al valore di picco $V_P - V_{ON}$. Nel frattempo il condensatore di filtraggio funziona da accumulatore, ovvero scorre una corrente i_C che carica il condensatore con conseguente variazione della tensione d'uscita. Quando l'ingresso scende al di sotto del valore di picco, il diodo passa in interdizione poiché, a causa del condensatore che si scarica lentamente rispetto alla variazione dell'ingresso, la tensione del diodo $v_d = v_s - v_o$ è minore di V_{ON} .

Quando il diodo è OFF l'uscita è determinata unicamente dalla tensione del condensatore che si scarica sulla resistenza R.

Il condensatore si scarica con legge esponenziale fino a che la differenza $v_s - v_o$ torna maggiore di V_{ON} . A questo punto il diodo si riaccende tornando a caricare il condensatore seguendo l'andamento dell'ingresso nuovamente fino al valore di picco, e così via.

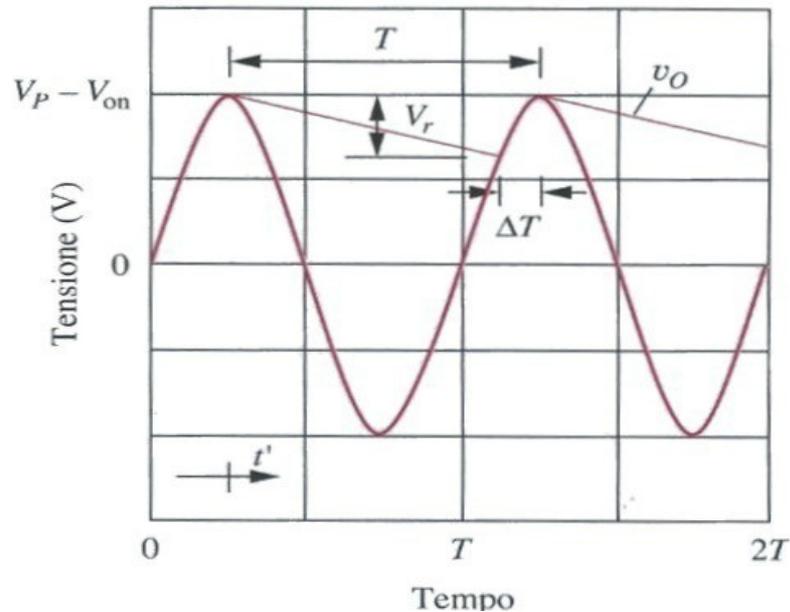


figura 2.1.3

In regime di funzionamento il diodo rimane acceso per un periodo ΔT in cui avviene la fase di carica e la tensione di uscita passa dal suo valore minimo al suo valore massimo. Un buon raddrizzatore fa sì che l'oscillazione residua V_R (tensione di ripple) sia la più piccola possibile, o per lo meno un'oscillazione che permetta il corretto funzionamento del carico utilizzatore.

Di seguito vengono ricavati i parametri principali che caratterizzano il funzionamento di questo primo circuito. In fase di progetto l'utilizzatore imporrà una V_o , un valore massimo di V_R e una resistenza di ingresso R. Sarà compito del progettista scegliere opportunamente il condensatore C e l'opportuno diodo.

L'espressione dell'uscita nel periodo di interdizione è rappresentata dalla scarica del condensatore

$$v_o(t) = (V_P - V_{ON}) \exp\left(-\frac{t - T/4}{RC}\right)$$

che valutata nell'istante $t = T + T/4 - \Delta T$ diventa:

$$v_o\left(T + \frac{T}{4} - \Delta T\right) = (V_P - V_{ON}) \exp\left(-\frac{T - \Delta T}{RC}\right)$$

Quindi la tensione di ripple è:

$$V_R = (V_P - V_{ON}) - v_o\left(T + \frac{T}{4} - \Delta T\right) = (V_P - V_{ON}) \left(1 - \exp\left(-\frac{T - \Delta T}{RC}\right)\right)$$

Per avere V_R piccolo, allora si deve avere $T - \Delta T$ molto minore del prodotto RC . Inoltre se V_R è piccola allora deve essere $T \gg \Delta T$. Ipotesi valide con una scelta di C sufficientemente grande (che ricordiamo essere il parametro del progettista).

Allora l'espressione si può semplificare usando lo sviluppo in serie di Taylor al primo ordine dell'esponenziale (che spiega l'andamento rettilineo nel grafico) che porta ad avere:

$$\boxed{V_R \approx (V_P - V_{ON}) \frac{T}{RC}}$$
 Che dice che per ridurre il ripple si deve aumentare la capacità C .

Per determinare l'intervallo di conduzione ΔT possiamo valutare l'espressione $v_s(t) - v_o(t)$ che sappiamo valere V_{ON} per $t = T + T/4 - \Delta T$. Quindi risulta:

$$V_P \sin\left(\omega\left(T + \frac{T}{4} - \Delta T\right)\right) - (V_P - V_{ON}) \exp\left(-\frac{T - \Delta T}{RC}\right) = V_{ON}$$

Ricordando che $\omega = 2\pi/T$ e che $V_R = (V_P - V_{ON}) \left(1 - \exp\left(-\frac{T - \Delta T}{RC}\right)\right)$ possiamo riscrivere:

$$V_P \sin\left(2\pi + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi \Delta T}{T}\right) - (V_P - V_{ON}) + V_R = V_P \cos\left(\frac{2\pi \Delta T}{T}\right) - (V_P - V_{ON}) + V_R = V_{ON}$$

Se vale $T \gg \Delta T$ allora possiamo sviluppare la funzione coseno al secondo ordine, quindi:

$$V_P \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi \Delta T}{T}\right)^2\right] - (V_P - V_{ON}) + V_R \approx V_{ON} \quad \text{Implica: } \boxed{\Delta T \approx \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2V_R}{V_P}}}$$

Si può notare che aumentando la capacità C si riduce sia il ripple sia l'intervallo di conduzione del diodo.

Altro parametro importante di cui tenere conto sono i picchi di corrente che attraversano il

diodo durante gli intervalli di carica del condensatore secondo la legge $i_c(t) = C \frac{dv_c}{dt}$ (vedi

figura 2.1.4). Anche se questi picchi di corrente non compaiono nell'uscita è necessario

tenerne conto poiché queste correnti scorrono attraverso il diodo che deve essere dimensionato appositamente per funzionare sotto queste condizioni senza intaccare l'integrità del circuito consentendo il funzionamento dell'utilizzatore per il quale è stato dimensionato.

Essendo ΔT piccolo possiamo approssimare la curva con il triangolo di figura 2.1.4.

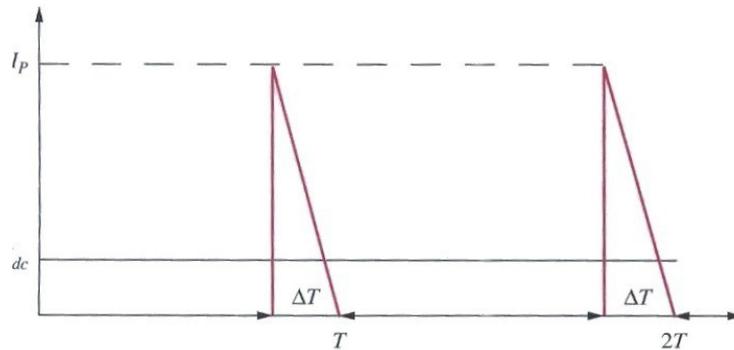


figura 2.1.4

La carica accumulata nel periodo di carica è $Q = C \Delta v_c = C V_R$.

Inoltre ricordiamo che $Q = \int_{\Delta T} i_c(t) dt = \frac{I_p \Delta T}{2}$ ed eguagliamo le due espressioni:

$$I_p = \frac{2V_R C}{\Delta T} \approx 2 \left(\frac{V_P - V_{ON}}{R} \right) \frac{T}{\Delta T}$$

Quindi riducendo l'intervallo di conduzione si aumenta notevolmente l'intensità dei picchi di corrente che il diodo deve essere in grado di sostenere ponendo un limite massimo sulla scelta della capacità C.

Esiste inoltre un altro problema legato alla corrente, ovvero la corrente di spunto che avviene quando il nostro convertitore ac/dc inizia a lavorare. Ipotizzando questo istante coincidente col tempo $t = 0$ abbiamo che:

$$i_d(t) = i_c(t) \approx C \frac{dv_s(t)}{dt} = C \frac{d}{dt} [V_P \sin(\omega t)] = \omega C V_P \cos(\omega t)$$

Quindi la corrente di spunto è ($t = 0$): $I_{SP} = \omega V_P C$ che può risultare anche diverse volte più grande della corrente di picco (a seconda della scelta di C: se C quadruplica, I_p raddoppia mentre I_{SP} quadruplica). Si noti inoltre il legame di proporzionalità diretta con la frequenza.

Questo si può spiegare osservando che a parità di carica da accumulare in C, più breve è il tempo di carica e più corrente necessita il fenomeno.

Un altro fattore di cui tenere conto è la potenza dissipata dal diodo (in certi casi trascurabile, in altri fonte di problemi di temperatura). In questo caso conviene considerare un modello circuitale più accurato che tenga conto di una resistenza R_S in serie al generatore V_{ON} .

Per il calcolo si può usare la semplificazione a triangolo della corrente vista prima:

$$P_D = \frac{1}{T} \int_0^T v_D(t) i_D(t) dt \approx \frac{1}{T} \int_{\Delta T} V_{ON} i_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\Delta T} R_S i_D^2(t) dt = V_{ON} \frac{\Delta T}{2T} I_P + R_S \frac{\Delta T}{3T} I_P^2$$

Si vede dunque che per ridurre la potenza dissipata si deve cercare di ridurre la corrente di picco.

Un'ultima nota progettuale riguarda il picco di tensione inversa (PIV), ovvero la massima tensione inversa che deve sostenere il diodo evitando di andare in breakdown. Sapendo che la tensione sul diodo è $v_o - v_s$, si vede graficamente che $PIV = 2V_P$.

2.2 Raddrizzatore a doppia semi-onda

Il circuito mostrato in figura 2.2.1 rappresenta il circuito del raddrizzatore a doppia semi-onda.

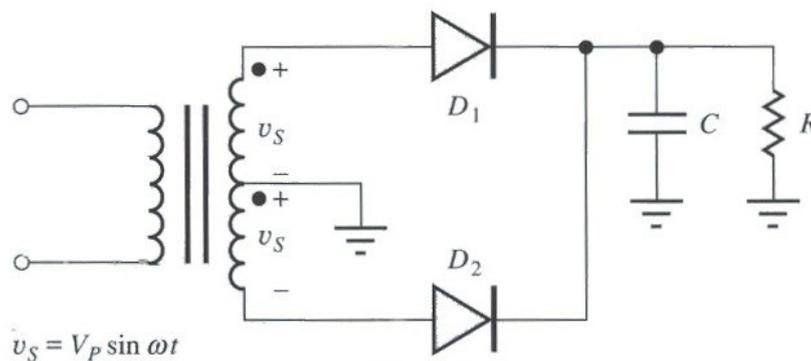


figura 2.2.1

La differenza principale rispetto al caso precedente sta nell'uso di un trasformatore a presa centrale che deve fornire ai capi del secondario una tensione (riferita ai valori di picco) doppia rispetto all'uscita.

Questo perché, come si vede dai circuiti equivalenti di figura 2.2.2 e 2.2.3, si può pensare il

raddrizzatore a doppia semi-onda, come due raddrizzatori a singola semi-onda che operano con 2 ingressi sfasati di 180° , facendo operare i due diodi in modo alternato ciascuno per un ΔT relativo ad un semi-periodo.

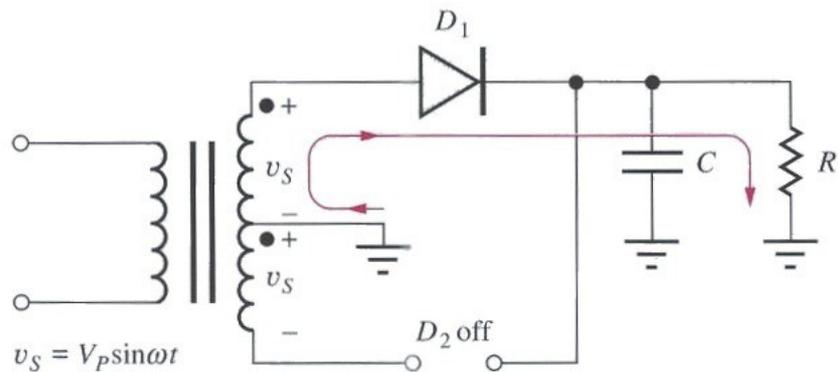


figura 2.2.2

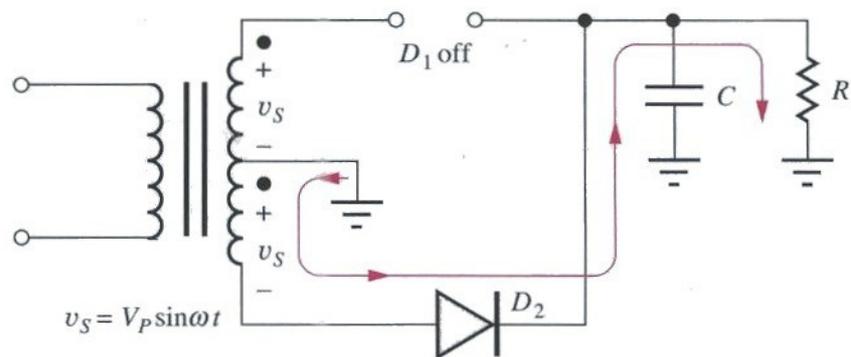


figura 2.2.3

L'effetto immediato, che si può scorgere dal grafico di figura 2.2.4, è che il tempo intercorso tra un'accensione di un diodo e la successiva si è ridotto di un fattore due (da T a $T/2$) come pure il tempo di conduzione di un singolo diodo (un semi-periodo sì ed uno no).

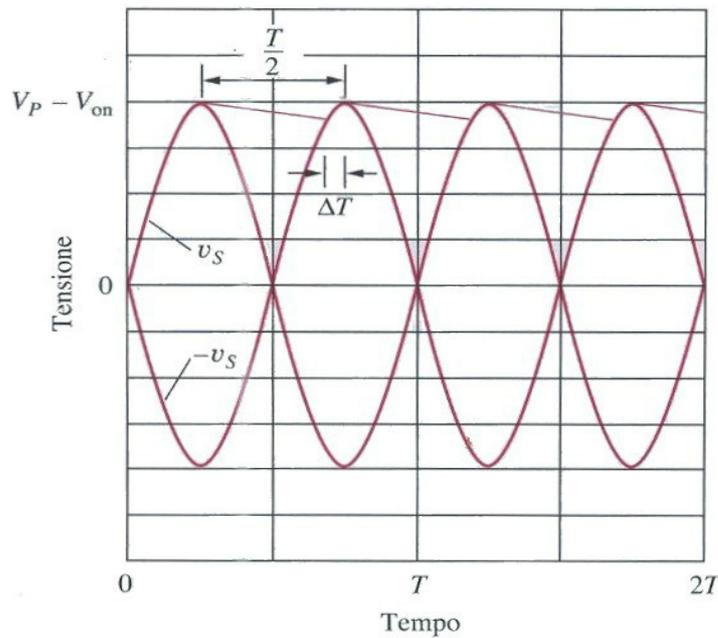


figura 2.2.4

L'analisi delle prestazioni risulta perfettamente analoga al caso precedente dove si possono calcolare i seguenti parametri:

- $V_R = \frac{V_P - V_{ON}}{R} \frac{T}{2C}$ Quindi a parità di V_R si utilizza una capacità C dimezzata.

-I parametri ΔT (a parità di V_R) e PIV rimangono invariati

-quindi, avendo un condensatore grande la metà, si riesce a dimezzare la corrente di picco (riducendo considerevolmente la potenza dissipata dai due diodi)

$$I_P = \frac{V_R C}{\Delta T}$$

Dunque, paragonando questa soluzione con la precedente, in fase di progettazione, a parità di prestazioni ai fini dell'utilizzatore quest'ultima soluzione circuitale porta il grosso vantaggio di poter utilizzare un condensatore grande la metà, rispetto ad un circuito a singolo diodo, con conseguente riduzione di un fattore 2 delle correnti di picco e di spunto. Tutto questo a patto di utilizzare due diodi al posto di uno e impiegando un trasformatore a presa centrale.

2.3 Raddrizzatore a ponte monofase

La figura 2.3.1 mostra un raddrizzatore a ponte realizzato con 4 diodi funzionanti alternativamente a coppie, come mostrato negli schemi equivalenti di figure 2.3.2 e 2.3.3, nel rispettivo semi-periodo con v_S rispettivamente minore o maggiore di zero.

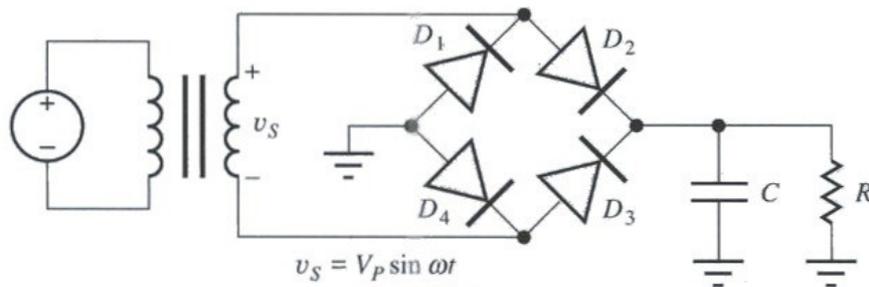


figura 2.3.1

Osservando bene le seguenti figure si può vedere come questo schema non introduca alcuna difficoltà aggiuntiva nella comprensione di questo raddrizzatore, essendo tale funzionamento identico allo schema a doppia semionda.

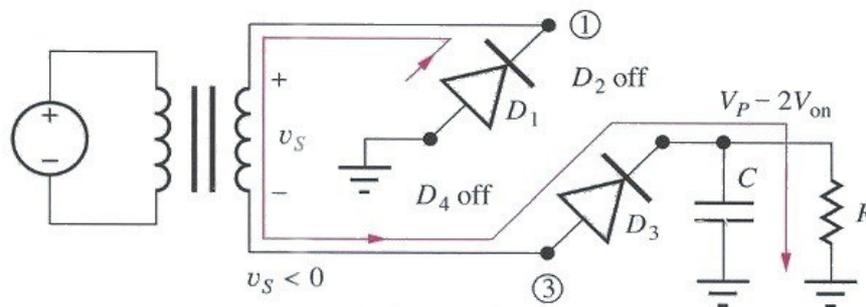


figura 2.3.2

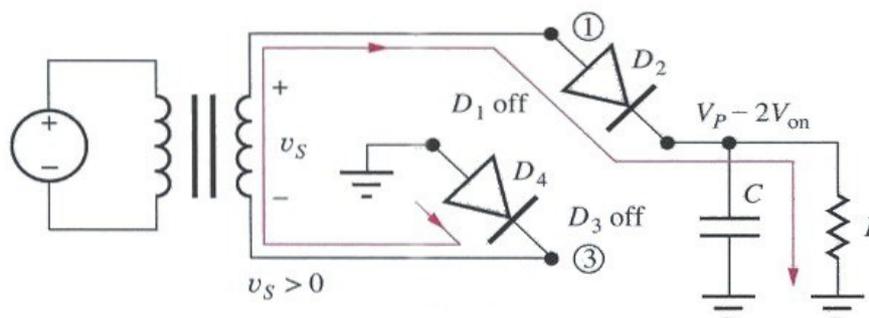


figura 2.3.3

Le espressioni dei vari parametri risultano analoghe al caso precedente con gli stessi vantaggi sulla capacità e sulla corrente di picco, tenendo presente che il valore massimo che può raggiungere l'uscita non è più V_{ON} ma $2V_{ON}$ (certamente trascurabile per tensioni di centinaia di volt, rilevante in casi a basse alimentazioni: es. 5,12V, ecc.).

Oltre al vantaggio di non dover utilizzare un trasformatore a presa centrale, la differenza principale dal caso precedente è di avere un $PIV = V_p$, ossia dimezzato (rilevante in caso di raddrizzatori a tensioni elevate).

Questi primi tre circuiti sono perfettamente equivalenti tra loro e la scelta dell'uno rispetto all'altro dipende dalle utenze e dalle scelte del progettista.

2.4 Raddrizzatore a ponte trifase (o a 6 impulsi)

Questi tipi di raddrizzatori trovano il loro impiego sia in applicazioni a media tensione, dove possono venire usati singolarmente, sia in applicazioni di grande potenza dove vengono interconnessi tra loro per creare raddrizzatori a 12, 18 o 24 impulsi (30 o più impulsi non vengono utilizzati per il ridotto aumento di prestazioni). Il parlare di impulsi è legato al numero di diodi che formano il raddrizzatore o più precisamente alle componenti (quasi impulsive) di corrente che tali diodi introducono (come vedremo nell'analisi che segue).

I raddrizzatori visti fin'ora soddisfano il bisogno della semplicità circuitale, ma richiedono l'uso di filtri che a tensioni elevate possono diventare onerosi.

In applicazioni a media e alta tensione invece si cercano soluzioni che riducano il costo dei raddrizzatori, in particolare si cerca di eliminare l'uso di filtri LC, sia per quanto riguarda la riduzione del ripple, sia per quanto riguarda l'eliminazione delle armoniche di ordine superiore nella corrente in linea (a monte del trasformatore che alimenta il circuito) che possono causare perdite di efficienza nei trasformatori, perdite di potenza in linea, elevate correnti nel conduttore di neutro e altri fenomeni indesiderati.

Uno schema semplificato del raddrizzatore trifase può essere il seguente (figura 2.4.1):

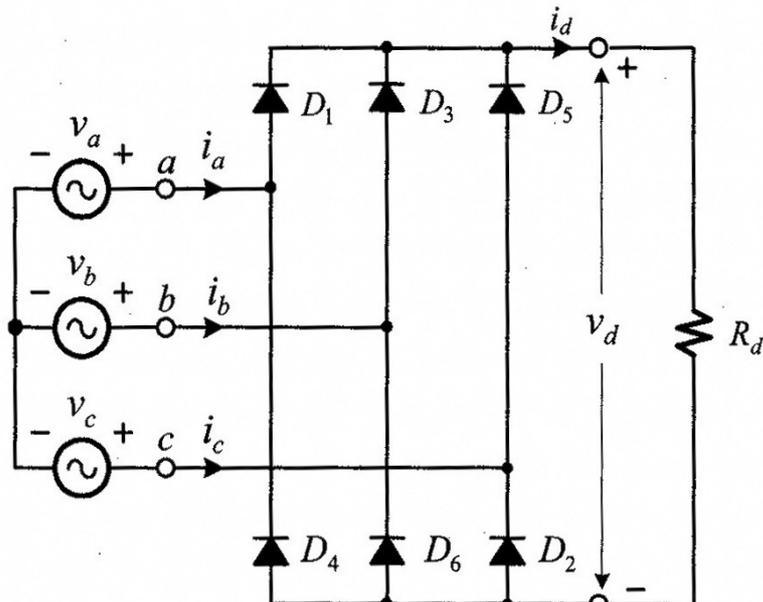


figura 2.4.1

Dove le tensioni $v_a(t)=V\sin(\omega t)$, $v_b(t)=V\sin(\omega t - 2\pi/3)$, e $v_c(t)=V\sin(\omega t - 4\pi/3)$, sono le tensioni di fase al secondario del trasformatore.

Nell'analisi del circuito assumeremo che ogni diodo mostrato in figura possa sostituire due o più diodi in serie (per ridurre il PIV di ogni diodo). Inoltre assumeremo i diodi ideali, ovvero senza caduta di tensione V_{ON} , certamente trascurabile in media e alta tensione.

Il principio di funzionamento è simile a quello del ponte monofase, infatti la conduzione avviene a coppie di diodi: istante per istante si trova in conduzione il diodo il cui anodo è a potenziale superiore per quanto riguarda D_1 , D_3 e D_5 ; mentre conduce il diodo con il catodo a potenziale inferiore per quanto riguarda D_2 , D_4 e D_6 .

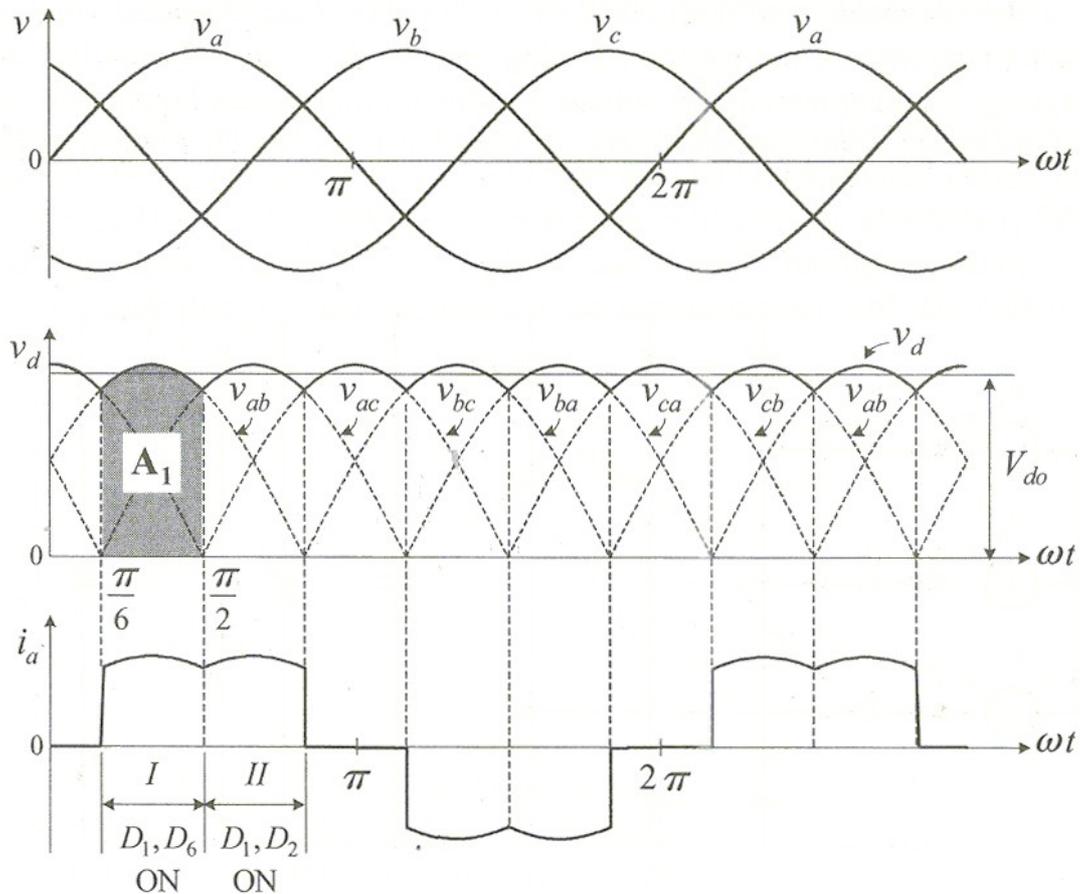


figura 2.4.2

Osservando dunque il primo grafico di figura 2.4.2, che mostra l'andamento delle tensioni stellate di alimentazione, si può facilmente dedurre che la sequenza di coppie di diodi in conduzione è la seguente:

$D_1 D_6 - D_1 D_2 - D_3 D_2 - D_3 D_4 - D_5 D_4 - D_5 D_6 - D_1 D_6 - \dots$ e così via.

Per quanto riguarda la tensione di uscita V_D non bisogna guardare le tensioni stellate ma bensì le tensioni concatenate: $v_{ab}(t) = v_a(t) - v_b(t) = V_p \sin(\omega t + \pi/6)$, $v_{bc}(t) = V_p \sin(\omega t - \pi/2)$ e $v_{ca}(t) = V_p \sin(\omega t - 7\pi/6)$; con $V_p = \sqrt{3} V$.

Il secondo grafico di figura 2.4.2 mostra infatti l'andamento dell'uscita che segue istante per istante la più grande, in valore assoluto, tra le tensioni concatenate.

Per comprendere quanto detto si ipotizzi di avere i diodi D_1 e D_6 accesi (corto circuito come schema equivalente), mentre tutti gli altri sono interdetti (circuiti aperti). In questo caso si ha un raddrizzatore a singola semi-onda (anche se composto da 2 diodi) alimentato da una

tensione pari a $v_a - v_b = v_{ab}$.

In questo caso di funzionamento ideale si può facilmente calcolare la tensione di ripple V_R del raddrizzatore di figura 2.4.1 (senza capacità di carico)

$$V_R = V_P \left(1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6}\right) \right) \approx 0,134 V_P \quad \text{dove } V_P \sin(\pi/2 + \pi/6) \text{ è il valore minimo in uscita.}$$

Altrettanto facilmente si può calcolare il valore medio dell'uscita V_{D0} osservando che $A1$ è l'area sottesa a v_{ab} nell'intervallo compreso tra $\pi/6$ e $\pi/2$:

$$V_{D0} = \frac{AI}{\pi/2 - \pi/6} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_P \sin(\omega t + \pi/6) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} V_P \approx 0,955 V_P$$

Volendo ora aggiungere un condensatore C_d come in figura 2.4.3 (trascuriamo L_s), possiamo sfruttare i risultati precedenti per determinare la nuova tensione di ripple, sapendo che l'andamento dell'uscita sarà analogo a quelli già visti in precedenza.

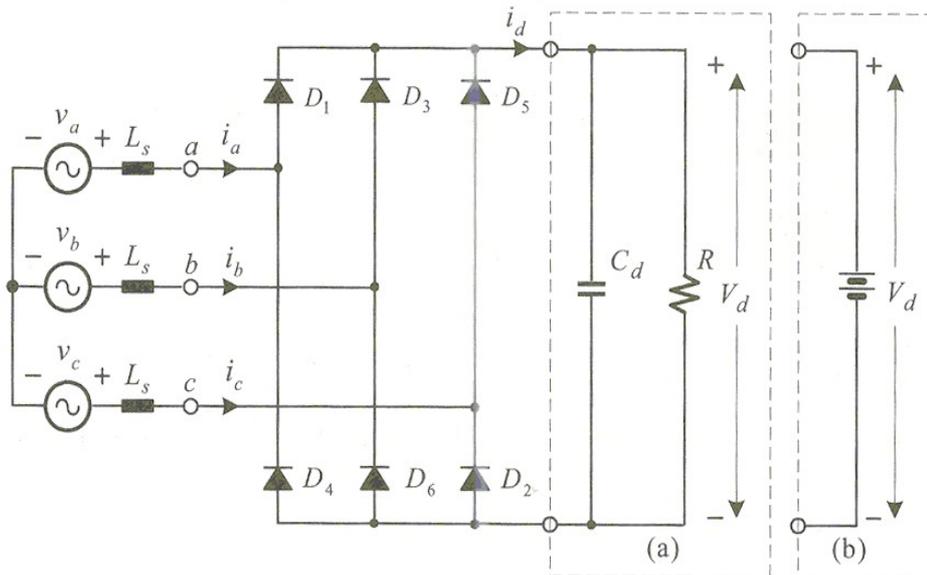


figura 2.4.3

Infatti facendo un confronto con il primo raddrizzatore preso in esame possiamo notare come il periodo di scarica nel ponte trifase sia in buona misura un sesto del raddrizzatore a singola semi-onda.

Quindi a parità di capacità C , dovremmo trovare una tensione di ripple sei volte più piccola.

La scarica del condensatore formula $v_d(t) = V_{Pexp} \left(-\frac{t}{RC} \right)$ per $0 < t < T/6 - \Delta T$ tale che $v_d(0) = V_P$.

Valutando l'equazione per $t = T/6 - \Delta T$ ed effettuando lo sviluppo dell'esponenziale otteniamo:

$$v_d\left(\frac{T}{6} - \Delta T\right) = V_P \exp\left(-\frac{T/6 - \Delta T}{RC}\right) \approx V_P \left(1 - \frac{T/6 - \Delta T}{RC}\right) \approx V_P \left(1 - \frac{T}{6CR}\right) \text{ che mi da una}$$

tensione di ripple $V_R \approx \frac{V_P T}{R 6C}$.

In modo analogo si può dimostrare che a parità di capacità C si riduca di un fattore sei l'intervallo ΔT . Mentre a parità di ripple si riduce di un fattore 6 l'intensità dei picchi di corrente dovuti alla carica del condensatore.

(A parità di prestazioni col primo circuito in esame abbiamo ridotto C di un fattore 6 e conseguentemente le varie correnti di picco e di spunto).

Analizziamo ora gli effetti introdotti dalle induttanze L_S (fin ora trascurate) che per semplicità sintetizzano tutti i fenomeni induttivi del circuito (vedi figura 2.4.3).

Ricordiamo che analogamente ad un condensatore un induttore è un elemento reattivo e (per dualità) porta a fenomeni transitori legati alle correnti.

Il grafico di figura 2.4.4 mostra gli andamenti delle correnti di fase e di uscita nel tempo. Si noti che la corrente di uscita coincide con le correnti di fase istante per istante, ponendo attenzione al verso (o banalmente al segno) della corrente volta per volta.

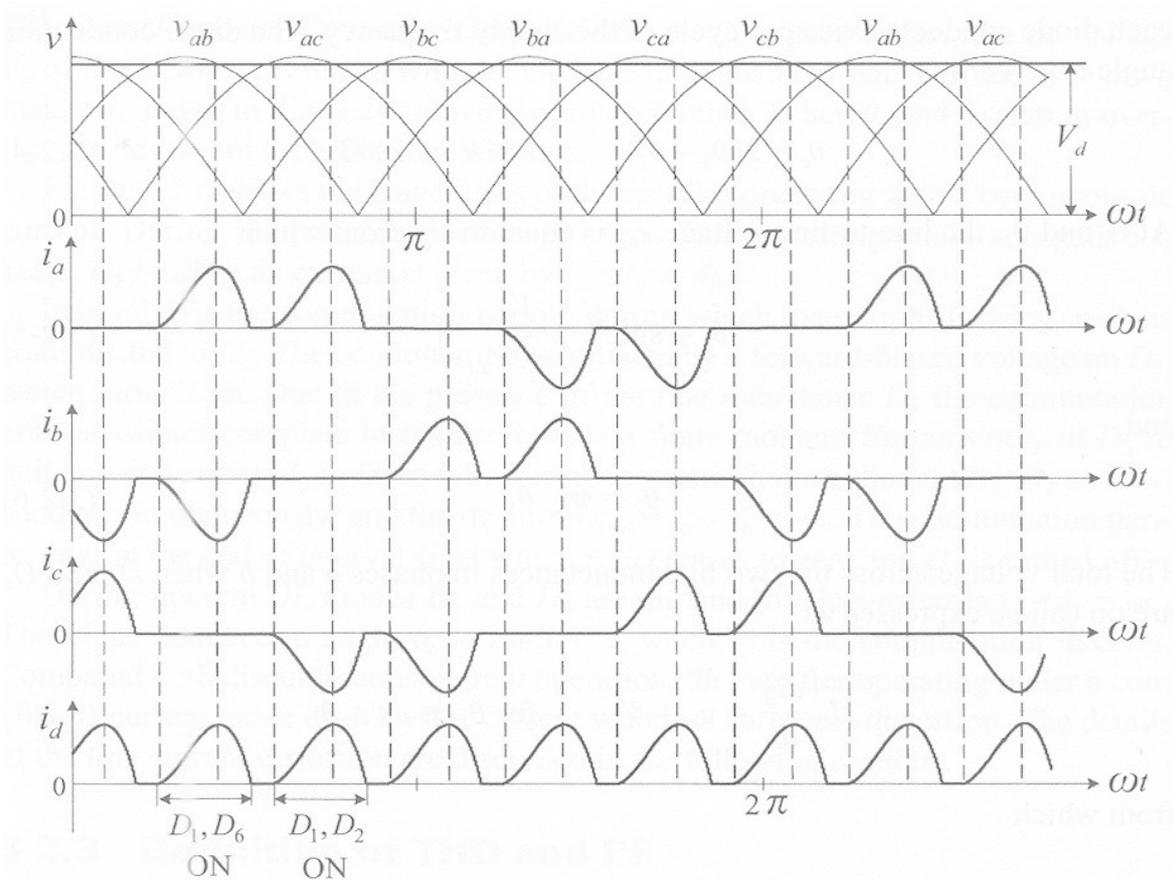


figura 2.4.4

Si noti innanzitutto che mentre la tensione di uscita può essere considerata continua (basta avere C_d sufficientemente elevata), la corrente è assolutamente discontinua (si osservino i 6 contributi in un periodo).

Inoltre, aumentando la corrente richiesta dal carico, si ha un aumento delle correnti di fase e dunque un aumento della caduta di tensione sulle induttanze L_S che porta automaticamente una riduzione della tensione di uscita V_D .

Studiamo ora queste correnti più in dettaglio osservando il grafico in figura 2.4.5 dove l'andamento della corrente di uscita è dato in funzione dell'angolo θ . Questo è per poter determinare in via univoca (funzione periodica) i vari punti di interesse della curva e analizzare la curva stessa (non ne cambia la forma). Per poter passare da una scala angolare ad una temporale si ricorda che $\theta = \omega t$.

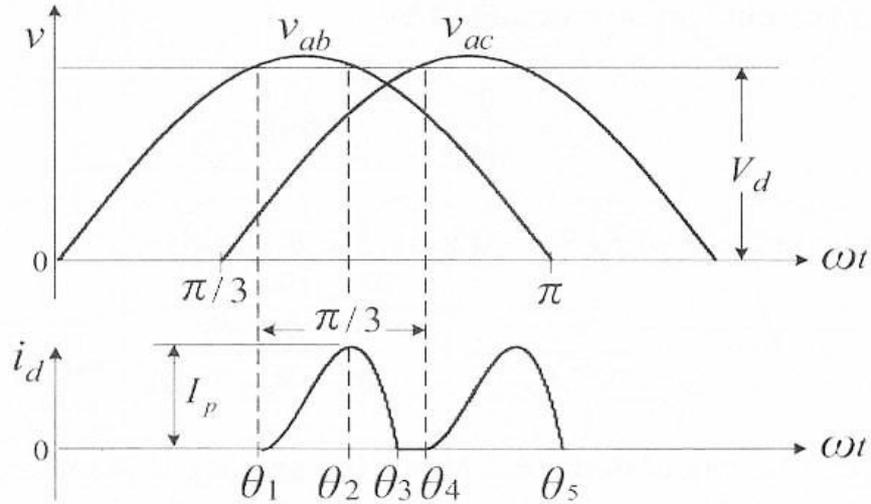


figura 2.4.5

Definiamo $v_s(t) = v_{ab}(t) - V_D$, dove v_s è la caduta di tensione sulla serie di due induttanze L_S viste tra i punti “a” e “b”, mentre V_D è l'uscita del raddrizzatore ipotizzandola equivalente ad un generatore ideale di tensione che sostituisce il carico R e la capacità C_d come mostrato in figura 2.4.2 (anche questa è un'approssimazione accettabile).

Nell'intervallo compreso tra θ_1 e θ_2 la tensione v_s è positiva e le induttanze L_S accumulano energia. La corrente i_d in questo lasso di tempo viene fornita dagli avvolgimenti del trasformatore v_a e v_b .

Nell'intervallo di tempo compreso tra θ_2 e θ_3 invece, la tensione v_s risulta negativa (la tensione V_D è imposta dalla capacità C) e quindi le induttanze di linea rilasciano l'energia accumulata sotto forma di corrente che fluisce al carico attraverso D_1 e D_6 .

Nell'intervallo compreso tra θ_3 e θ_4 v_s è ancora minore di zero e la scarica delle induttanze è terminata. La tensione di uscita è data ancora dal condensatore C_d e quindi le correnti di fase sono nulle.

Da θ_4 il fenomeno si ripete, non più attraverso D_1 e D_6 ma attraverso D_1 e D_2 .

ATTENZIONE: quanto detto fin'ora, e le valutazioni seguenti, valgono solo per una scelta di C_d sufficientemente elevata, tale da considerare la tensione V_R prossima allo zero e gli intervalli di carica del condensatore trascurabili e quindi i picchi di corrente di carica non compaiono in i_d (questo non vuol dire che non ci siano: sono compresi in i_d).

Per determinare analiticamente tale andamento definiamo θ_c l'angolo di conduzione di un

singolo diodo (periodo di conduzione misurato in radianti). Essendo la conduzione di ogni diodo relativa ad un terzo di periodo otteniamo subito la condizione: $0 \leq \theta_c \leq 2\pi/3$. Inoltre dalla figura 2.4.5 possiamo dire che $\theta_c = 2(\theta_1 - \theta_3)$.

Gli angoli θ_1 e θ_2 corrispondono alla pulsazione in cui $v_{ab} = V_D$. Dunque abbiamo:

$$V_P \sin(\theta_1) = V_D \text{ che porge } \theta_1 = \sin^{-1}(V_D/V_P) \text{ con } \theta_2 = \pi - \theta_1 \text{ e } \theta_4 = \theta_1 + \pi/3$$

Per calcolare θ_3 dobbiamo valutare la corrente i_d in funzione dell'angolo e porla uguale a zero.

Dalla legge che regola tensioni e correnti in un induttore possiamo scrivere:

$$v_s(t) = 2L_S \frac{di_d}{dt} = v_{ab} - V_D = V_P \sin(\omega t) - V_D \text{ e integrando in } d(\omega t) \text{ con } \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_3$$

otteniamo la corrente in funzione di θ :

$$i_d(\theta) = \frac{1}{2\omega L_S} \int_{\theta_1}^{\theta} V_P \sin(\omega t) - V_D d(\omega t) = \frac{1}{2\omega L_S} (V_P (\cos(\theta_1) - \cos(\theta)) + V_D (\theta_1 - \theta))$$

Il suo valore massimo può essere calcolato andando a valutare $i_d(\theta_2)$.

Per poter valutare l'angolo θ_3 bisogna porre la condizione $i_d(\theta_3) = 0$ che da la seguente relazione:

$$\frac{\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1)}{\theta_1 - \theta_3} = \frac{V_D}{V_P}$$

Si noti che i parametri θ_1 , θ_2 , θ_3 e θ_4 sono "indipendenti" dalle induttanze L_S e dipendono dai soli valori V_D e V_P .

Questo non è del tutto vero. Infatti abbiamo già fatto notare che la tensione V_D cala con l'aumentare della corrente i_d per via delle cadute di tensione su L_S . Dunque in modo analogo se aumenta L_S sempre per effetto della caduta di tensione su di essa V_D tenderà a calare.

Se osserviamo dunque il grafico di figura 2.4.5, ricordandone la descrizione fatta precedentemente, possiamo notare come al calare di V_D , gli angoli θ_3 e θ_4 si avvicinano tra loro fino al punto di sovrapporsi. Se questo accade avviene il fenomeno mostrato in figura 2.4.6 dovuto principalmente a due fenomeni: l'accensione anticipata dei diodi a causa della maggior differenza di potenziale; il dilungarsi del fenomeno di scarica dell'induttanza.

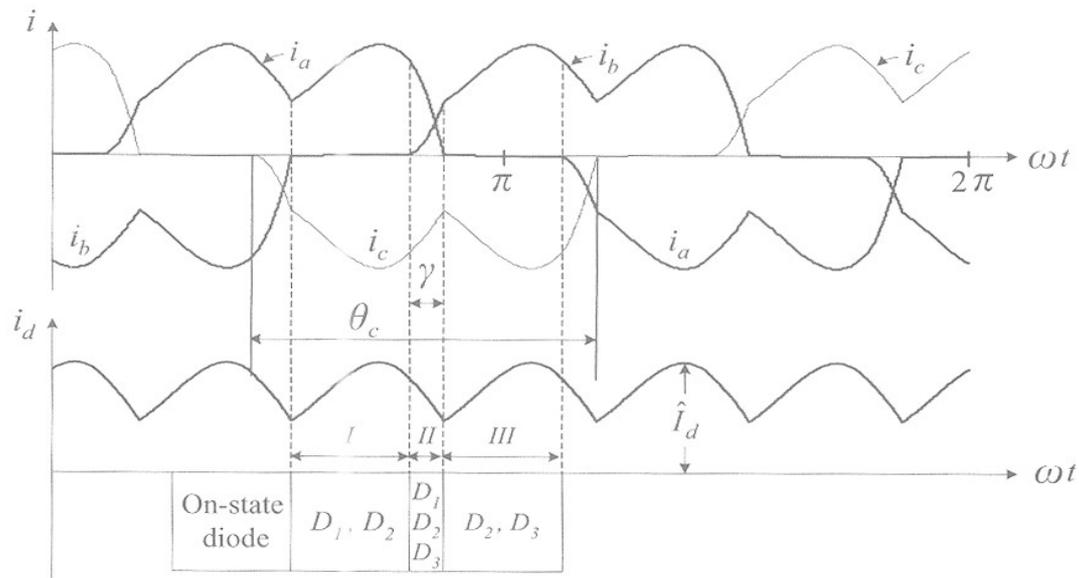


figura 2.4.6

Nella zona I la corrente fluisce attraverso i diodi D_1 D_2 e il suo valore è $i_d = i_a = -i_c$.

Nella zona II avviene la commutazione del diodo D_3 dato che il valore v_{bc} supera il valore di V_D , nello stesso tempo però continua ancora la scarica dell'induttanza di linea L_S forzando la corrente i_a attraverso il diodo D_1 . In questo caso la corrente i_d è $i_d = -i_c = i_a + i_b$.

Infine nella zona III abbiamo che la scarica si è esaurita e la corrente è $i_d = i_b = -i_c$ che fluisce attraverso i diodi D_2 e D_3 .

Questo fenomeno, apparentemente indesiderato poiché modifica il funzionamento ideale del circuito dato che la commutazione dei diodi viene ritardata (per quel che riguarda lo spegnimento) forzando la conduzione di tre diodi per volta, in realtà riduce in modo abbastanza naturale la discontinuità della corrente i_d e la relativa distorsione di armoniche immesse in linea come si può vedere nei grafici di figura 2.4.7.

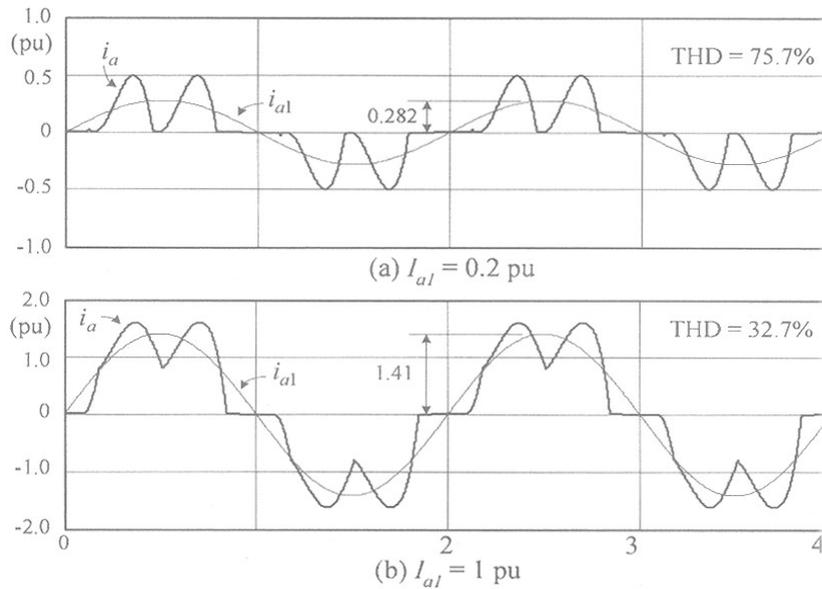


figura 2.4.7

Dove “pu (Per_Unit System)” implica il fatto che il valore di corrente è riferito ad un dato valore di corrente relativo al sistema in esame. E THD (TotalHarmonicDistortion) è un numero compreso tra zero e uno che sta ad indicare di quanto la corrente “differisce” dall'armonica principale.

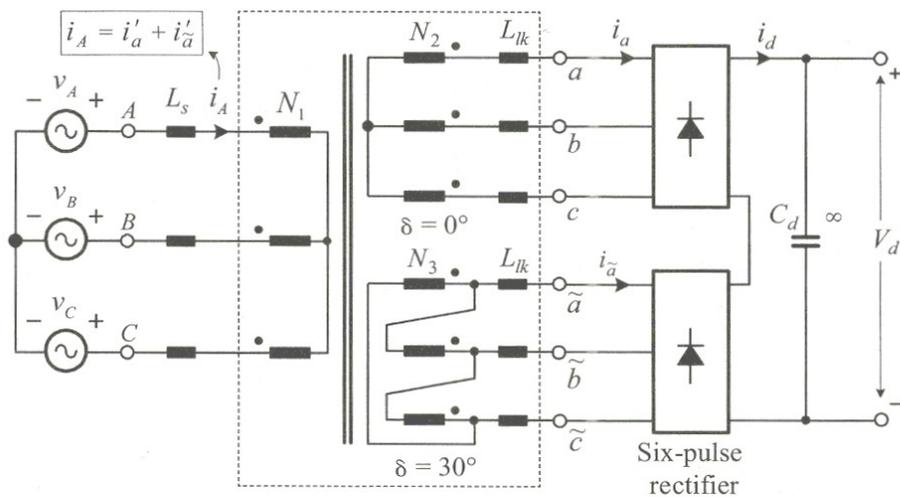
$$THD = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}}$$

Dove I_a è il valore efficace di $i_a(t)$ e I_{a1} è il coefficiente della prima armonica nello sviluppo in serie di Fourier.

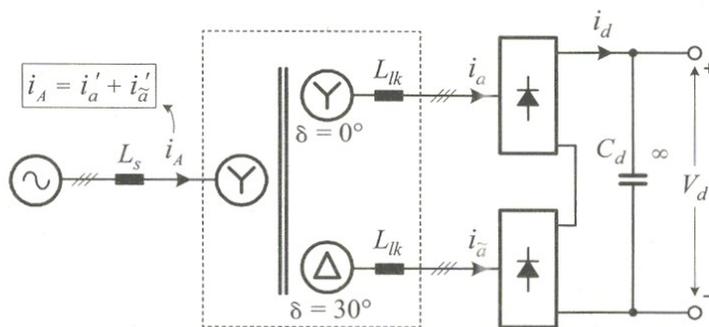
2.5 Raddrizzatore esafase (o a 12 impulsi)

Questo tipo di raddrizzatore è una naturale evoluzione del precedente, ovvero si possono collegare piuttosto semplicemente più raddrizzatori trifase, opportunamente sfasati, in serie tra loro realizzando sistemi a più impulsi (12-18-24). Nel caso esafase ogni raddrizzatore viene alimentato da un'alimentazione trifase, ognuna delle quali sfasata di $\pi/6$ (30°) dall'altra.

Questo schema è mostrato in figura 2.5.1 dove è evidenziato l'uso di un trasformatore con 2 avvolgimenti al secondario che forniscono in modo naturale lo sfasamento necessario.



(a) 12-pulse diode rectifier



(b) Simplified diagram

figura 2.5.1

I due raddrizzatori trifasi funzionano indipendentemente l'uno dall'altro, con tutte le considerazioni fatte precedentemente, e l'immediato risultato è una tensione d'uscita che è la somma delle uscite dei 2 ponti.

L'andamento dell'uscita è del tutto analogo a quello del caso monofase dove però il periodo che separa un picco dall'altro è dimezzato. Si può dunque, come per il sistema precedente,

calcolare il ripple di tale configurazione come: $V_R = V_P \left(1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{12}\right) \right) \approx 0,034 V_P$;

oppure in funzione dei parametri in gioco $V_R \approx \frac{V_P}{R} \frac{T}{12C}$.

Si noti che senza l'uso di alcun filtro si ottiene un ripple del 3,4% contro il 13,4% del solo trifase (1,5% con 18 impulsi; 0,9% con 24 impulsi; 0,5% con 30 impulsi).

Anche per quel che riguarda un eventuale condensatore in parallelo all'uscita le considerazioni sono del tutto analoghe: avendo dimezzato il periodo, a parità di ripple si ha un condensatore e una corrente di picco (corrente di carica del condensatore) dimezzati rispetto al ponte trifase; a parità di capacità C , invece, si dimezza il ΔT .

Anche per le varie correnti in gioco il ragionamento è del tutto analogo (ritardo di spegnimento diodi inclusa). L'unica e ovvia differenza sta nel fatto che ogni corrente di fase non contiene solo il contributo di 2 commutazioni ma 4 come mostrato nel grafico (a) di figura 2.5.2 ove si può vedere bene l'andamento della corrente di uscita i_d .

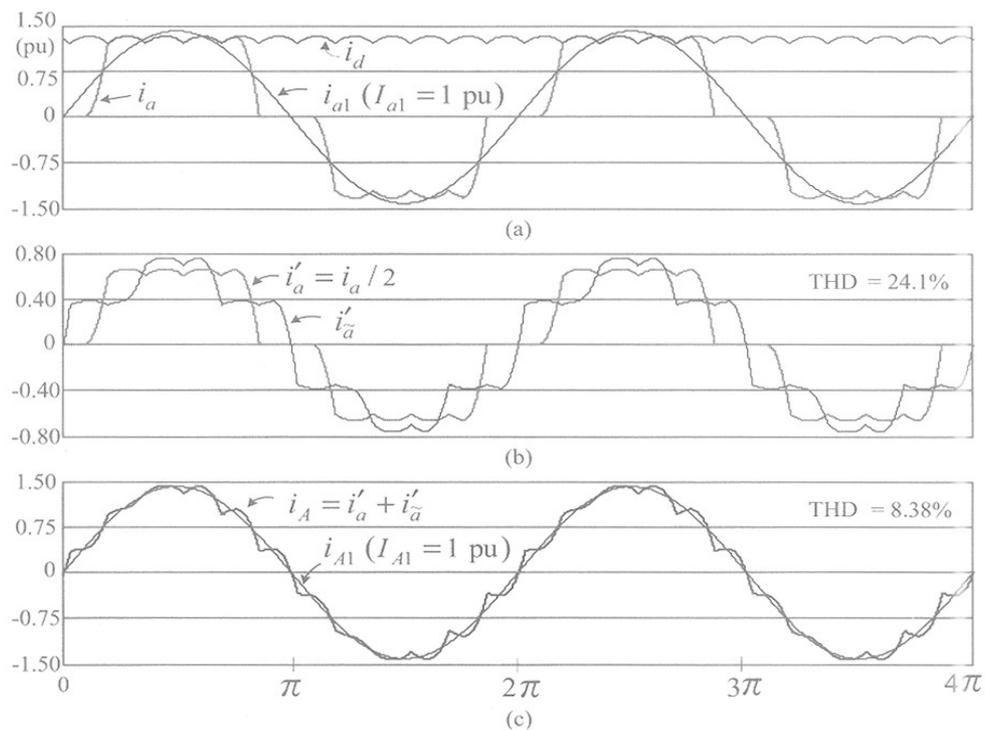


figura 2.5.2

Il grafico (b) mostra invece l'analogo andamento di i_a con relativo andamento riportato al primario (i'_a).

Il grafico (c) di figura 2.5.2 mostra invece l'andamento della corrente al primario del trasformatore, che ovviamente deve fornire le correnti di entrambi gli avvolgimenti secondari.

La corrente i_A è la corrente di una fase del primario, mentre i_{A1} è la relativa prima armonica (armonica principale). Si vede come questa semplice applicazione dei ponti trifasi riduca notevolmente la distorsione delle correnti in linea.

Tutto questo grazie all'uso del trasformatore a doppio avvolgimento citato all'inizio.

Se come di figura 2.5.1 gli avvolgimenti del primario del trasformatore sono collegati a stella, allora manterranno tutti la stessa fase del primario gli avvolgimenti al secondario collegati a stella.

Invece se il secondario è collegato a triangolo allora i vari fasori avranno un naturale angolo di sfasamento di 30° per il semplice motivo che le tensioni stellate sono sfasate di $\pi/6$ dalle tensioni concatenate (come visto nel paragrafo 2.4 nel calcolo delle tensioni concatenate a partire dalle stellate).

Il vantaggio di questo tipo di trasformatore a doppio avvolgimento trifase sta però, oltre a consentire la facile costruzione di un sistema esafase, nel riportare le correnti dal secondario al primario.

Infatti la corrente i_A è data dalla somma delle due correnti i_a e i_b riportate al primario.

Essendo tali correnti periodiche, possono essere sviluppate in serie di Fourier. Lo sfasamento di 30° imposto dal trasformatore fa sì che le componenti relative alla quinta e alla settima armonica siano uguali ed opposte andandosi ad annullare a vicenda, andando così a ridurre notevolmente il THD.

Un altro modo per realizzare questo raddrizzatore consiste nel collegare i due ponti trifase non più in serie ma in parallelo. Questa soluzione sembra la più immediata ma in realtà sussiste un serio problema, ovvero quello che per collegare due circuiti in parallelo, essi devono avere la stessa tensione in ogni istante. Per realizzare questa soluzione dunque occorre infatti un trasformatore interfase come mostrato in figura 2.5.3 e per questo motivo non è molto impiegata.

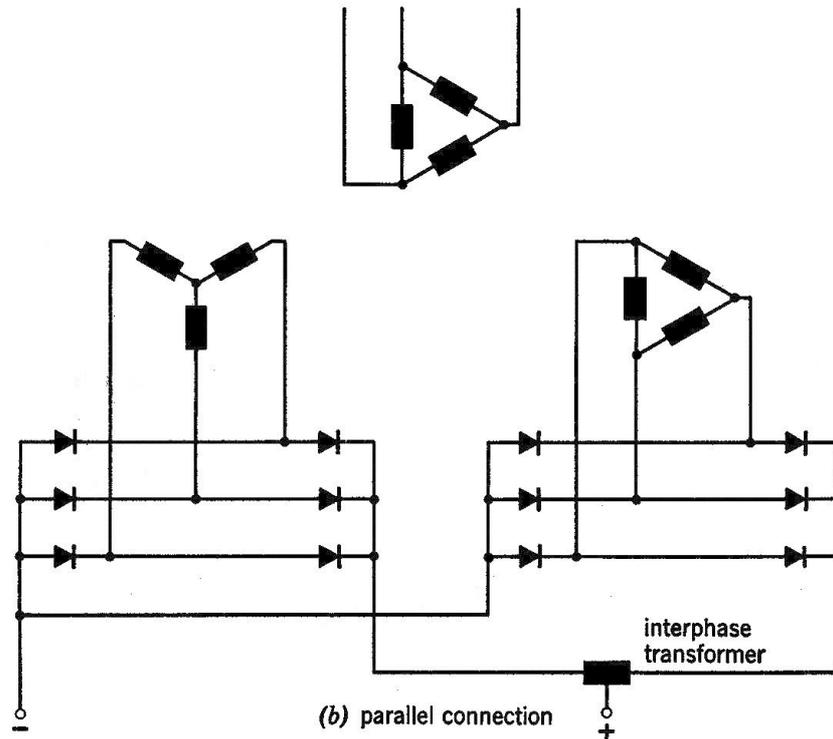


figura 2.5.3

Per passare dai 12 impulsi ai 18 e 24 il passo è breve ed intuitivo, infatti basta aggiungere uno o due ponte trifase in serie alimentati da altrettanti avvolgimenti secondari collegati in modo tale da avere ulteriori sfasamenti (tre secondari sfasati di 20° per i 18 impulsi; quattro secondari sfasati di 15° per il 24 impulsi). Per questi tipi di raddrizzatori si necessita l'uso di collegare i gli avvolgimenti del secondario con un collegamento detto a Zig-Zag (ZigZag-Stella ZigZag per il 18; ZigZag-Stella ZigZag-Triangolo per il 24).

3- RADDRIZZATORI CONTROLLATI

Questi raddrizzatori si ottengono sostituendo ai circuiti analizzati precedentemente i diodi con i tiristori. I tiristori funzionano come i diodi con la differenza che per andare in conduzione necessitano di un segnale al terminale di gate. Questa peculiarità permette dunque di ridurre l'intervallo di conduzione riducendo il valore medio dell'uscita permettendo di ottenere con lo stesso circuito uscite negative. Necessita in particolar modo di filtri passa-basso per eliminare le armoniche di ordine superiore. Un'ottima applicazione si trova nell'alimentare motori che richiedono regolazioni di velocità e con cambio del senso di marcia. In figura 3 un esempio di raddrizzatore trifase controllato a ponte.

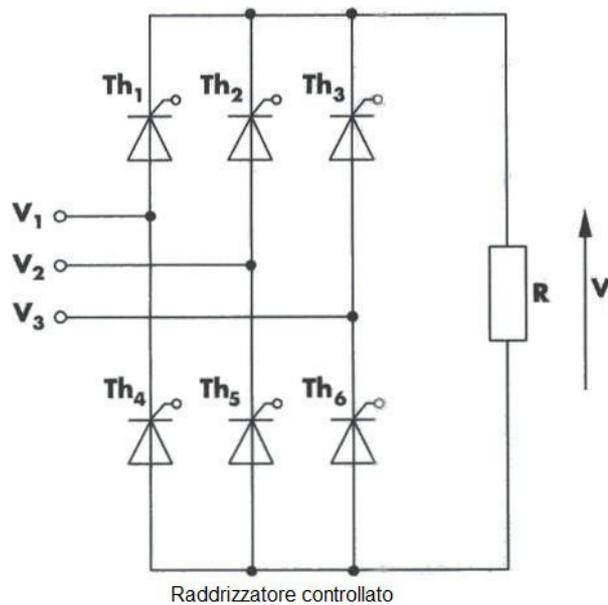


figura 3

4- RADDRIZZATORI SEMI-CONTROLLATI

Il raddrizzatori semi-controllati sono realizzati con una parte controllata ed una non controllata.

Il loro funzionamento è simile a quello dei raddrizzatori controllati, ma senza la possibilità di fornire uscite negative. Vengono utilizzati ad esempio con motori che non richiedono l'inversione del senso di marcia. In figura 4 un esempio di raddrizzatore trifase semi-controllato a ponte.

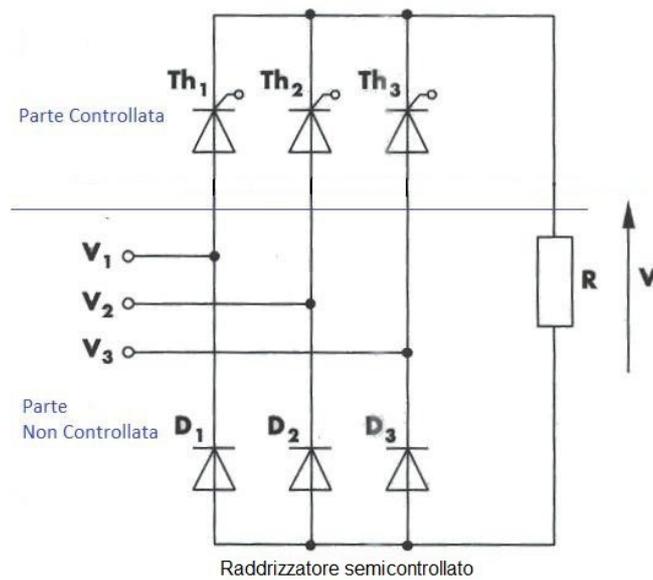


figura 4

5- SIMULAZIONI

Ecco alcune semplici simulazioni SPICE per osservare quanto detto fin ora.

Tutti i grafici fanno riferimento ai relativi circuiti già analizzati, alimentati a 50Hz se non diversamente indicato.

5.1-Raddrizzatore a singola semionda

Nei seguenti grafici di figura 5.1.1 e 5.1.2 si possono vedere rispettivamente gli andamenti della tensione di uscita e della corrente nel condensatore.

Entrambi i grafici sono stati realizzati a partire da un'alimentazione di 230 V in valore efficace, con carico resistivo di $1k\Omega$ ed una capacità C pari a $100\mu F$.

Con tali valori si ottiene una tensione di ripple di circa il 20% della tensione massima (come si può verificare sia dal grafico che dalle formule).

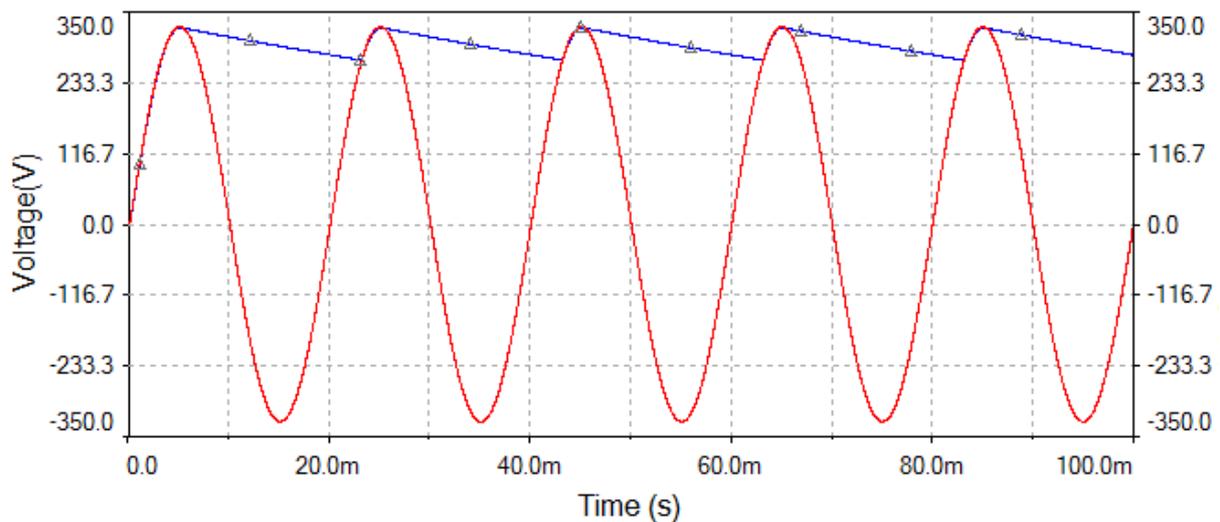


figura 5.1.1

In figura 5.1.1 è mostrato in rosso l'andamento della tensione di ingresso e in blu l'andamento della tensione d'uscita. Si noti come l'andamento esponenziale sia effettivamente approssimabile ad una retta e che la caduta di tensione sul diodo sia assolutamente trascurabile per elevate tensioni.

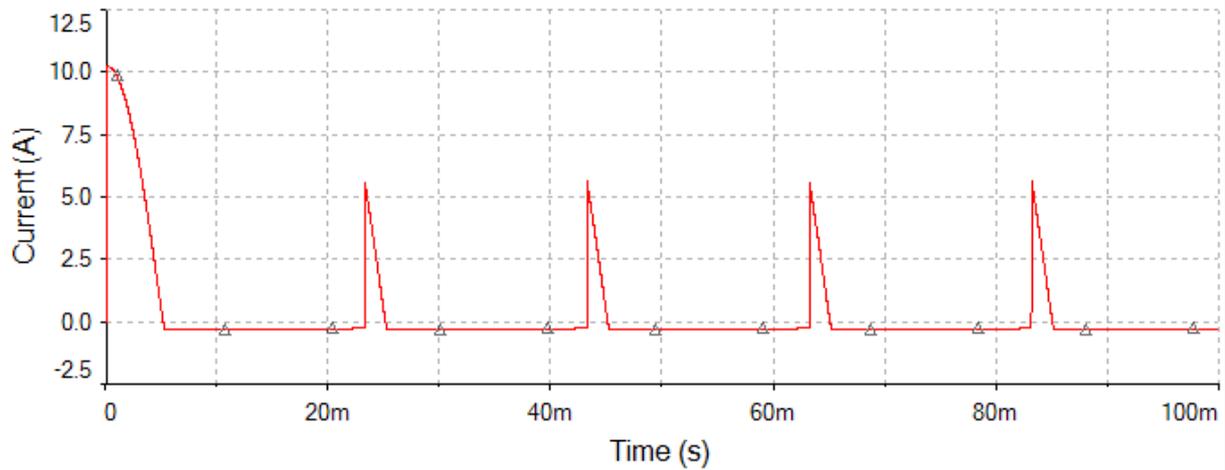


figura 5.1.2

In figura 5.1.2 si può vedere come la corrente del condensatore sia effettivamente di carattere impulsivo con picchi costanti di oltre 5A in corrispondenza degli istanti di carica del condensatore. Mentre per il resto del periodo la corrente si stabilizza ad un valore costante pari alla corrente richiesta dal carico (la corrente che scorre nel diodo è identica ma traslata verso l'alto per avere valore costante nullo mantenendo invariato lo spunto).

É importante osservare come la corrente di spunto sia circa il doppio della corrente di picco. Questo rappresenta il caso in cui all'istante $t=0$ si ha una carica immagazzinata nulla.

Le seguenti figure 5.1.3 e 5.1.4 mostrano gli stessi andamenti per una scelta di capacità C di $500\mu\text{F}$.

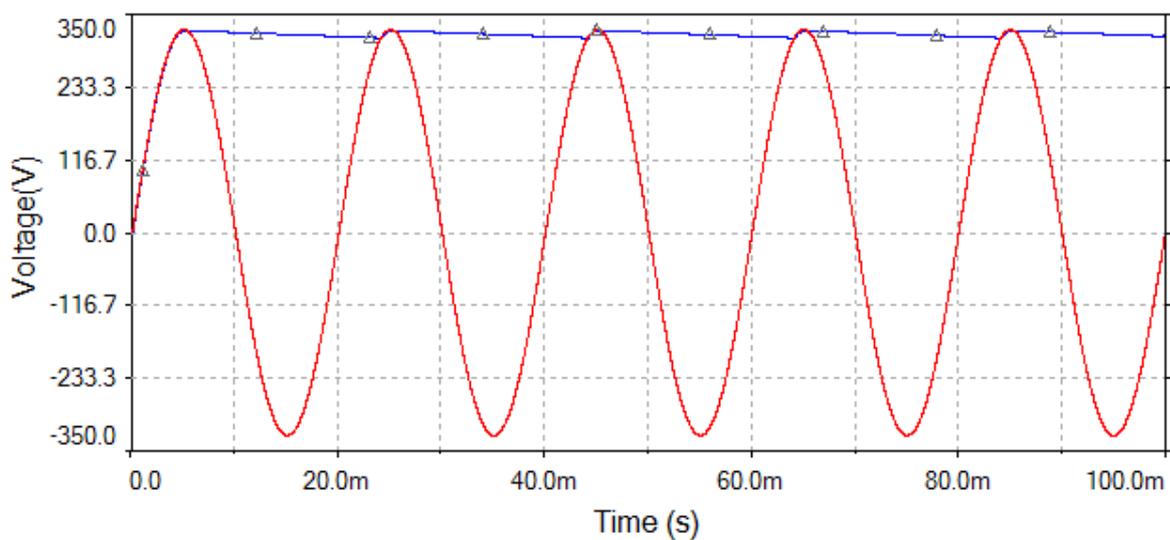


figura 5.1.3

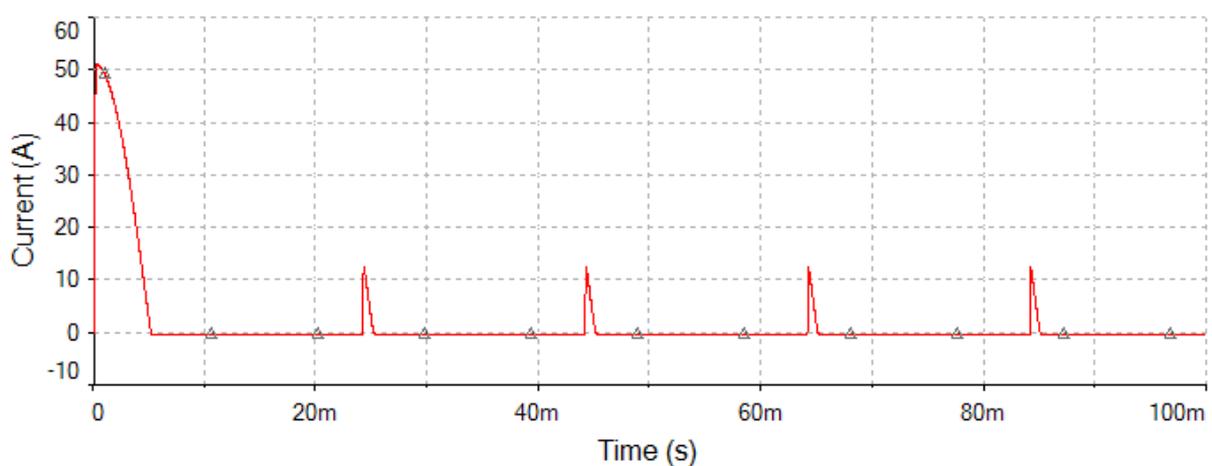


figura 5.1.4

Come si può notare l'aumento di capacità ha ridotto il ripple al 4%, ma ha aumentato l'intensità dei picchi di corrente di circa il doppio (di un fattore radice di 5).

Ancora più rilevante è l'aumento della corrente di spunto aumentata di un fattore 5 (in accordo col fatto che la capacità è aumentata di un fattore 5).

Occorre porre dunque attenzione nella scelta del diodo che deve poter reggere tale corrente.

È interessante osservare questi grafici per valori di tensioni minori e frequenze maggiori, come possono essere ad esempio alcuni caricabatterie che aumentano la frequenza delle sinusoidi per ridurre le dimensioni dei trasformatori.

I seguenti grafici in figure 5.1.5 e 5.1.6 vedono un'alimentazione di 10V come valore di picco ad una frequenza di 50Hz. I valori di capacità e resistenza di carico sono rispettivamente 100 μ F e 1k Ω .

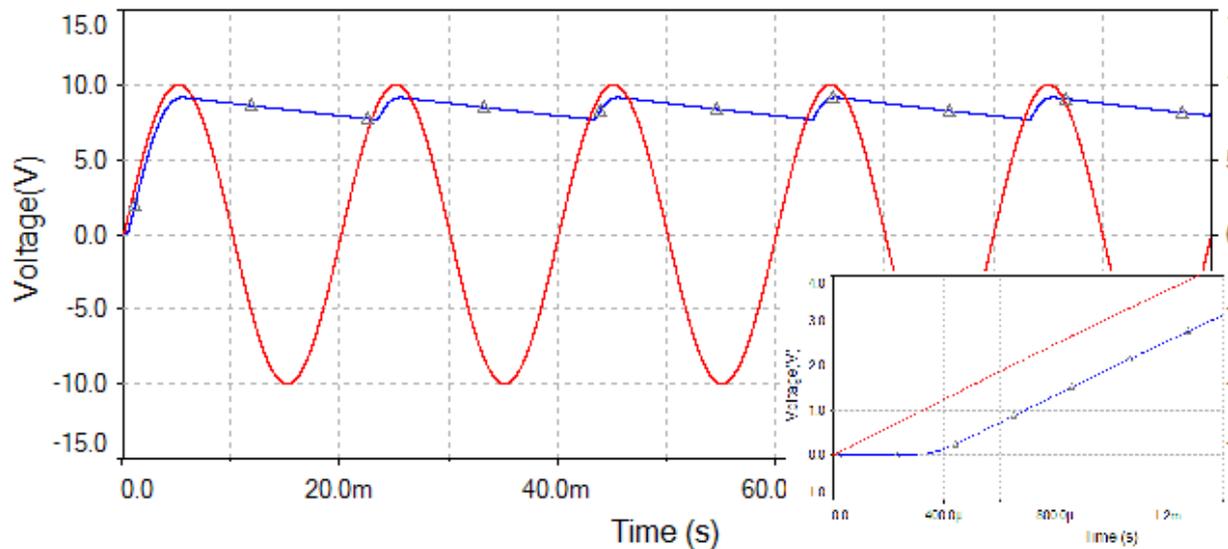


figura 5.1.5

Gli andamenti sono gli stessi visti in precedenza, ma in questo caso si può osservare come la caduta di tensione sui diodi inizi a diventare rilevante ai fini dell'uscita. Si può anche vedere, osservando il transitorio iniziale nell'ingrandimento, come l'accensione del diodo non sia immediata ma ritardata leggermente a causa proprio di questa caduta di tensione.

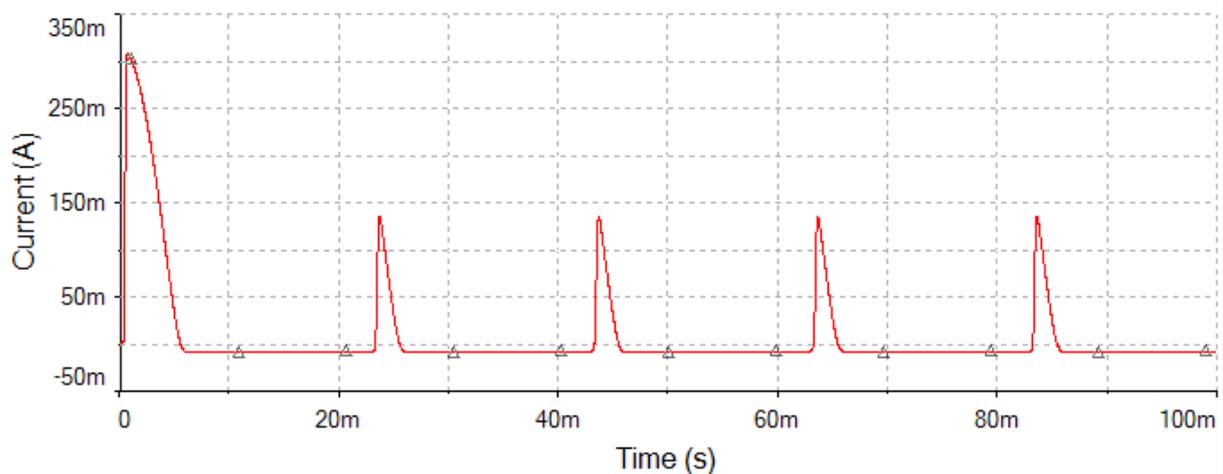


figura 5.1.6

Per quel che riguarda la corrente, rimane analogo al primo caso, dove l'intensità dei picchi è diminuita in accordo con calo di tensione.

Vediamo ora cosa accade in figure 5.1.7 e 5.1.8 dove abbiamo tensione, capacità e resistenza invariate ma variamo la frequenza da 50Hz a 1kHz.

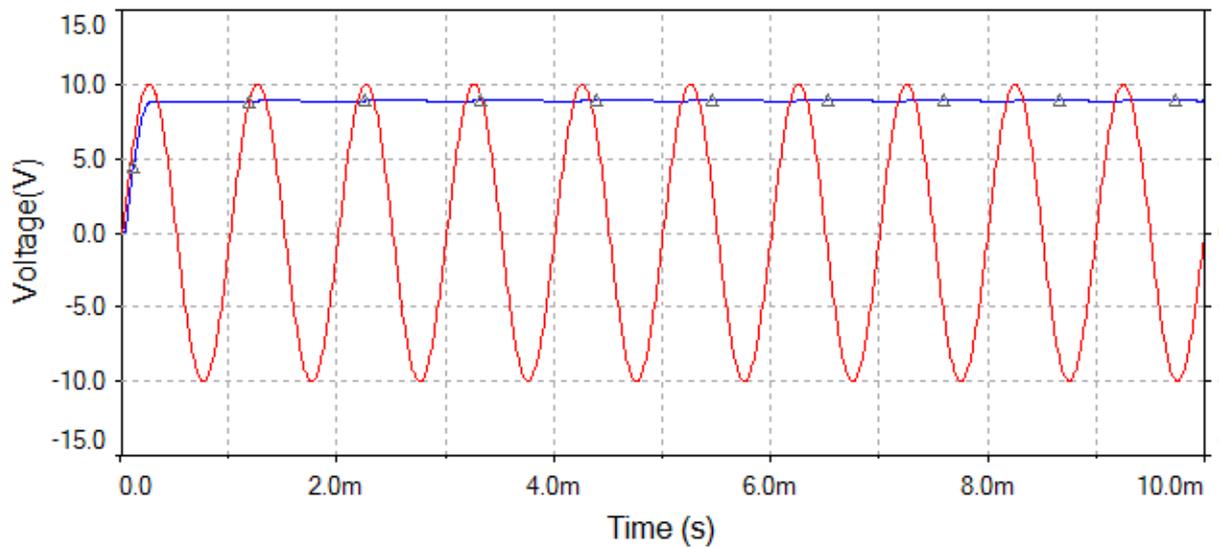


figura 5.1.7

Per prima cosa si vede che l'uscita è quasi perfettamente continua in quanto il tempo di scarica del condensatore si riduce di circa un fattore 20.

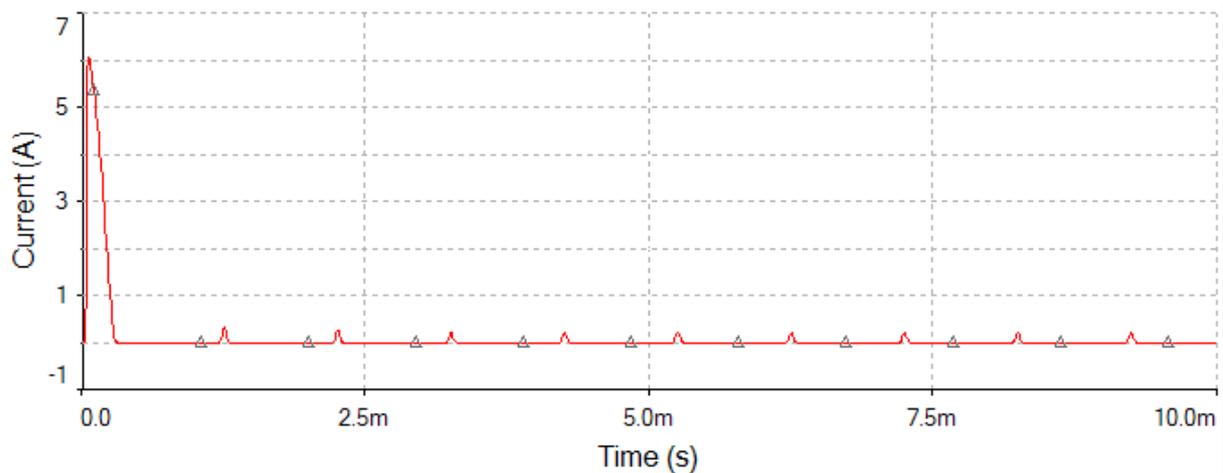


figura 5.1.8

Più interessante invece è la corrente, che mantiene lo stesso andamento, ma variano i valori. In particolare notiamo come lo spunto passi da circa 300mA a circa 6A (20 volte di più). Questo è ragionevole in quanto si deve apportare la stessa carica in un tempo 20 volte inferiore (sempre in accordo con quanto calcolato in precedenza). I picchi di corrente invece non variano di molto poiché oltre a ridurre l'intervallo di carica, si riduce di quasi uno stesso fattore anche la quantità di carica da muovere (cala il ripple).

5.2-Raddrizzatore a doppia semionda

Le figura 5.2.1 e 5.2.2 mostrano anche in questo caso tensione d'uscita (in blu) in relazione alla tensione d'ingresso (in rosso) e la corrente sulla capacità C.

I valori scelti sono gli stessi della prima simulazione con raddrizzatore a singola semi-onda (230V di valore efficace, $C=100\mu\text{F}$, $R=1\text{k}\Omega$).

Si può notare come il ripple venga automaticamente ridotto di un fattore due (da 20% a 10%). Per quel che riguarda la corrente, invece, la corrente di spunto rimane invariata e scorre attraverso il primo diodo che si accende (bisogna fornire lo stesso apporto di carica alla stessa capacità), mentre la corrente di spunto viene ridotta (non proprio di un fattore 2 poiché diminuisce anche il ΔT).

Ovviamente la frequenza con cui compaiono i picchi di corrente viene raddoppiata.

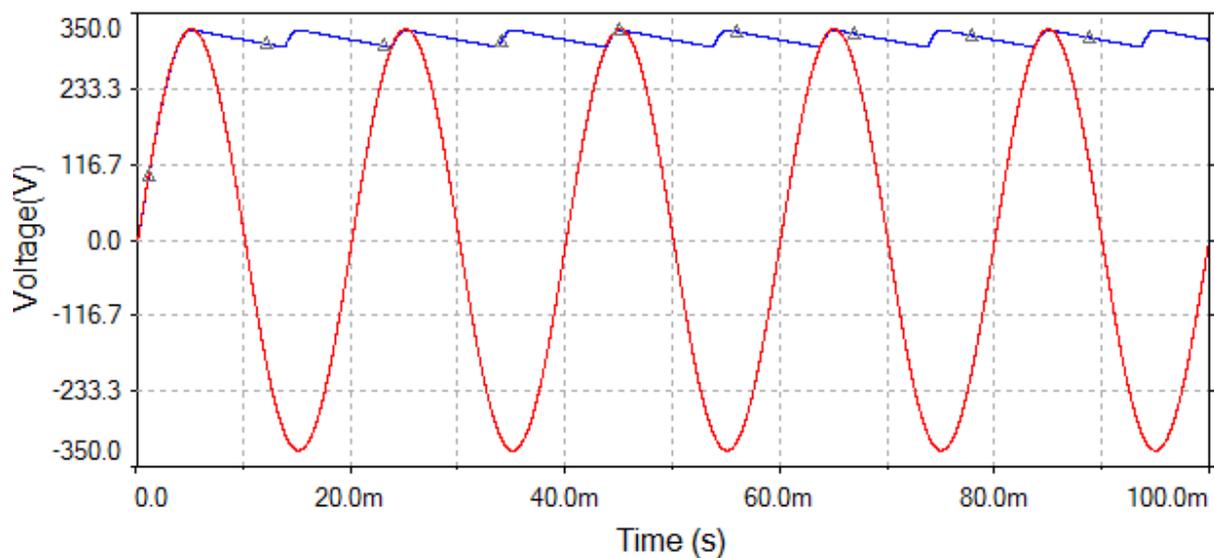


figura 5.2.1

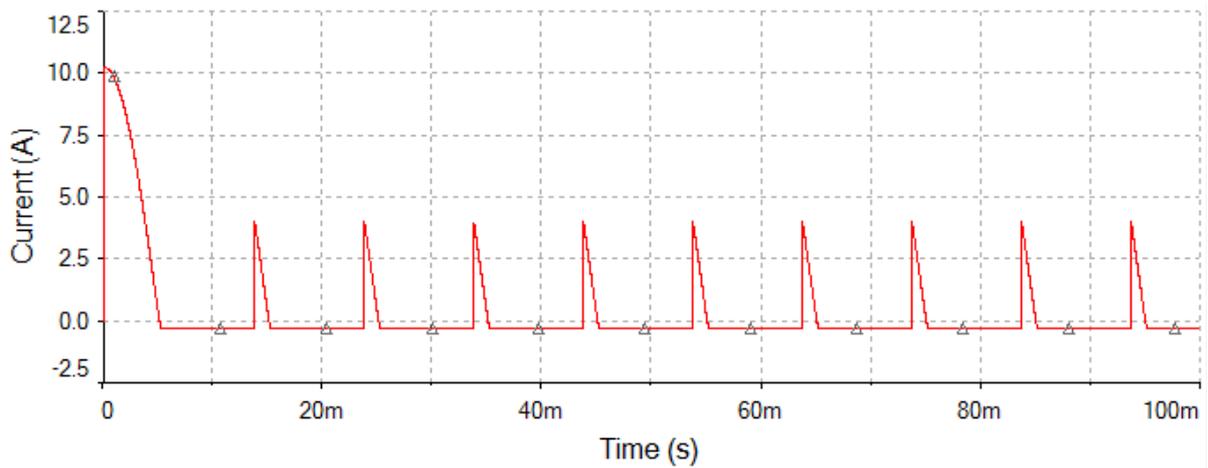


figura 5.2.2

Analogamente a quanto visto nel raddrizzatore a singola semionda si possono ripetere le simulazioni a tensioni e frequenze diverse.

In figura 5.2.3 l'uscita per una tensione di alimentazione con valore di picco di 10V. Si osservino la differenza tra il valore di picco e il picco della tensione d'uscita dovuti alle cadute di tensione sui diodi. Come per il caso a singola semionda l'accensione iniziale del primo diodo avviene con leggero ritardo come mostrato nell'ingrandimento.

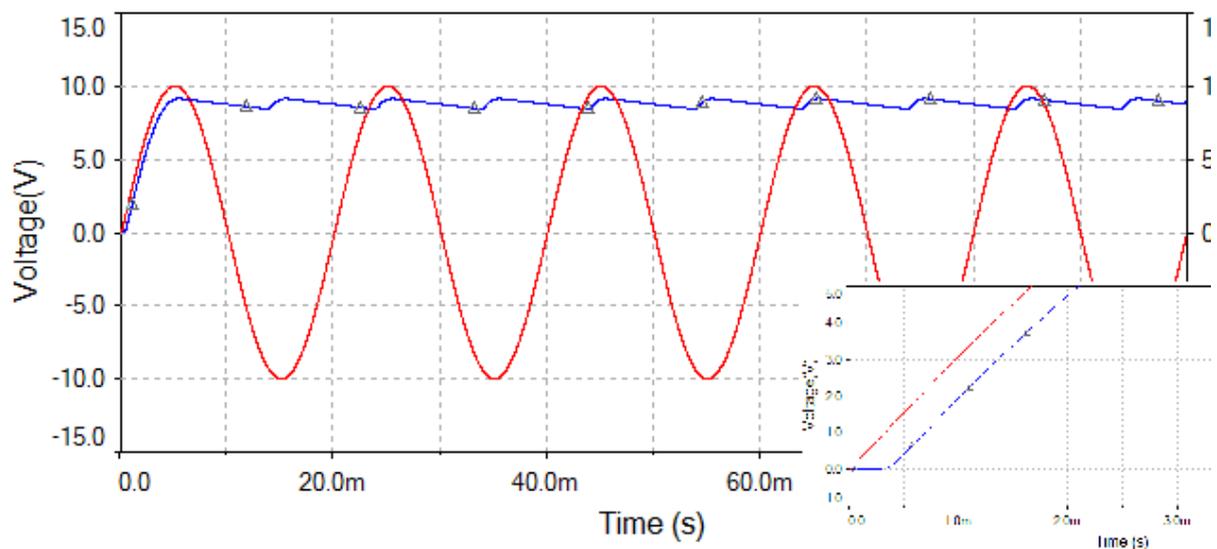


figura 5.2.3

In figura 5.2.4 il rispettivo andamento di corrente con analoghe considerazioni.

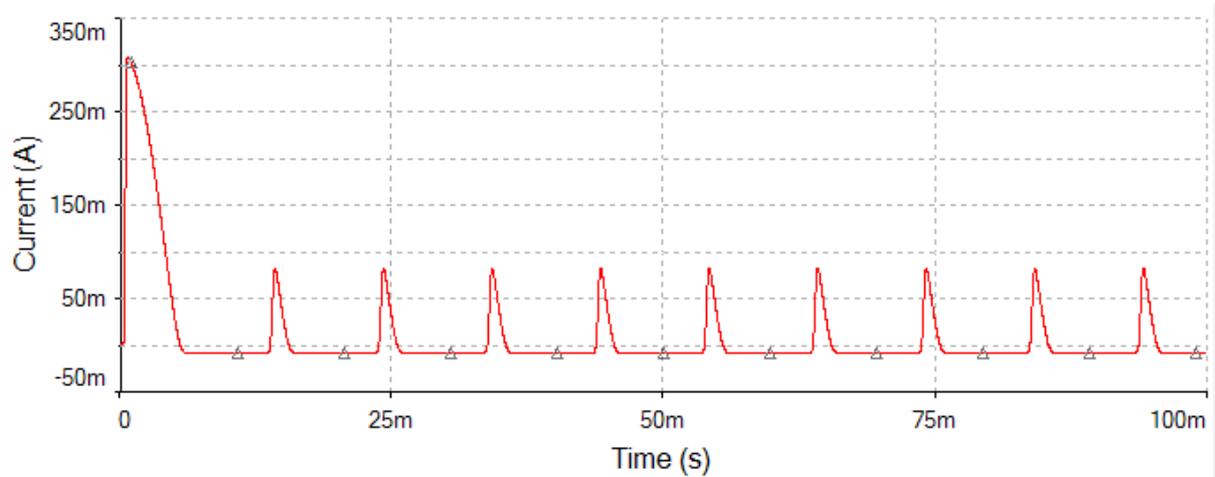


figura 5.2.4

In figura 5.2.5 la corrente per una frequenza di 1000Hz. Anche qui le considerazioni sono le stesse: lo spunto aumenta di un fattore 20 mentre i picchi rimangono pressoché invariati.

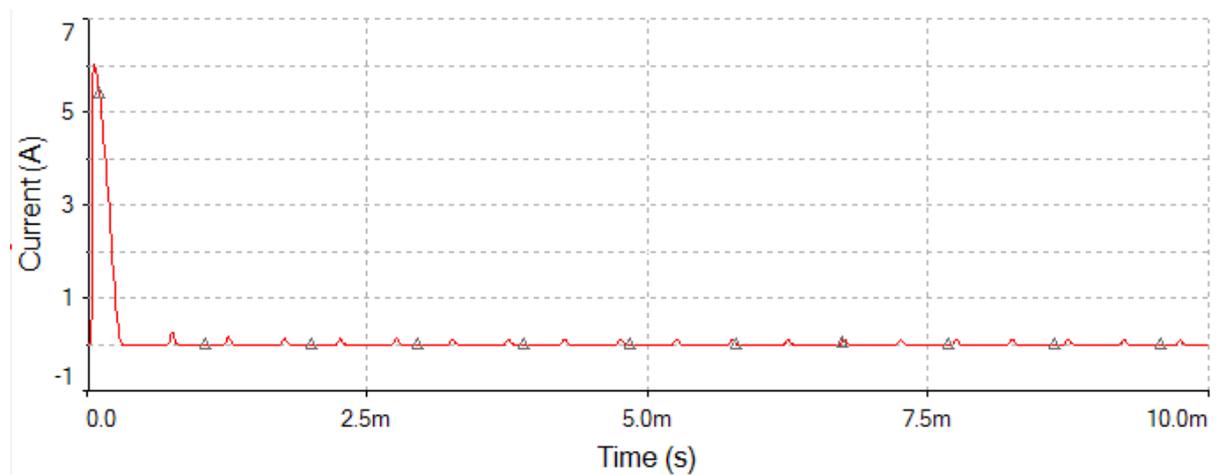


figura 5.2.5

5.3-Raddrizzatore a ponte monofase

Le seguenti figure 5.3.1 e 5.3.2 sono identiche a quelle viste nel caso precedente. Infatti a parità di condizioni i due raddrizzatori hanno le stesse identiche prestazioni.

Come già detto prima, l'uso del raddrizzatore a ponte evita l'uso di un trasformatore a presa centrale e dimezza il PIV sui diodi utilizzandone 4 al posto di 2.

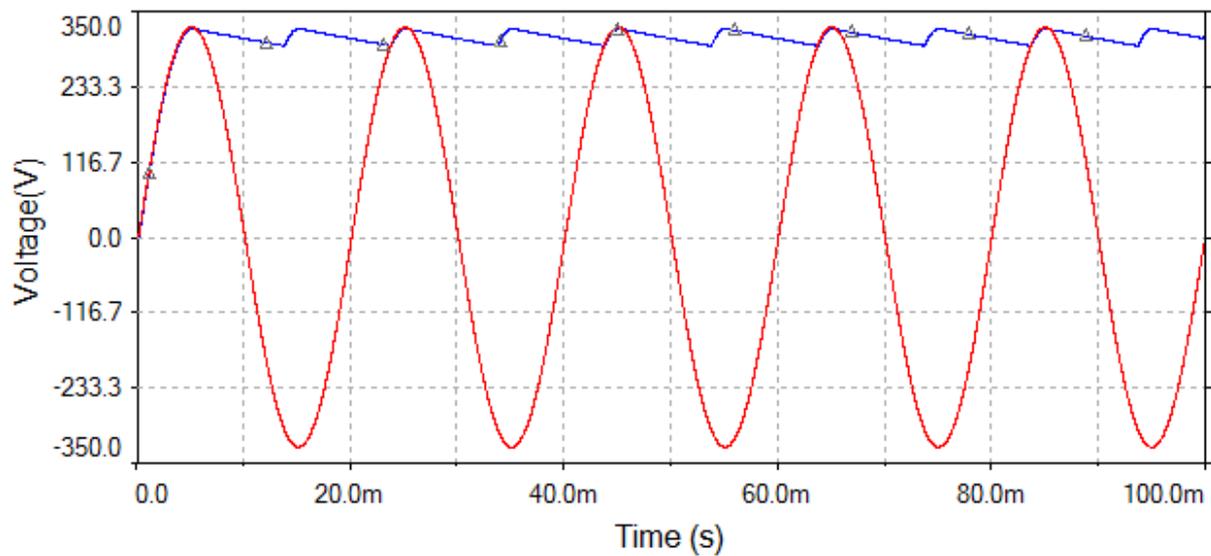


figura 5.3.1

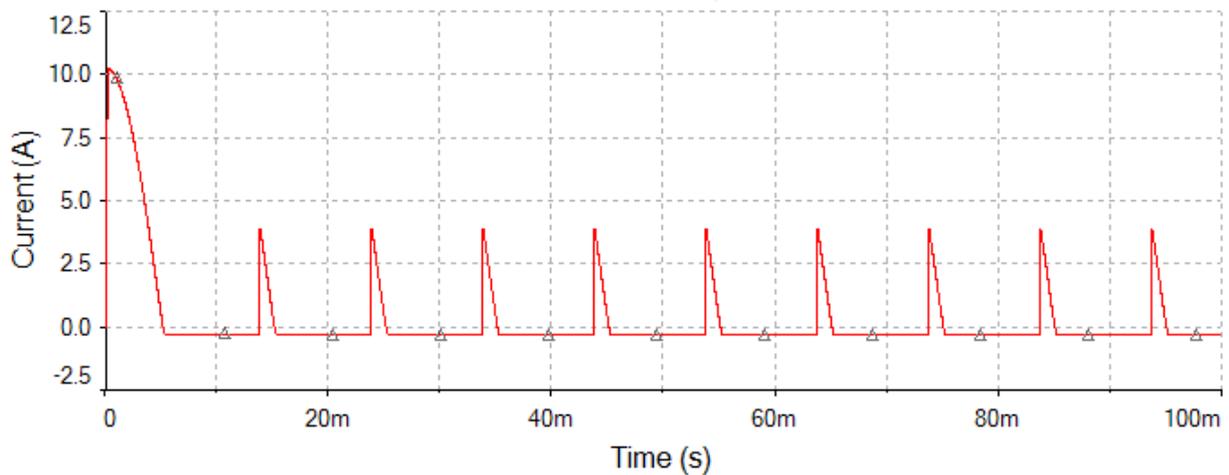


figura 5.3.2

Alla luce di questa invarianza di prestazioni rispetto al caso a doppia semi-onda, volendo osservare gli andamenti di tensioni e correnti per tensioni inferiori e la corrente ad una frequenza di 1kHz riferirsi a quanto detto in precedenza in relazione alle figure 5.2.3, 5.2.4 e 5.2.5.

È comunque di utilità vedere l'andamento dell'uscita in funzione dell'ingresso semplicemente per ricordare che a differenza del sistema a doppia semi-onda, la conduzione avviene per due diodi per volta.

Risulta quindi logico che l'uscita risentirà di questo effetto in quando deve tenere conto (sia per valore di tensione sia per ritardo di accensione) di entrambe le cadute di tensione nei diodi, come mostrato in figura 5.3.3.

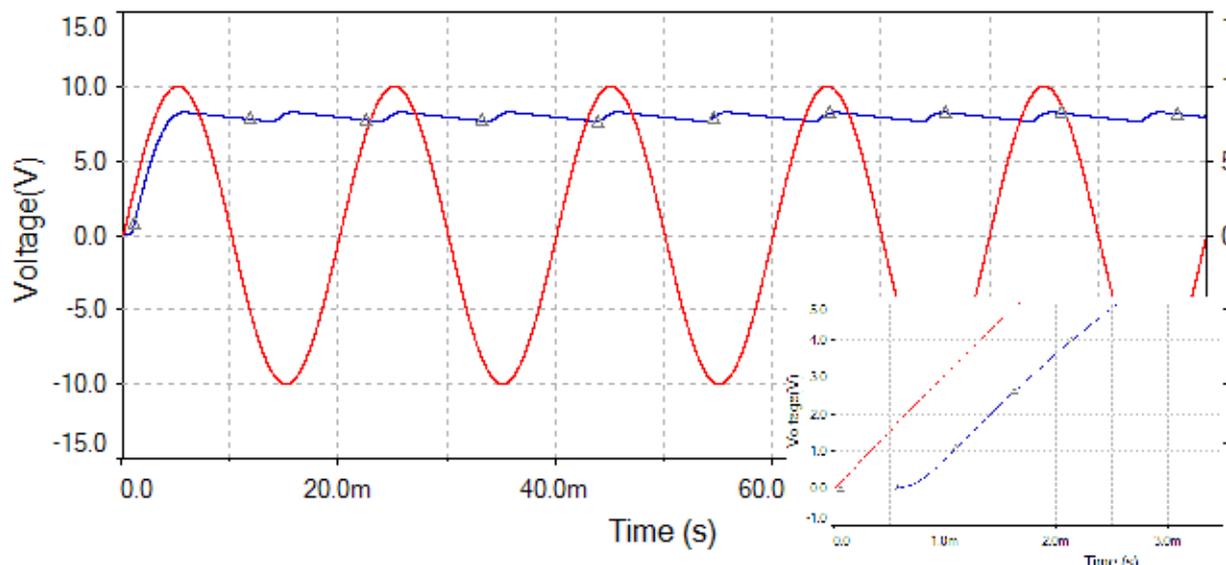


figura 5.3.3

5.4-Raddrizzatore a ponte trifase

I seguenti grafici sono stati simulati con tensione di alimentazione di 230V in valore efficace di tensioni stellate (400V concatenate), ed un carico di 10k Ω .

In figura 5.4.1 si può vedere l'andamento della tensione sulla resistenza di carico.

In rosso la tensione di uscita in assenza di condensatore di livellamento, mentre in blu l'uscita con un condensatore da 100 μ F.

Si noti come l'ipotesi di uscita priva di ripple per opportune scelte di capacità (sufficientemente grandi) sia effettivamente fondata.

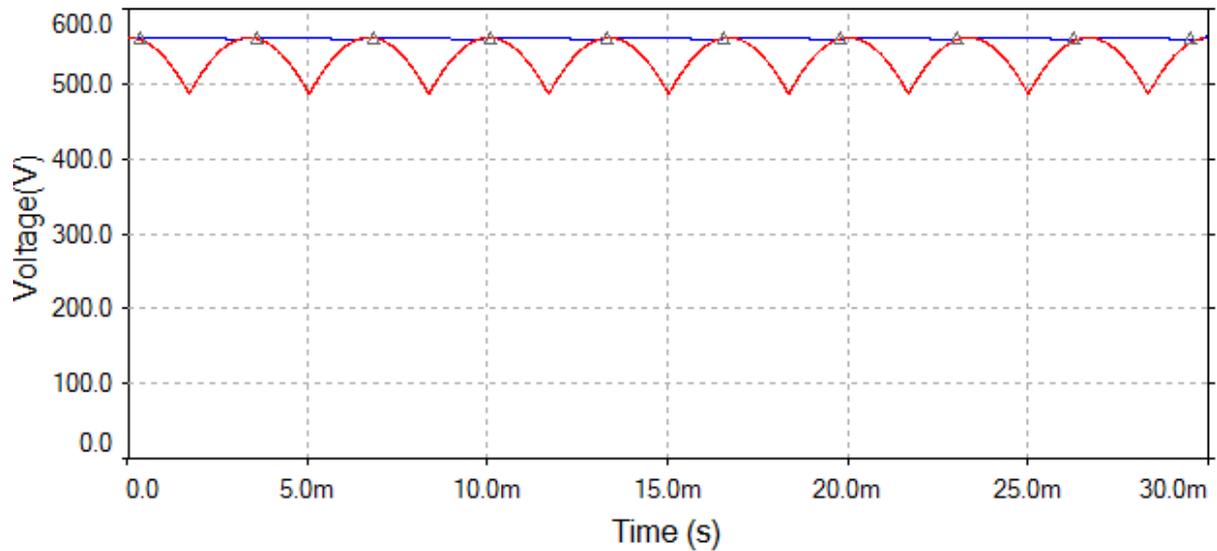


figura 5.4.1

I seguenti grafici (figure 5.4.2 e 5.4.3) mostrano invece gli andamenti delle correnti in assenza di induttanze di linea (induttanze parassite del circuito trascurabili).

In rosso viene mostrato l'andamento della corrente che scorre su di una singola fase mentre in blu quella che scorre sul carico R.

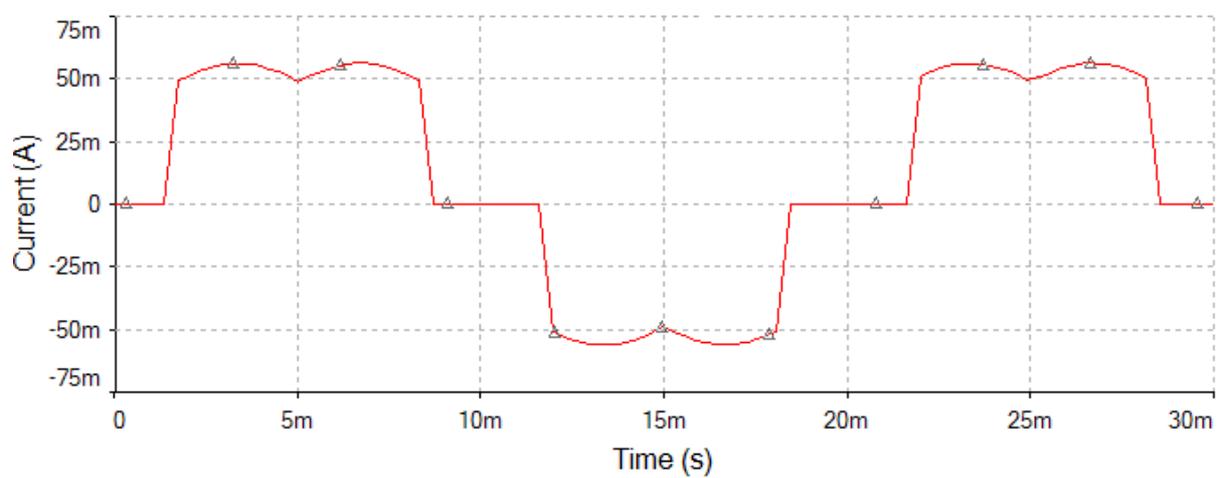


figura 5.4.2

Si può notare confrontando col grafico di figura 5.4.1 come la corrente segua fedelmente l'andamento della tensione mostrata dalla curva rossa (tali analisi sono state svolte in assenza di condensatore).

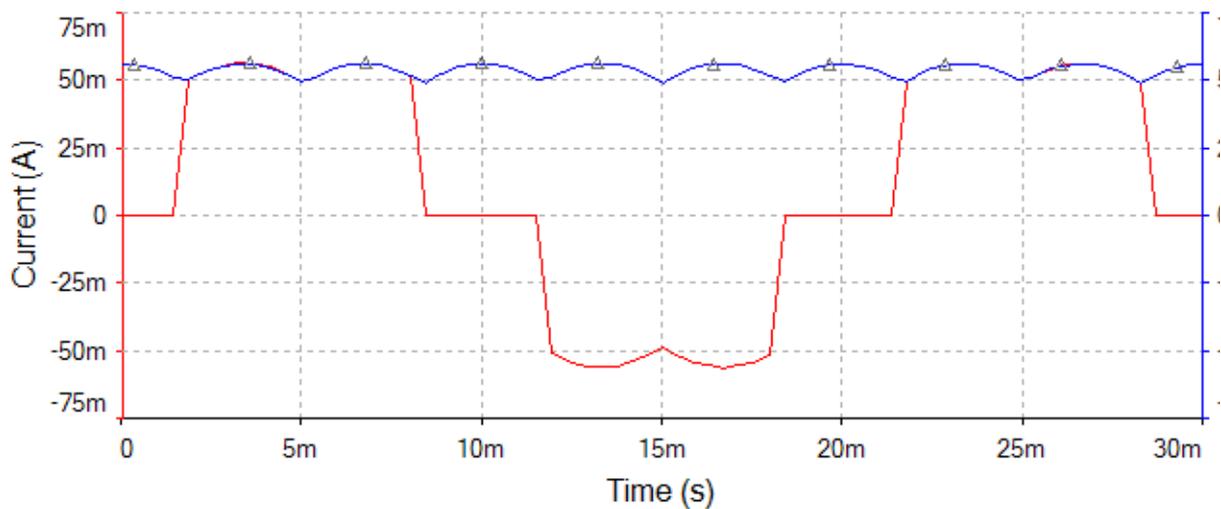


figura 5.4.3

É utile osservare in grafico 5.4.3 come l'uscita (in blu) sia data dalla conduzione di soli 2 diodi per volta. Basti osservare che quando la corrente di fase (in rosso) va a zero (diodo off) la corrente di carico raggiunge il suo valore minimo.

I seguenti grafici (5.4.4 e 5.4.5) invece mostrano come varia la corrente in corrispondenza ad induttanze di linea del valore di 1H ciascuna (anche qui senza condensatore).

Si può vedere come i fenomeni dovuti a carica e scarica delle induttanze modifichino, in questo caso leggermente, le correnti di fase che come si può vedere non sono affatto sinusoidali.

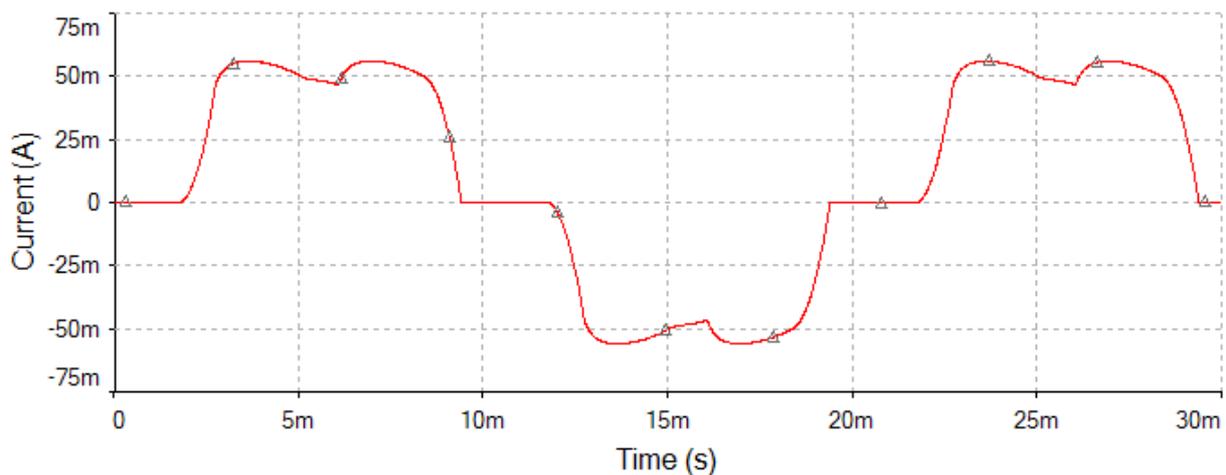


figura 5.4.4

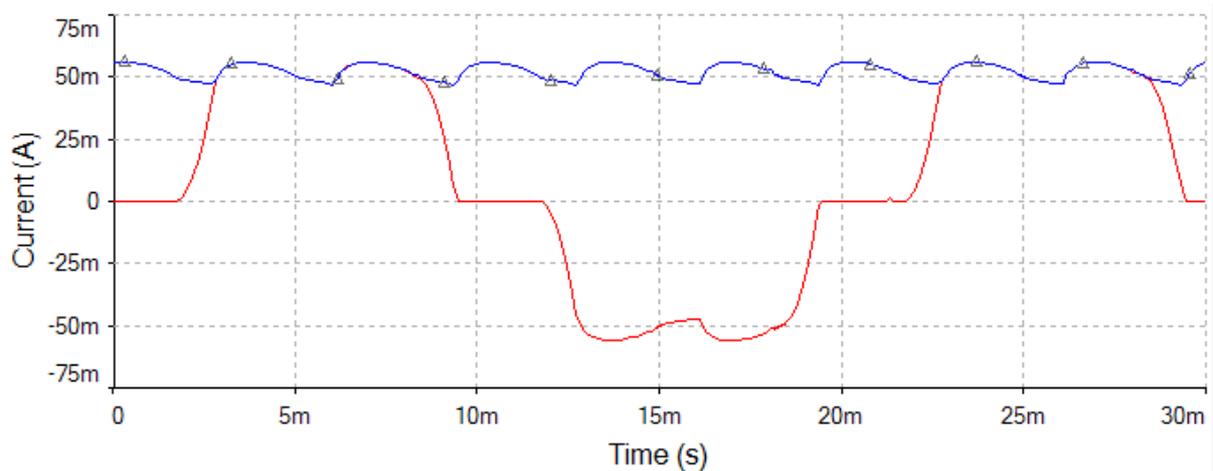


figura 5.4.5

Nel grafico 5.4.5 si può vedere il fenomeno della conduzione di tre diodi per volta, infatti la corrente sul carico (in blu), non ha minimo in corrispondenza dello zero della corrente di fase (in rosso), ma qualche istante prima per via che il diodo relativo ritarda a spegnersi per effetto della scarica induttiva.

Nei seguenti grafici (5.4.6 e 5.4.7) ancora le correnti di fase in rosso e di carico in blu. Questa volta le condizioni sono più realistiche dato che il carico non è più puramente resistivo ma ha in aggiunta un condensatore in parallelo da $100\mu\text{F}$ che oltre a livellare l'uscita come abbiamo già visto influisce sugli andamenti delle correnti.

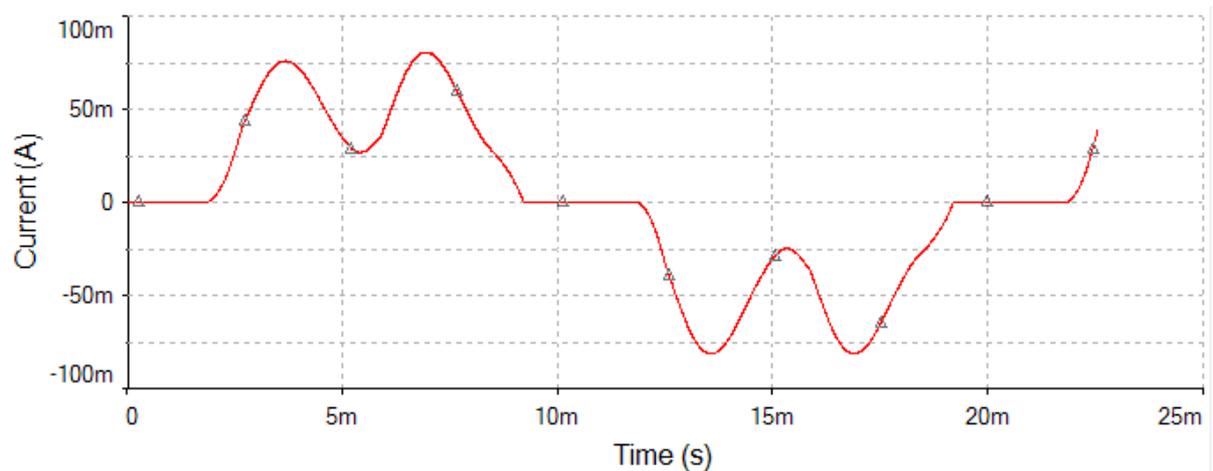


figura 5.4.6

Si può vedere dalla figura 5.4.6 come l'andamento tenda ad essere leggermente impulsivo aumentando il numero di armoniche presenti.

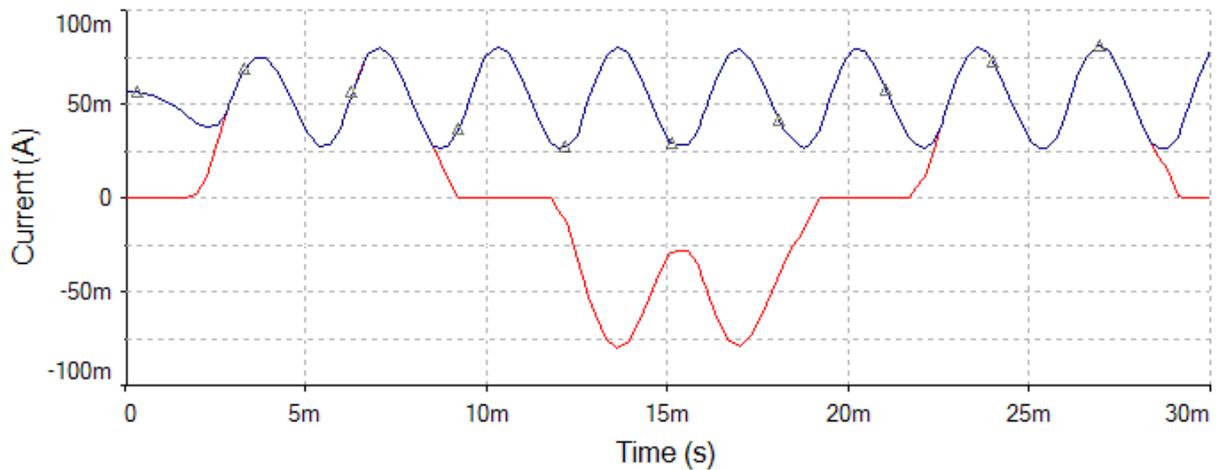


figura 5.4.7

In figura 5.4.7 invece si può vedere perfettamente il fenomeno di conduzione di tre diodi contemporaneamente, per gli stessi motivi precedenti.

Non di molta utilità pratica ma utile per ricordare che è comunque presente una caduta di tensione nei diodi è vedere l'uscita per un'alimentazione a 10 V di picco (figura 5.4.8), dove si vede bene la caduta di tensione causata volta per volta dai due diodi in conduzione (non consideriamo condensatori ed induttanze).

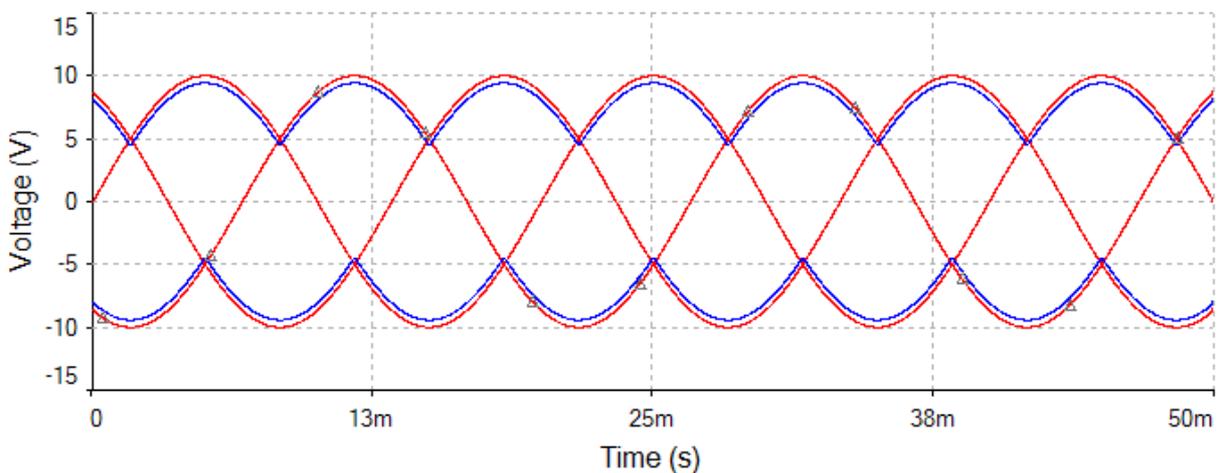


figura 5.4.8

In rosso si vedono le tre fasi di alimentazione e in blu i potenziali ai nodi d'uscita. Ogni potenziale di uscita risente dell'effetto volta per volta della caduta di tensione di un diodo.

Essendo l'uscita vera e propria (differenza di potenziale sul carico) pari alla somma in modulo dei due potenziali, risulta evidente come quest'ultima sia affetta volta per volta dalla caduta di tensione sui due diodi in conduzione (in analogia al ponte monofase).

5.5-Raddrizzatore esafase

Per quel che riguarda le tensioni non c'è molto da dire, il risultato è identico al caso trifase a patto che il numero di “impulsi” raddrizzati in un periodo siano 12 anziché 6 (figura 5.5.1).

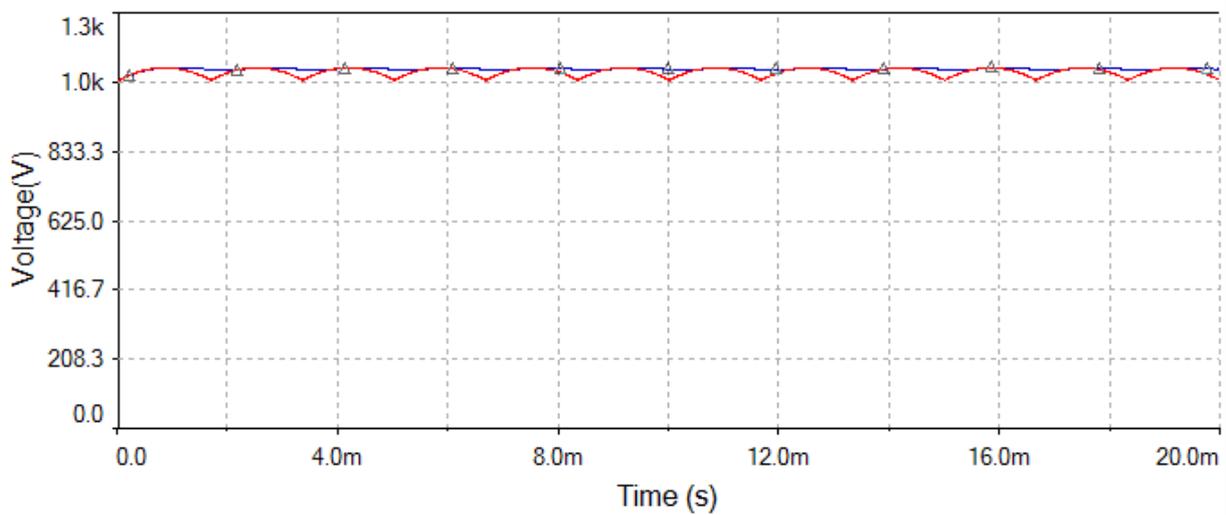


figura 5.5.1

Tuttavia si osservi che la simulazione è stata effettuata con due raddrizzatori trifase in serie alimentati con una tensione concatenata di 400V in valore efficace (circa 565V di picco). Si può quindi notare come questa soluzione abbia un valore di uscita (a parità di funzionamento di alimentazione del ponte trifase) che risulta doppio rispetto al rispettivo trifase.

E' interessante invece osservare il fenomeno della cancellazione della quinta e settima armonica nello sviluppo in serie di Fourier della corrente a monte del trasformatore(figura 5.5.2).

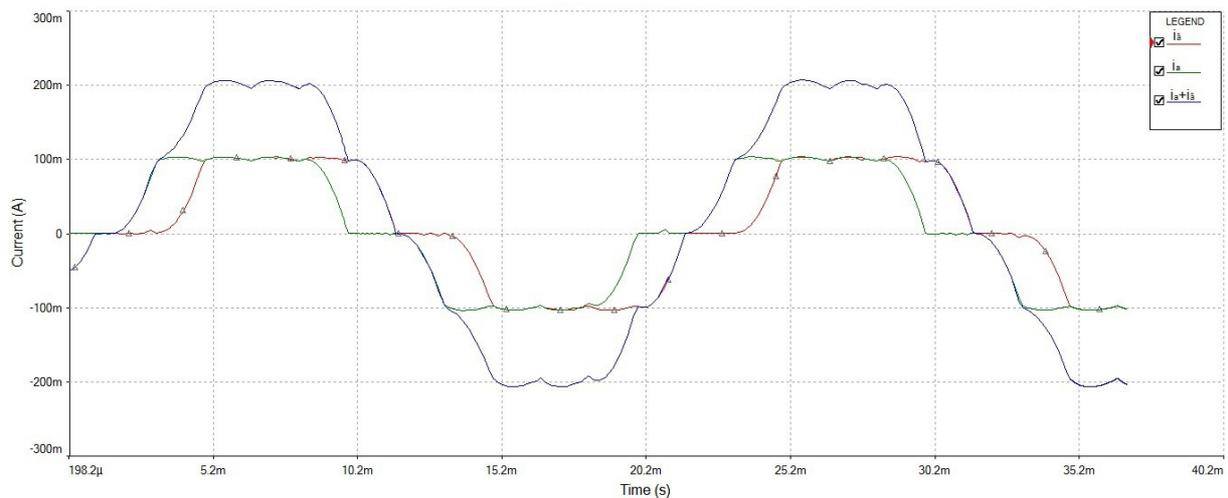


figura 5.5.2

Rispettivamente in verde e in rosso sono riportate le correnti i_a e i_b che sommandosi assieme al primario del trasformatore danno come risultato la curva tracciata in blu (in questo esempio il rapporto di trasformazione è unitario), dimostrando come tale soluzione sia preferibile per quel che riguarda il THD.

Questa simulazione mostra inoltre come aggiungere raddrizzatori trifase in serie opportunamente sfasati (sistemi a 18-24 impulsi) porti un rispettivo sfasamento di correnti e di conseguenza una maggiore riduzione del THD.

6-BIBLIOGRAFIA

Nello svolgimento di tale documento si è fatto uso dei seguenti volumi:

- Microelettronica, terza edizione (Richard C.Jaeger, Travis N.Blalock – McGraw-Hill)
- Rectifier Circuits: Theory and Design (Johannes Schaefer – John Wiley & Sons, Inc.)
- High-Power Converters and AC Drivers (Bin Wu – John Wiley & Sons, Inc.)

Di cui il primo è stato utilizzato per la parte monofase, mentre i secondi sono stati consultati per la parte trifase ed esafase.