



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Energia

Relazione per la prova finale

**Studio e simulazione di convertitore AC/DC/AC per
trasmissione di potenza in corrente continua**

DC power transmission, study and simulation of AC/DC/AC converter

Tutor Universitario: Prof. Luigi Alberti

Studente: Alex De Bastiani

Matricola: 1121527

Anno Accademico 2022/2023.

INDICE

Introduzione	3
Raddrizzatore a ponte non controllato	4
Raddrizzatore a ponte controllato	8
Convertitore a 12 impulsi	12
Convertitore a 12 impulsi controllato	15
Trasmissione potenza in corrente continua	17
Osservazioni	21

- Introduzione

In alcune tipiche applicazioni operare in corrente continua può risultare più vantaggioso rispetto all'alternata, la quale copre la grande maggioranza del funzionamento delle infrastrutture elettriche. Gli esempi più emblematici sono i cavi sottomarini, di cui in Italia vi sono esemplari celeberrimi come il SAPEI: due cavi sottomarini che connettono la Sardegna con la Penisola Italiana, da 500 kv di tensione continua e una capacità di 1000 MW di potenza (sito web TERNA.it). I vantaggi della trasmissione di potenza continua sono numerosi, alcuni sono:

- 1) L'induttanza della linea ha impedenza zero per la componente continua della corrente, mentre funge da filtro per le armoniche, specialmente quelle di frequenza elevata, dato che $X = n\omega L$
- 2) La vicinanza tra i conduttori dei cavi e la presenza di schermo metallico, hanno l'indesiderata funzione di condensatori; la capacità equivalente è tanto più grande quanto più è lunga la linea. Ancora una volta le reattanze capacitive sono ininfluenti per le correnti continue, mentre possono incidere in modo estremamente significativo sul fattore di potenza delle linee in alternata.
- 3) Mediante l'utilizzo di appositi convertitori ai terminali, il flusso di potenza è controllabile e bidirezionale, e non una mera funzione della rete connessa.
- 4) La modulazione di potenza sopracitata incrementa la stabilità della rete complessiva.
- 5) Le reti connesse ai terminali possono avere tensioni e anche frequenze diverse tra loro.

La trasmissione in DC tuttavia è possibile mediante costosi dispositivi di conversione, filtri e sistemi di controllo.

Il presente elaborato approfondirà il funzionamento di tali convertitori, che dovranno insistere sui due terminali della linea. Lo studio verrà accompagnato da simulazioni mediante il programma PSIM.

Tutti gli esercizi e relativi schemi riportati, hanno gli stessi valori di tensione, resistenza, induttanza; eccetto l'ultima simulazione a cui verranno forniti dati specifici.

$V_c = 400 \text{ V}$ tensione concatenata

$V_{c,m} = 400 * \sqrt{2} = 565,7 \text{ V}$ valore di picco

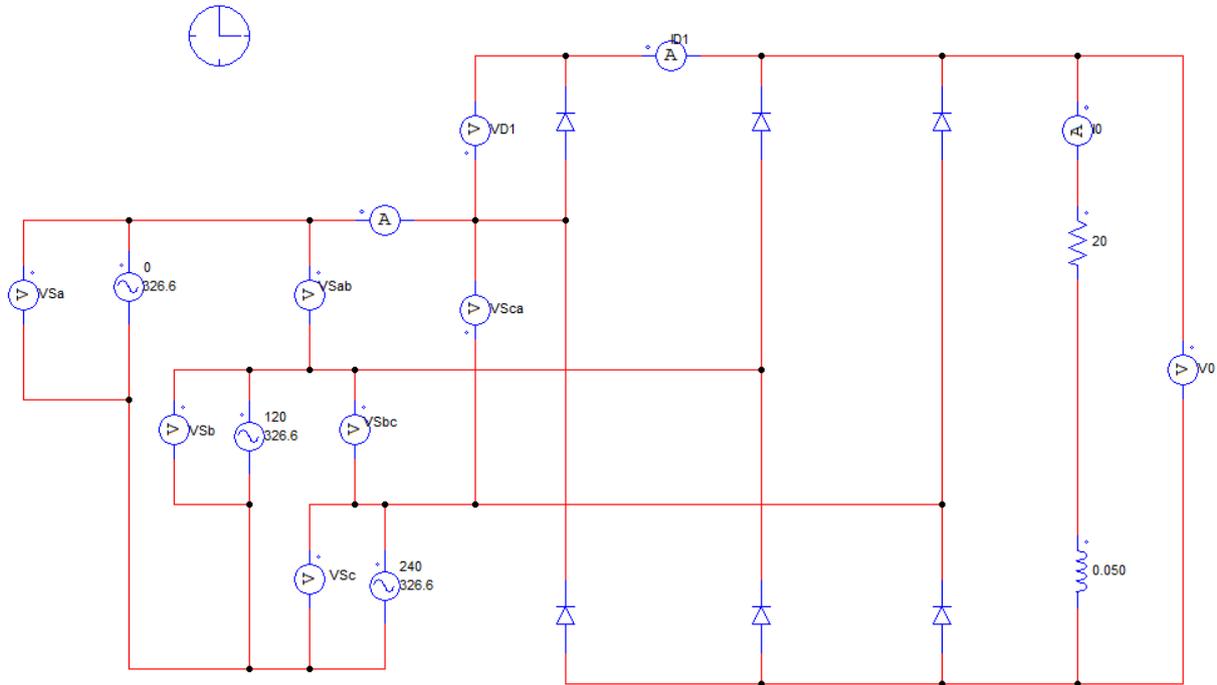
$R = 20 \Omega$ resistenza del carico

$L = 50 \text{ mH}$ induttanza del carico

$V_{s,m} = \frac{V_{c,m}}{\sqrt{3}} = 326,6 \text{ V}$ Tensione stellata di picco

- Raddrizzatore a ponte non controllato

Schema del circuito:



Il funzionamento di base è quello del raddrizzatore a ponte a sei impulsi.

L'osservazione di partenza è che in qualsiasi momento, due e solo due diodi sono in fase di conduzione, e sono quelli che insistono sulle due fasi con la tensione concatenata più alta in modulo. Ad ogni periodo, le fasi interessate si alternano ciclicamente in sei combinazioni (ab, ac, bc, ba, ca, cb), di conseguenza vi sono sei combinazioni di coppie di diodi che possono condurre assieme. Da questo deriva il nome di raddrizzatore a sei impulsi, visto che ci sono sei permutazioni ad ogni periodo.

Sul carico verrà dunque trasferita la stessa tensione concatenata v_c della sorgente, nei $\frac{2\pi}{6}$ del periodo in cui è massima. Il valore di picco è dunque il medesimo della sorgente, ma il valore medio sarà:

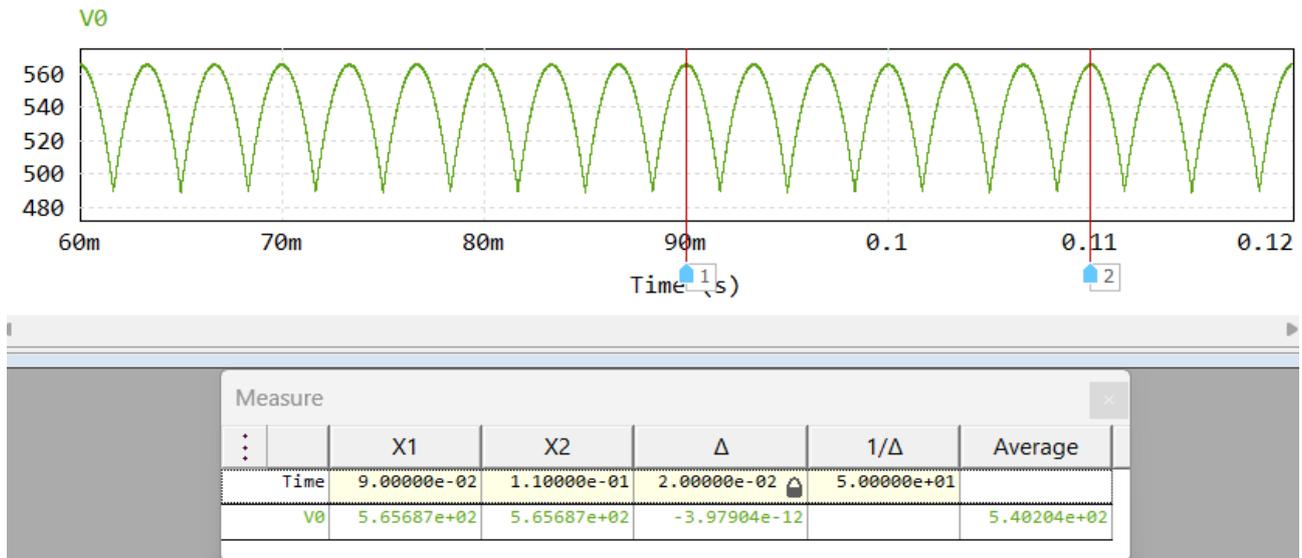
$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_c \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} V_c [-\cos(\omega t)]_{2\pi/3}^{2\pi/3} =$$

$$V_o = \frac{3}{\pi} V_c \approx 0,955 V_{c,m} \quad (1)$$

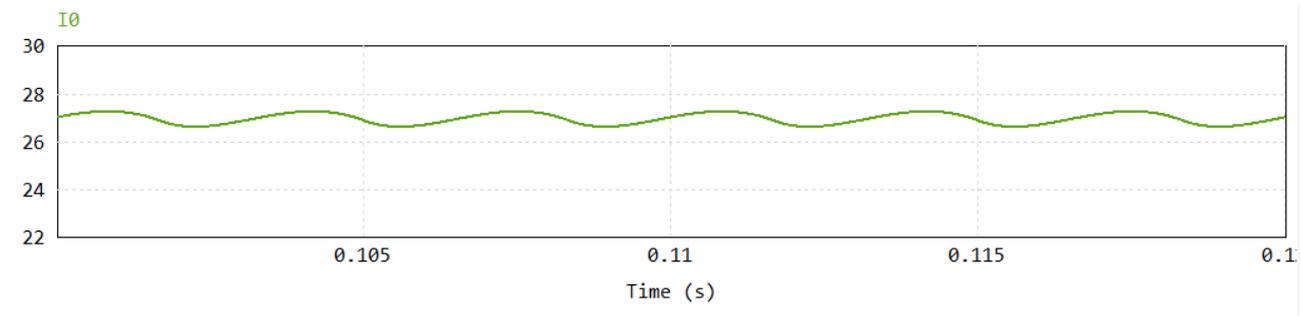
Nell'esempio: $V_o = 0,955 * 400 * \sqrt{2} = 540,2 \text{ V}$

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{540,2}{20} = 27,01 \text{ A}$$

Verifico tensione media e di picco:



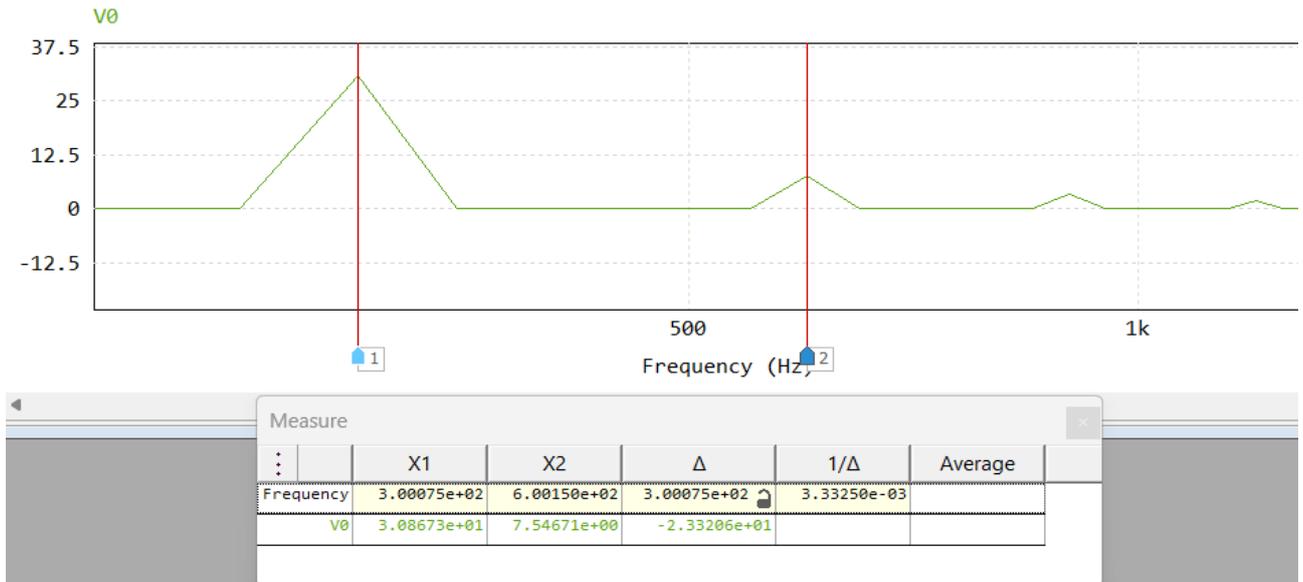
In uscita la frequenza fondamentale è dunque di 6ω , e quindi le varie armoniche avranno frequenze multiple di 6. Ciò è un vantaggio in quanto vengono automaticamente azzerate tutte le altre armoniche, e le rimanenti, avendo frequenze elevate, decrescono rapidamente. In particolare la corrente, in ragione dell'aumento della reattanza associata ad elevate pulsazioni, si avvicinerà a valori pressoché costanti.



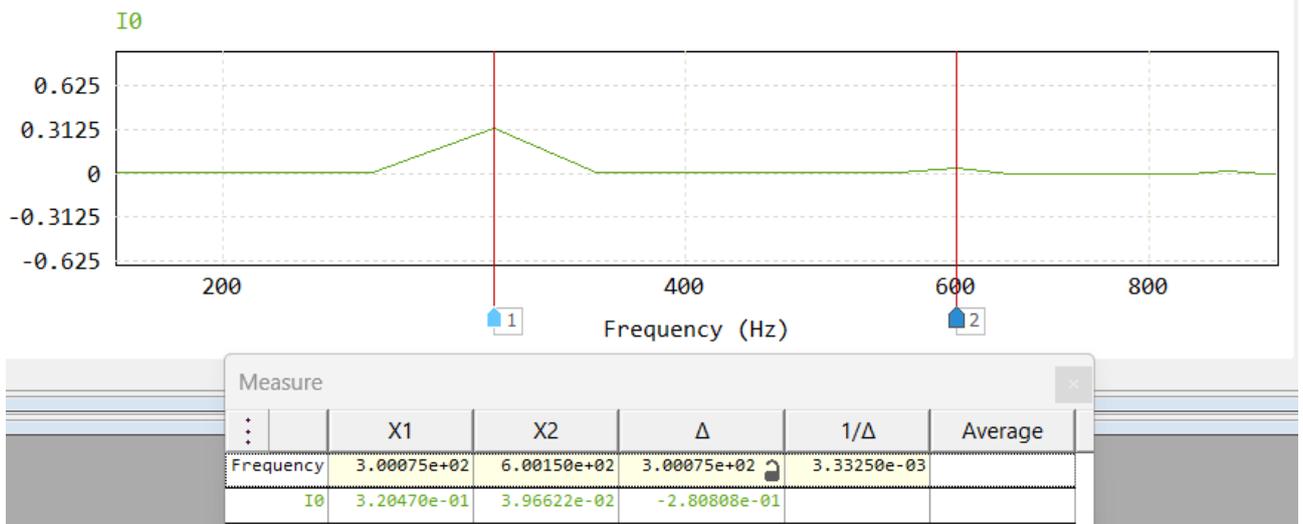
Dall'analisi di Fourier le ampiezze delle armoniche di tensione risultano:

$$V_n = \frac{6V_{c,m}}{\pi(n^2-1)} \quad n = 6, 12, 18 \dots$$

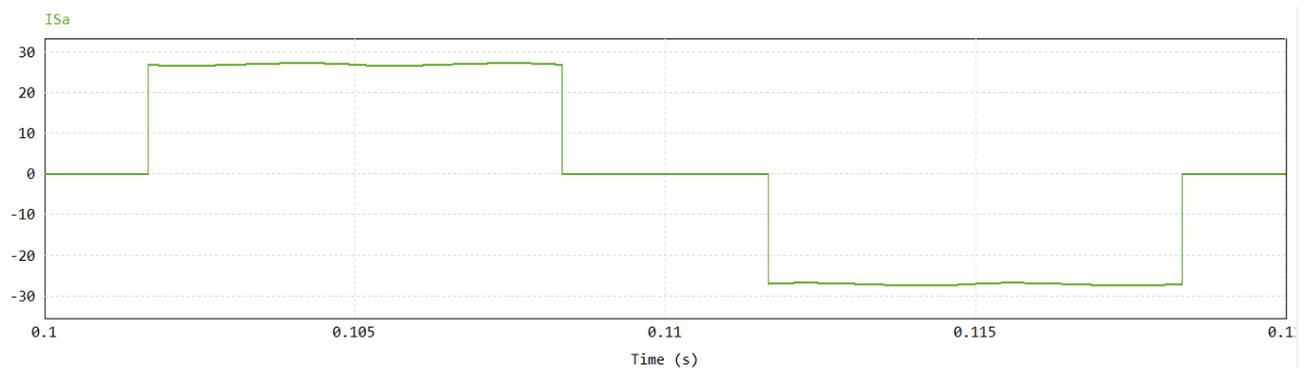
$V_6 = 30,87 \text{ V}$	$V_{12} = 7,56 \text{ V}$	$V_{18} = 3,34 \text{ V}$
$X_6 = 94,2 \ \Omega$	$X_{12} = 188,5 \ \Omega$	$X_{18} = 282,7 \ \Omega$
$Z_6 = 96,3 \ \Omega$	$Z_{12} = 189,6 \ \Omega$	$Z_{18} = 283,4 \ \Omega$
$I_6 = 0,32 \text{ A}$	$I_{12} = 0,04 \text{ A}$	$I_{18} = 0,01 \text{ A}$



Armoniche di corrente:



Laddove invece le armoniche di corrente possono creare più disturbo è a monte, nelle fasi della sorgente AC:



Ogni fase conduce per due terzi del periodo, e se L è sufficientemente grande possiamo considerare l'andamento della corrente come una funzione a gradini.

La serie di Fourier delle ampiezze di corrente assorbite da ciascuna fase della rete è:

$$i_a(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots \right)$$

Dove l'ordine delle armoniche è $6k \pm 1$ $k = 1, 2, 3, \dots$

f = 50	f = 250	f = 350	f = 550	f = 650
$I_1 = 29,78$ A	$I_5 = 5,96$ A	$I_7 = 4,25$ A	$I_{11} = 2,71$ A	$I_{13} = 2,29$ A

∴	X1	X2				
Frequency	5.00501e+01	2.50000e+02	3.50350e+02	5.50000e+02	6.50651e+02	8.50000e+02
ISa	2.98027e+01	5.94838e+00	4.23602e+00	2.65402e+00	2.29922e+00	1.70019e+00

Total Harmonic Distortion:

Considerando solo le armoniche in tabella ottengo

$$\text{THD} \approx \frac{\sqrt{(I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2)}}{I_1} = 0,27$$

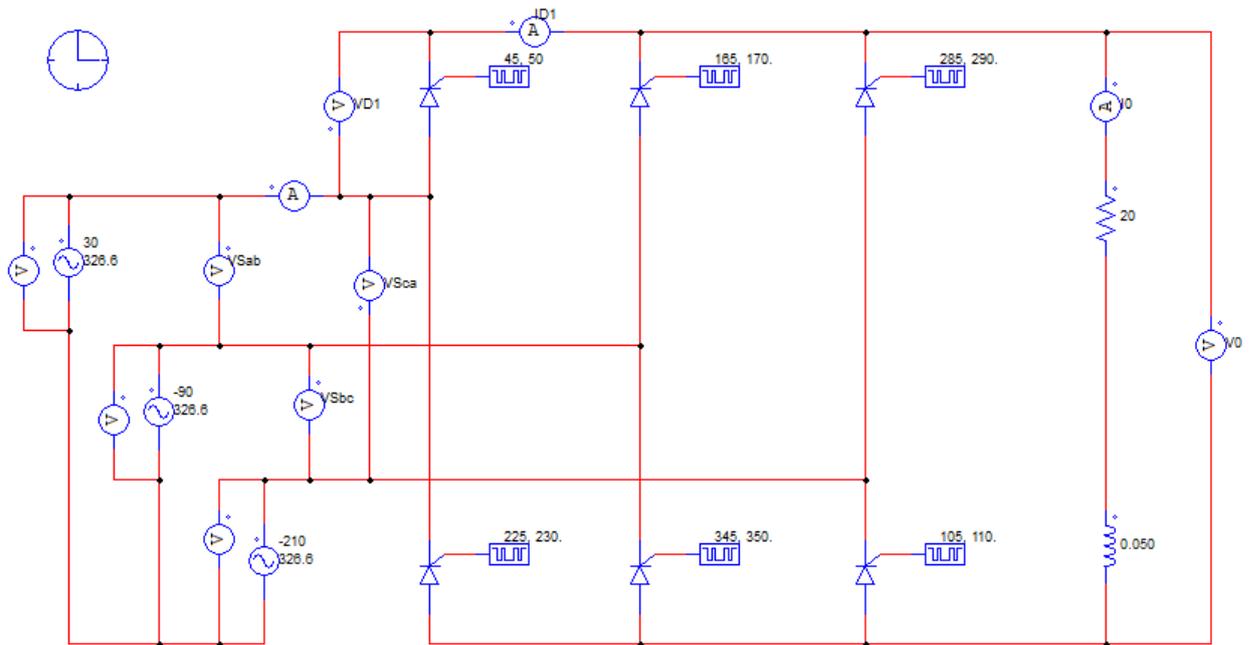
Measure						
∴	X1	X2	Δ	1/Δ	THD	
Time	1.00000e+00	1.04000e+00	3.99992e-02	2.50005e+01	freq=50	
ISa	6.82121e-07	2.95586e-08	-6.52562e-07		3.10704e-01	

Quello totale calcolato con PSIM è ancora maggiore, ad indicare che incidono in modo non trascurabile anche le armoniche a frequenza più elevata.

Tali correnti dovranno essere filtrate lato rete AC, mediante dei filtri risonanti C-L.

- Raddrizzatore a ponte controllato

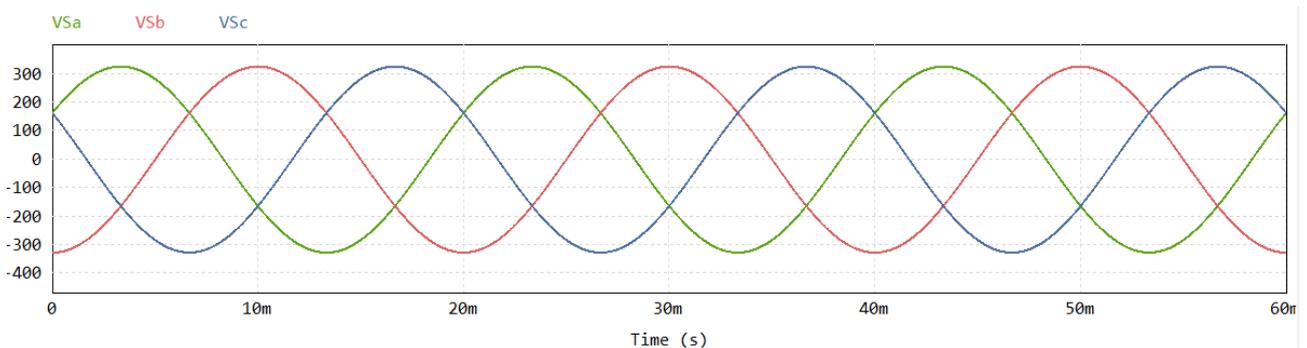
Schema circuitale:



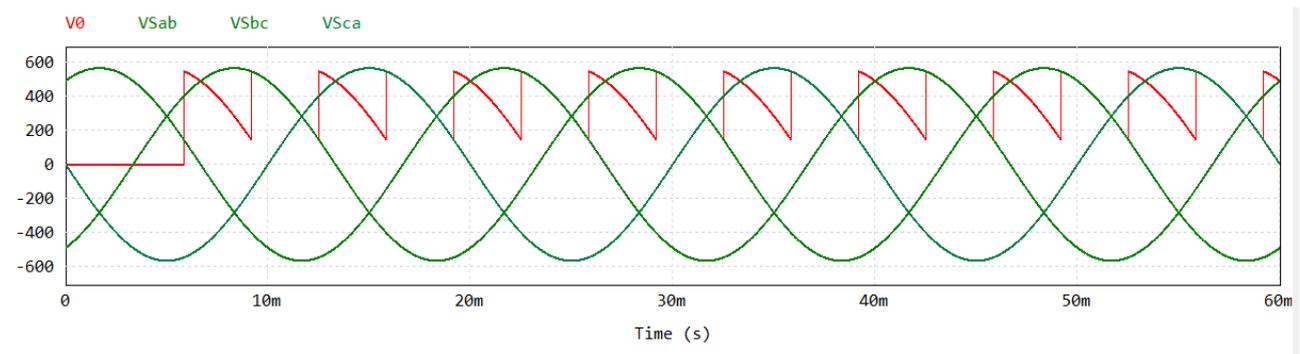
Il diodo controllato SCR o tristore, ha la particolarità di non entrare in conduzione finché non viene comandata l'apertura da una corrente di controllo nel "gate". I blocchi di controllo consistono pertanto in un'onda quadra, il cui duty cycle è rappresentato da due angoli. Utilizzando questo componente al posto dei diodi, posso dunque trasferire in uscita l'andamento di tensione in un intorno diverso dal picco, sempre della durata di $\frac{2\pi}{6}$.

Affinché il segnale di comando dei tristori sia nella fase corretta, occorre prestare attenzione. Il delay impostato è $\alpha = 45^\circ$; si intende che il ritardo di 45° è rispetto al momento in cui sarebbe entrato in conduzione il diodo non controllato. Questo momento occorre quando la tensione concatenata massima è quella tra le fasi a e b. Ciò accade quando $V_a = V_c$, ovvero quando la fase a si trova a 30° . Per visualizzare il delay corretto ($\alpha + k60^\circ$) sui blocchi di controllo, sono state traslate di 30° le fasi della sorgente.

Tensioni stellate:



Tensioni concatenate e v_0 :

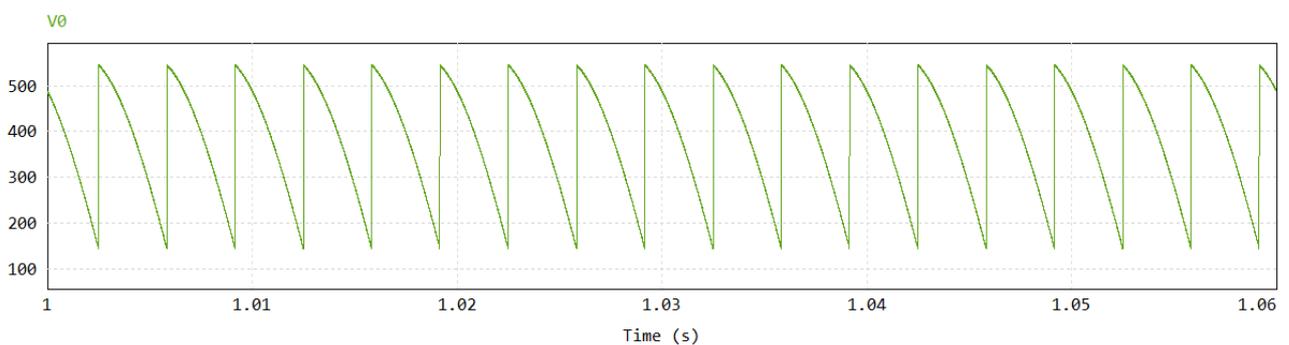


Calcolo la tensione media in uscita:

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} V_{c,m} \operatorname{sen}(\omega t) d(\omega t) = \\
 &= \frac{3}{\pi} V_{c,m} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] = \text{(formule di addizione)} \\
 &= \frac{3}{\pi} V_{c,m} \left[-\left(\cos\frac{2\pi}{3} \cos\alpha - \operatorname{sen}\frac{2\pi}{3} \operatorname{sen}\alpha\right) + \left(\cos\frac{\pi}{3} \cos\alpha - \operatorname{sen}\frac{\pi}{3} \operatorname{sen}\alpha\right) \right] = \\
 &= \frac{3}{\pi} V_{c,m} \left[-\left(-0,5 \cos\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\alpha\right) + \left(0,5 \cos\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\alpha\right) \right] = \\
 &= \frac{3}{\pi} V_{c,m} \left(0,5 \cos\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\alpha + 0,5 \cos\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}\alpha \right) = \\
 &= \frac{3}{\pi} V_{c,m} \cos\alpha \quad (2)
 \end{aligned}$$

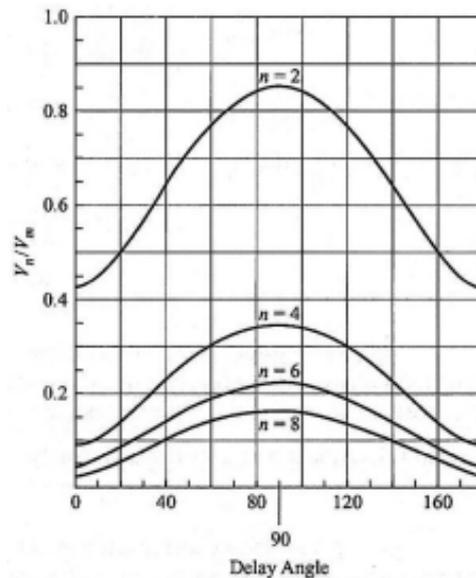
Nell'esempio: $V_0 = \frac{3}{\pi} V_{c,m} \cos 45^\circ = 0,955 * 400 * \sqrt{2} * \cos 45^\circ = 382 \text{ V}$

Verifico:

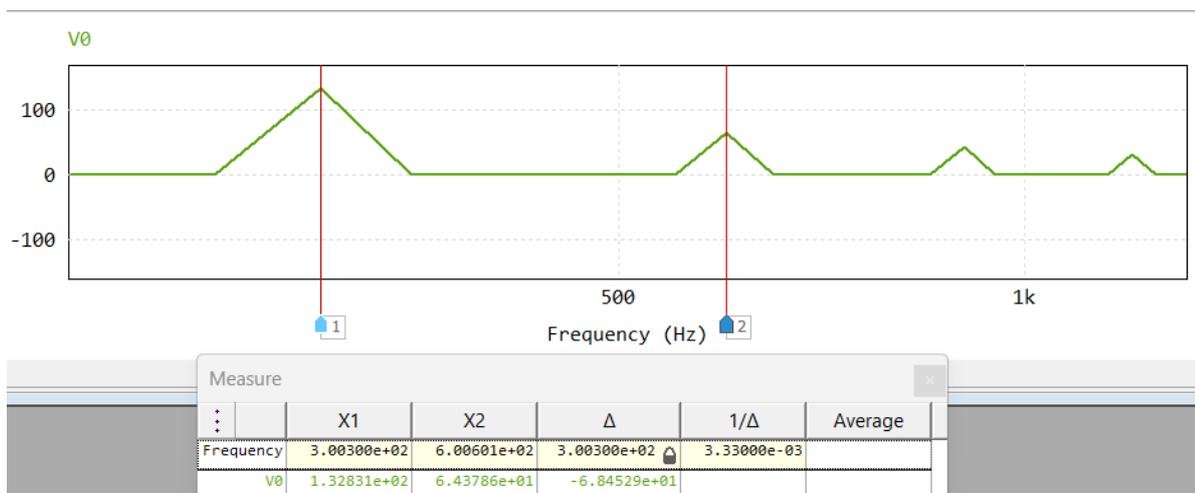


Measure						
	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average	
Time	1.00917e+00	1.02917e+00	2.00000e-02	5.00000e+01		
v_0	5.46259e+02	5.46259e+02	-8.63042e-08		3.81855e+02	

Come si può evincere da un primo sguardo, la V_0 nel caso controllato presenta un ripple decisamente maggiore rispetto al caso non controllato. Ciò si ripercuote nel contenuto armonico che sarà maggiore, come riportato in tabella.



armoniche in uscita normalizzate, in funzione dell'angolo α di ritardo nel controllo



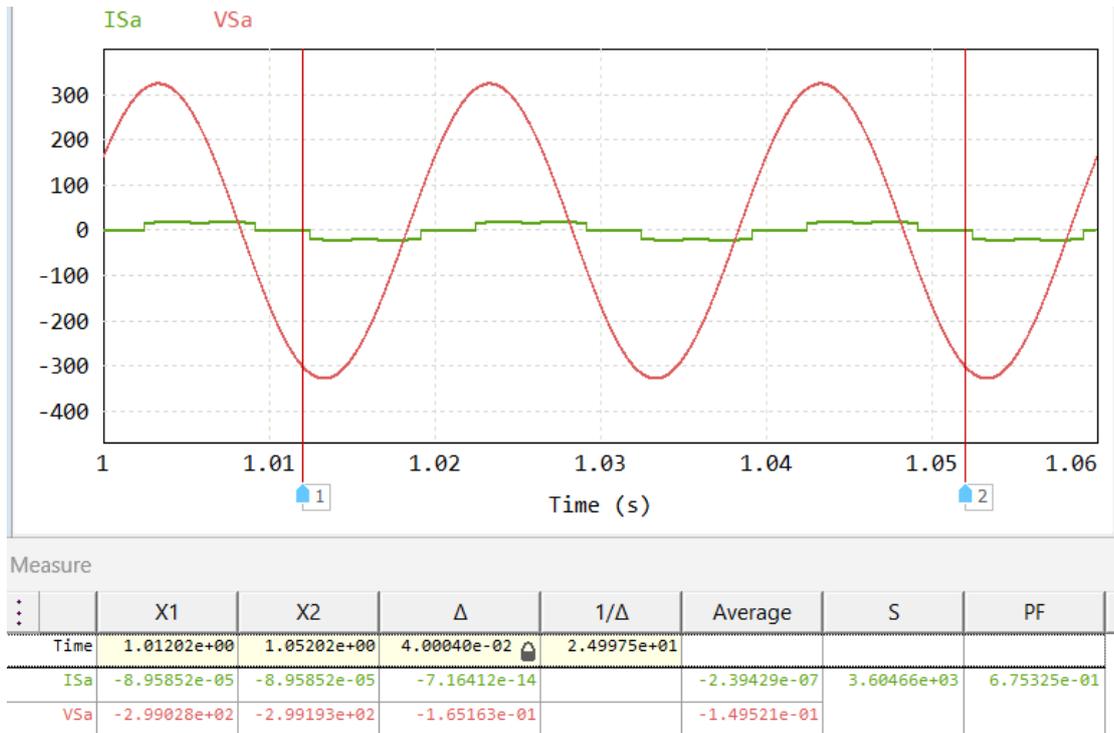
Valutiamo ora le potenze, attiva e apparente, su carico e sorgente, quindi il fattore di potenza

$$P = \frac{V_0^2}{R} = 7296 \text{ W}$$

$$S = 3 * I_{s,rms} * V_{s,rms} = \sqrt{3} * I_{s,rms} * V_C = \sqrt{3} * \sqrt{\frac{2}{3}} I_0 * V_C = \sqrt{2} * \frac{V_0}{R} * V_C = 10804 \text{ VAR}$$

$$\text{Pf} = \frac{P}{S} = 0,675$$

Potenza apparente su singola fase e fattore di potenza:



$$3 * 3604,7 = 10814 \text{ VAR}$$

Potenza attiva sul carico

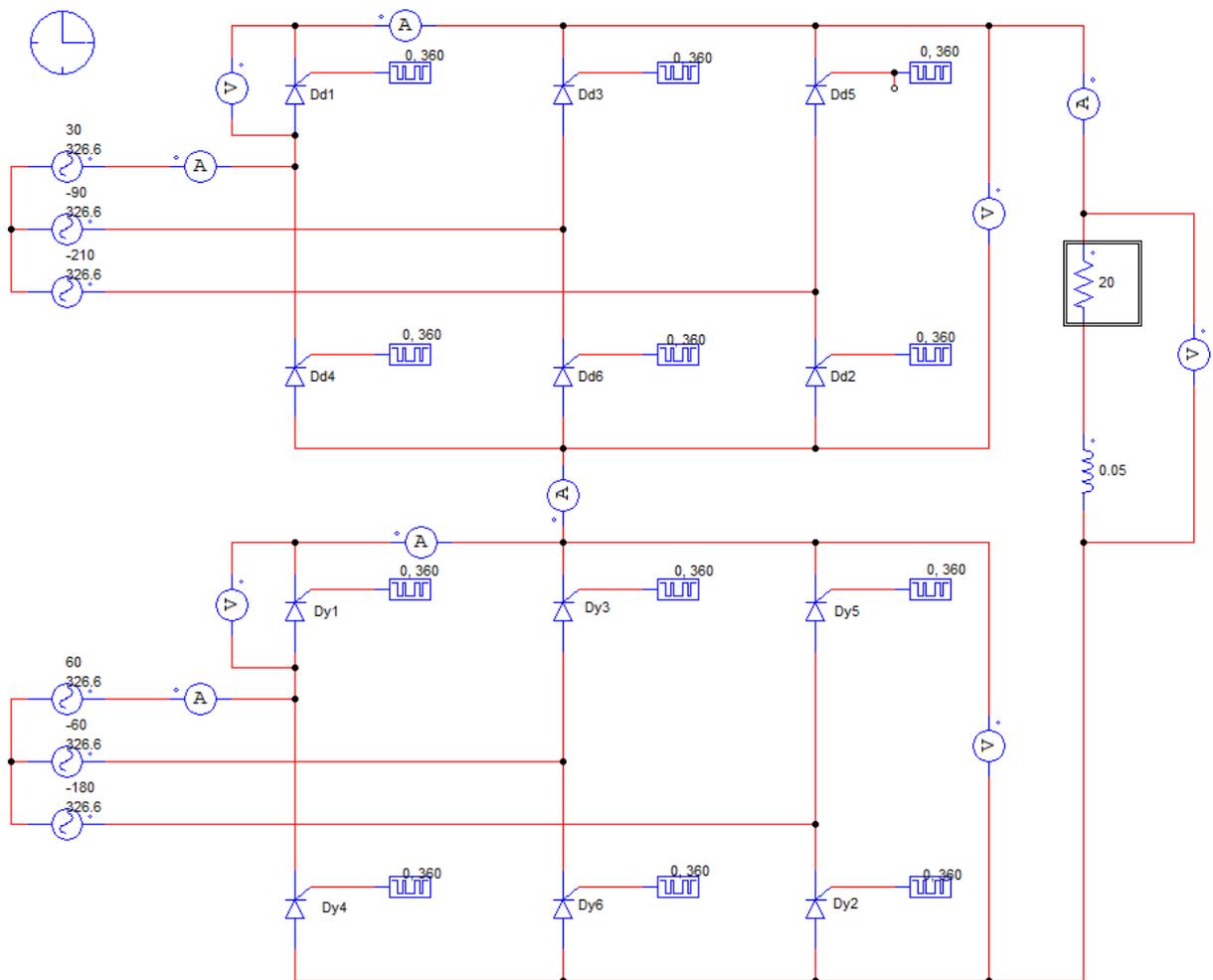
Measure

	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average	P
Time	1.01244e+00	1.05244e+00	4.00040e-02	2.49975e+01		
I0	1.70703e+01	1.70555e+01	-1.48223e-02		1.90981e+01	7.30992e+03
V0	1.56522e+02	1.55839e+02	-6.83360e-01		3.81717e+02	

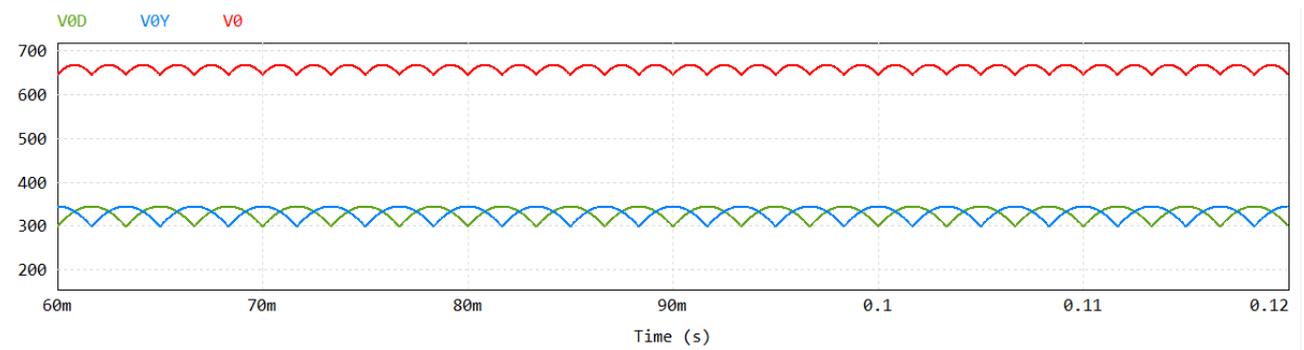
- Convertitore a dodici impulsi

Collegando in serie due convertitori a sei impulsi, sfasati tra loro di 30° (ad esempio connettendoli a due trasformatori rispettivamente Yd e Yy, o comunque con indice orario opportuno), ottengo una tensione in uscita che è la somma delle tensioni dei rispettivi ponti, sfasate a loro volta di 30° . Con questa configurazione occorrono 12 permutazioni nei diodi in conduzione, ogni periodo. La frequenza fondamentale in uscita sarà dunque doppia, quindi multipla di 12ω . Ciò riduce ulteriormente il contenuto armonico di tensione e corrente.

Schema circuitale caso non controllato:



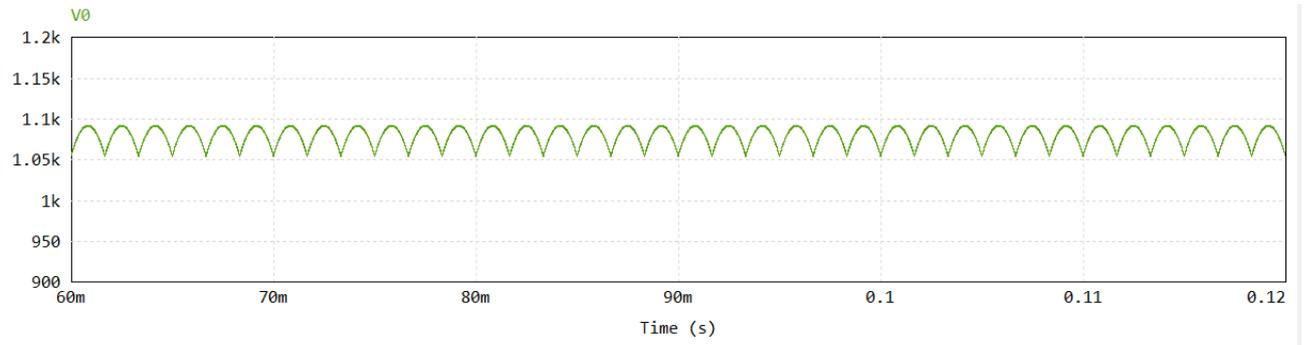
La tensione media in uscita sarà la semplice somma delle tensioni dei due convertitori a sei impulsi:



$$V_0 = V_{0,Y} + V_{0,D} = 2 * \frac{3 V_{c,m}}{\pi} \quad (3)$$

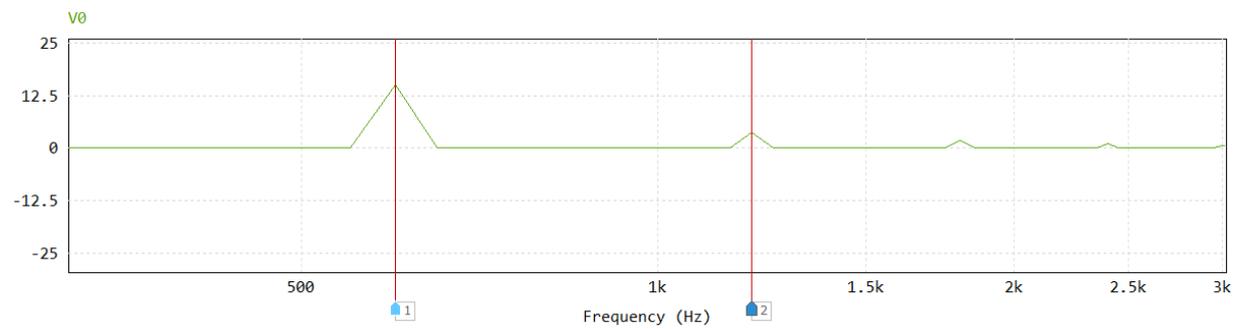
Nell'esempio:

$V_0 = 1080 \text{ V}$



Measure					
	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average
Time	7.20080e-02	1.12008e-01	4.00000e-02	2.50000e+01	
V0	1.07979e+03	1.07979e+03	-2.62003e-09		1.08038e+03

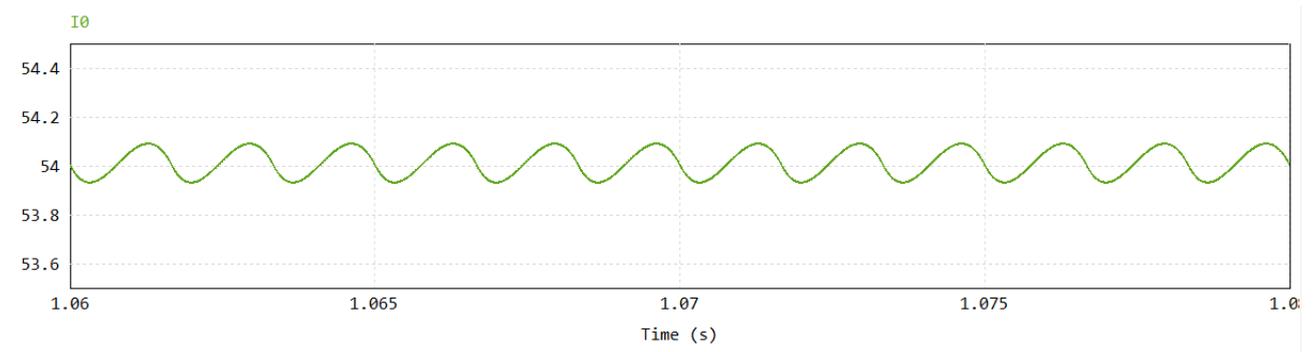
Contenuto armonico:



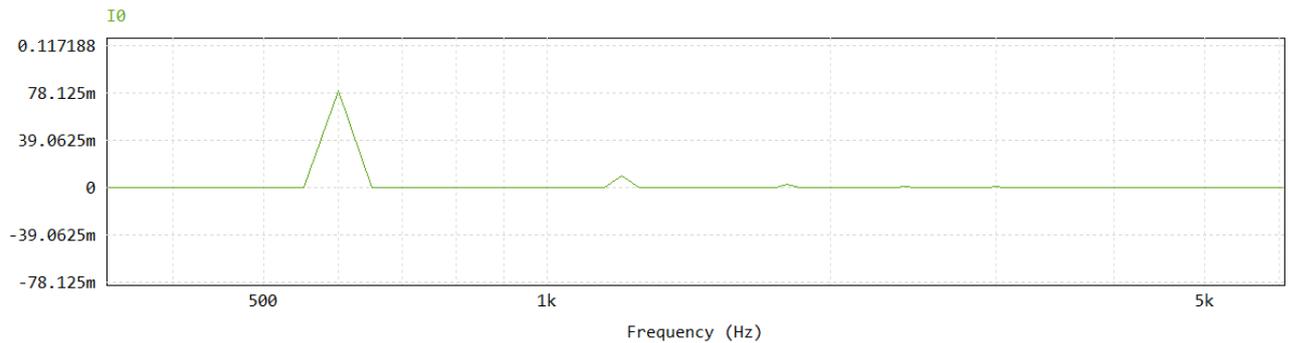
measure		
	X1	X2
Frequency	6.00150e+02	1.20030e+03
V0	1.50941e+01	3.75306e+00

	X1	X2
Frequency	1.80045e+03	2.40060e+03
V0	1.66582e+00	9.36241e-01

Corrente



Il ripple di corrente è visivamente molto piccolo, infatti compariranno solo le armoniche di ordine 12k:



	X1	X2
Frequency	6.00150e+02	1.20030e+03
I0	7.97156e-02	9.99915e-03

Un altro vantaggio si avrà anche lato AC, dato che nei due sistemi sfasati di 30° le correnti avranno le seguenti serie di Fourier (sulla fase a):

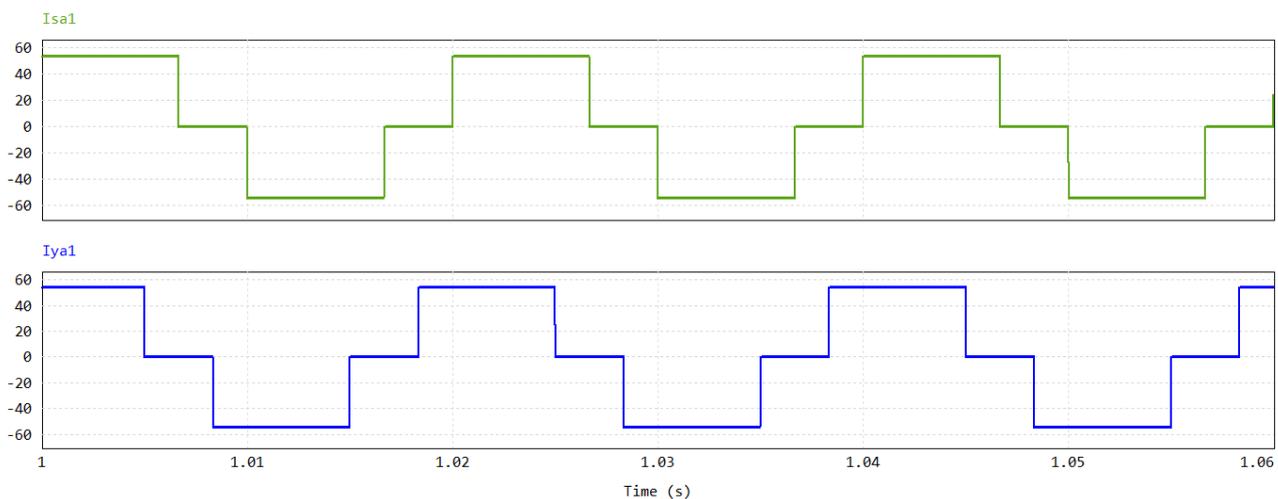
$$i_{ay}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots \right)$$

Già vista sopra

$$i_{a\Delta}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots \right)$$

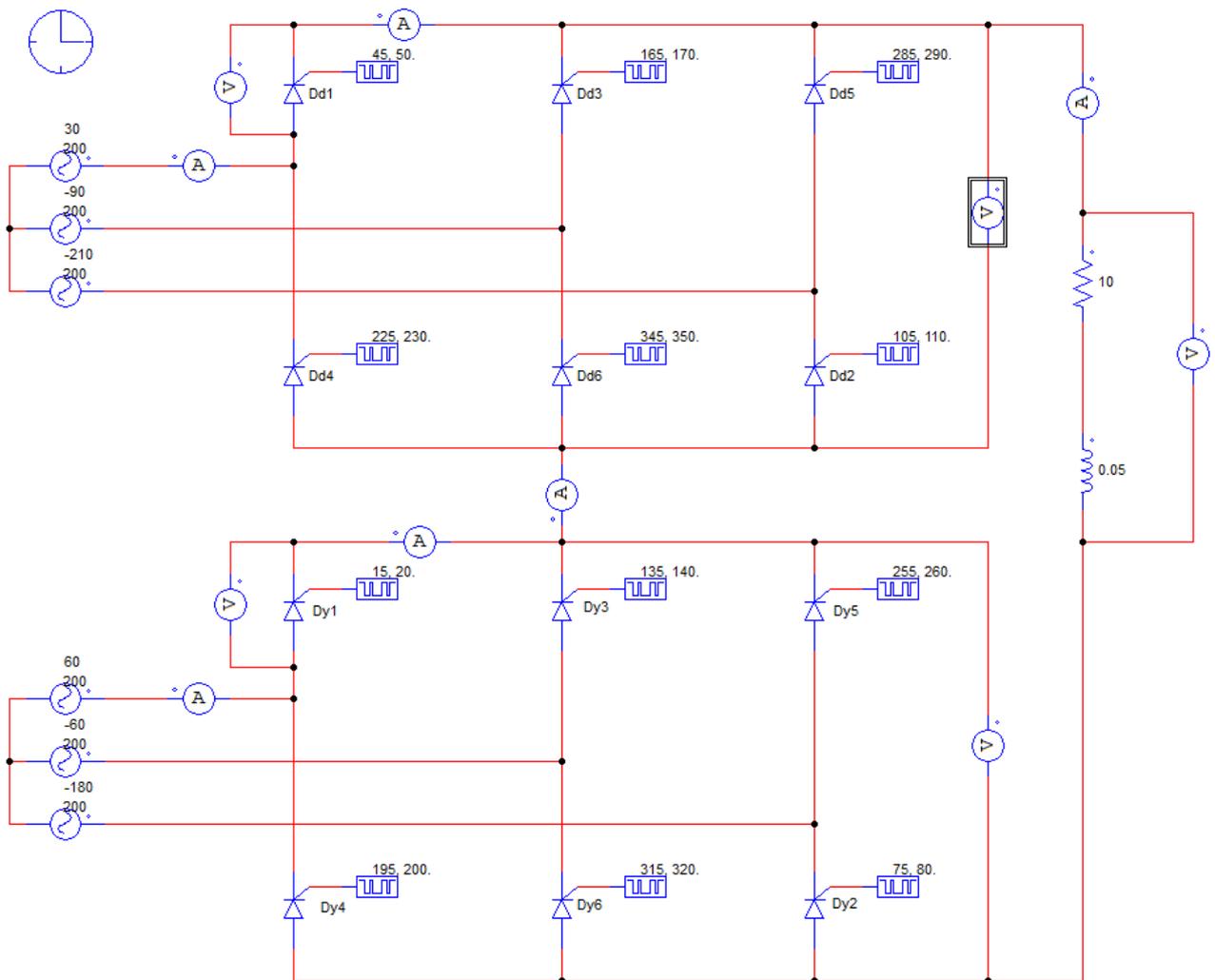
A monte dei trasformatori le correnti si sommano, eliminando così le armoniche di ordine $6k \pm 1$

$$i_a(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_0 \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots \right)$$



- Convertitore a dodici impulsi controllato

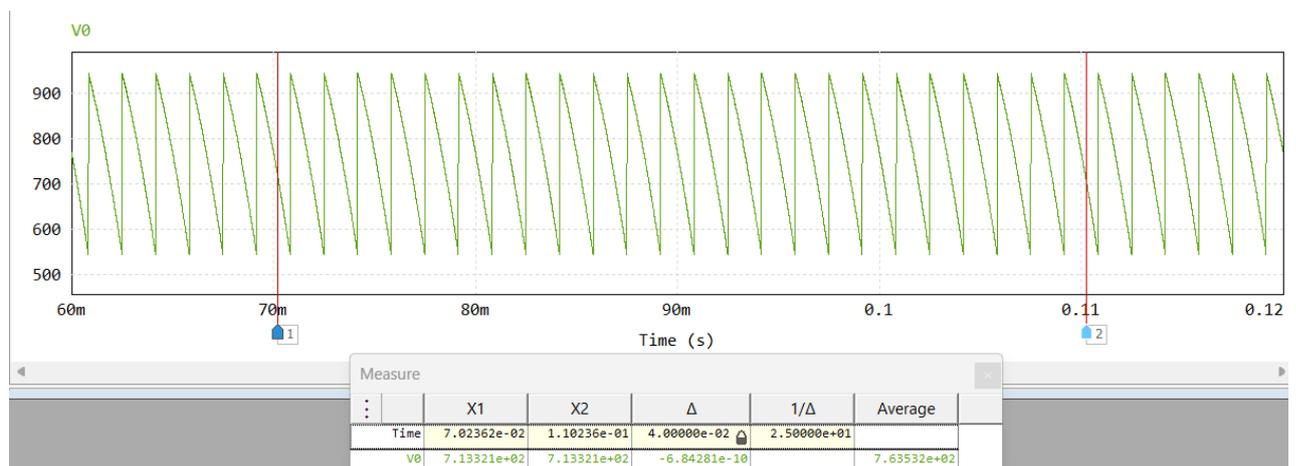
Schema circuitale:

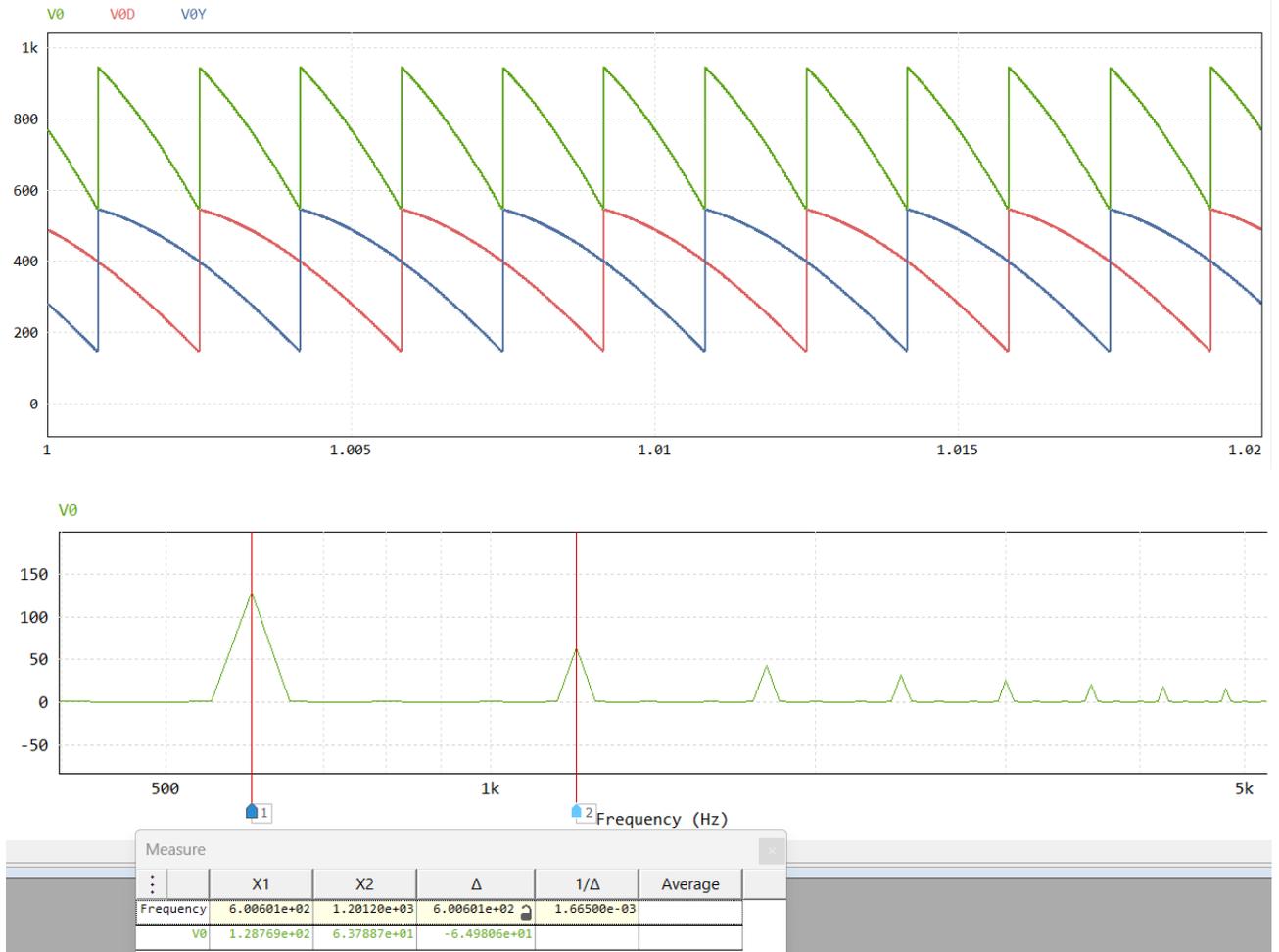


Rispetto al caso non controllato, cambiano solo di un fattore $\cos\alpha$ tutte le tensioni in uscita:

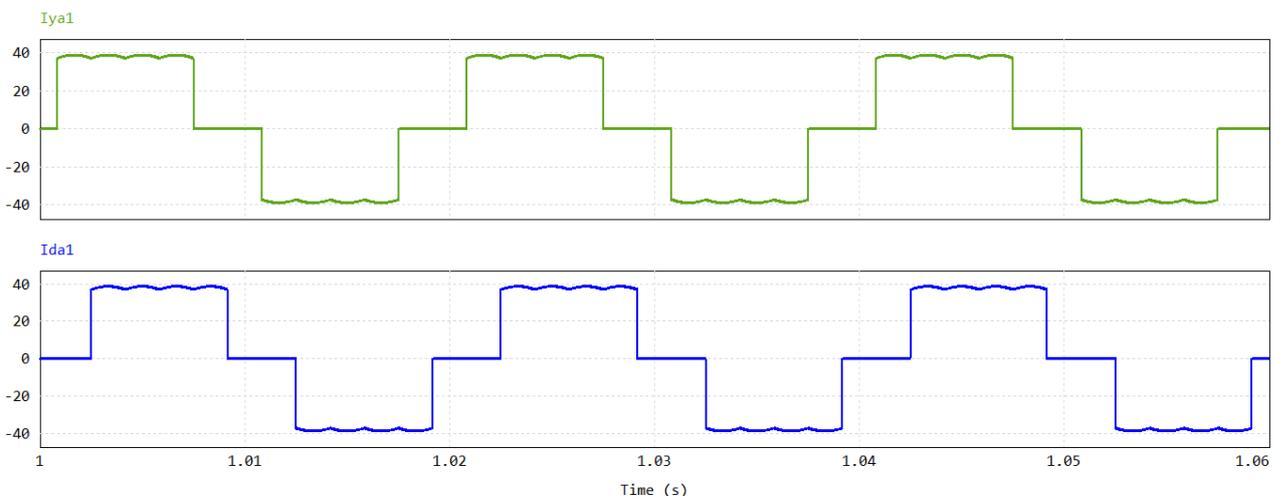
$$V_0 = V_{0,Y} + V_{0,D} = \frac{3 V_{c,m}}{\pi} \cos\alpha + \frac{3 V_{c,m}}{\pi} \cos\alpha = \frac{6 V_{c,m}}{\pi} \cos\alpha$$

Nell'esempio: $V_0 = \frac{6}{\pi} * V_{c,m} * \cos 45^\circ = 764 \text{ V}$





Anche nel caso a 12 impulsi il contenuto armonico cresce all'aumentare dell'angolo α di delay. Sia lato DC sia lato AC.



- Trasmissione di potenza in corrente continua

Di seguito viene utilizzato lo stesso raddrizzatore a 6 impulsi controllato (la versione demo di PSIM non permette di simulare due convertitori a 12 impulsi, a causa del numero di componenti che supera il massimo consentito) in entrambi i terminali di una linea in corrente continua per simulare un esercizio di trasmissione di potenza. Un convertitore funzionerà da raddrizzatore e l'altro da inverter. Infatti, modulando opportunamente l'angolo α di controllo dei tristori, posso ottenere una tensione negativa in uscita dal ponte:

Vale l'equazione (2), perciò si avrà:

$$V_0 > 0 \quad \text{per } 0 < \alpha < 90^\circ$$

$$V_0 < 0 \quad \text{per } 90^\circ < \alpha < 180^\circ$$

Dato l'orientamento degli SCR, il verso della corrente sarà positivo secondo l'orientamento dell'ampmetro in figura. Perciò per ottenere un trasferimento di potenza nel verso della corrente, la $V_{0,2}$ dovrà essere negativa.

I dati di partenza sono i seguenti:

- tensione concatenata in entrambe i terminali AC: $V_{c,rms} = 230 \text{ kV}$
- resistenza della linea DC: $R = 20 \Omega$
- induttanza di linea, sufficientemente alta da permettere l'ipotesi di corrente di linea puramente continua: $L = 250 \text{ mH}$
- potenza trasmessa alla linea 2 (di destra) dalla linea 1 (sinistra): $P = 100 \text{ MW}$

svolgimento

alcune relazioni di base si evincono dallo schema circuitale:

$$I_0 = \frac{V_{0,1} + V_{0,2}}{R} \quad (4)$$

Laddove, per la (2):

$$V_{0,1} = \frac{3 V_{c,m1}}{\pi} \cos \alpha_1 \quad (5)$$

$$V_{0,2} = \frac{3 V_{c,m2}}{\pi} \cos \alpha_2 \quad (6)$$

Le potenze erogate dai convertitori sono:

$$P_1 = V_{0,1} I_0 \quad (7)$$

$$P_2 = V_{0,2} I_0 = -100 \text{ MW} \quad (\text{da consegna}) \quad (8)$$

Si dovrà scegliere una tensione di esercizio per la linea DC, da cui a ritroso verranno selezionati gli angoli α_1 ed α_2 opportuni. La tensione massima ottenibile dai convertitori sarà, per $\alpha = 0$

$$V_{0,max} = 0,955 V_{c,m} = 0,955 * \sqrt{2} * 230 * 10^3 = 310,6 \text{ kV}$$

La tensione scelta deve essere di ampiezza necessariamente minore di questo valore, inoltre devo tener conto che ci sarà una caduta di tensione, seppur piccola, dovuta alla resistenza della linea; il

valore più elevato si dovrà avere pertanto al terminale 1. Scelgo arbitrariamente di assegnare - 250 kV di tensione al terminale 2, e ricavo, sempre dalla (2):

$$\alpha_2 = \cos^{-1} \left(\frac{V_{0,2}}{V_{0,max}} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{-250}{310,6} \right) = 143,6^\circ$$

Per risalire alla tensione da assegnare alla $V_{0,1}$ dovrò valutare la caduta di tensione sopramenzionata.

La corrente necessaria per trasmettere la potenza richiesta è, dalla (8):

$$I_0 = \frac{P}{V_{0,2}} = \frac{100 \text{ MW}}{250 \text{ kV}} = 400 \text{ A}$$

$$V_{0,1} = -V_{0,2} + I_0 R = 250 \text{ kV} + 400 * 20 = 258 \text{ kV}$$

Da cui

$$\alpha_1 = \cos^{-1} \left(\frac{V_{0,1}}{V_{0,max}} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{258}{310,6} \right) = 33,8^\circ$$

Le perdite sono facilmente ricavabili, sempre nell'ipotesi di corrente continua:

$$P_j = I_0^2 * R = 400^2 * 20 = 3,2 \text{ MW}$$

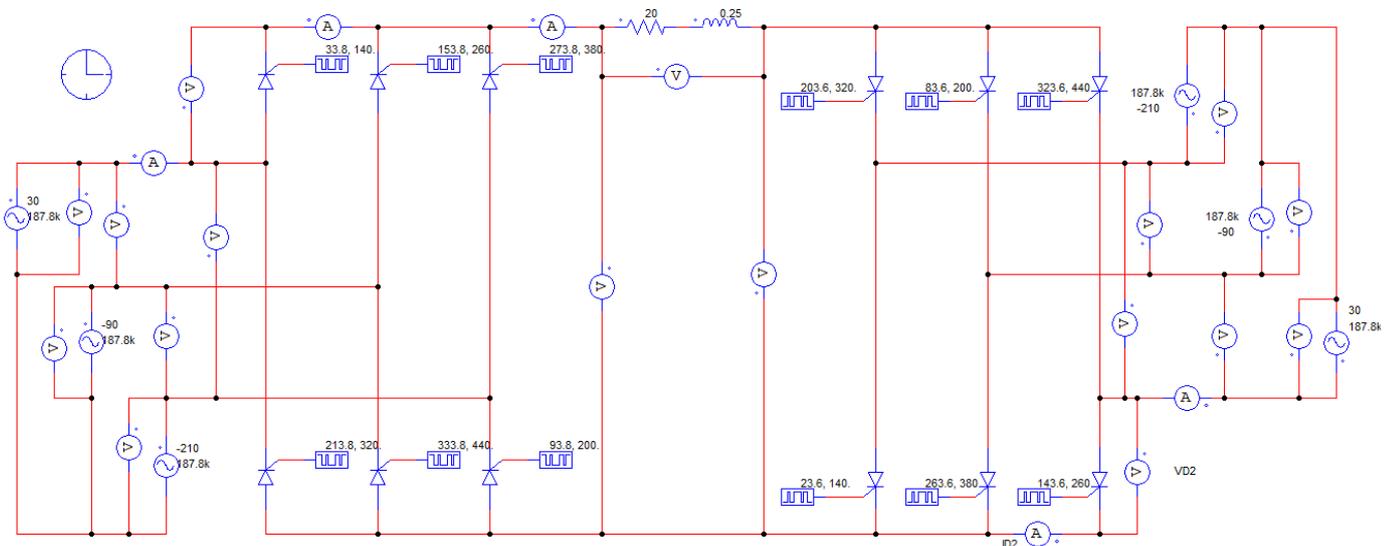
Il terminale 1 dovrà quindi erogare $P_1 = 100+3,2 = 103,2 \text{ MW}$ di potenza.

Avrò complessivamente (sempre nell'ipotesi di corrente sostanzialmente continua) un rendimento di:

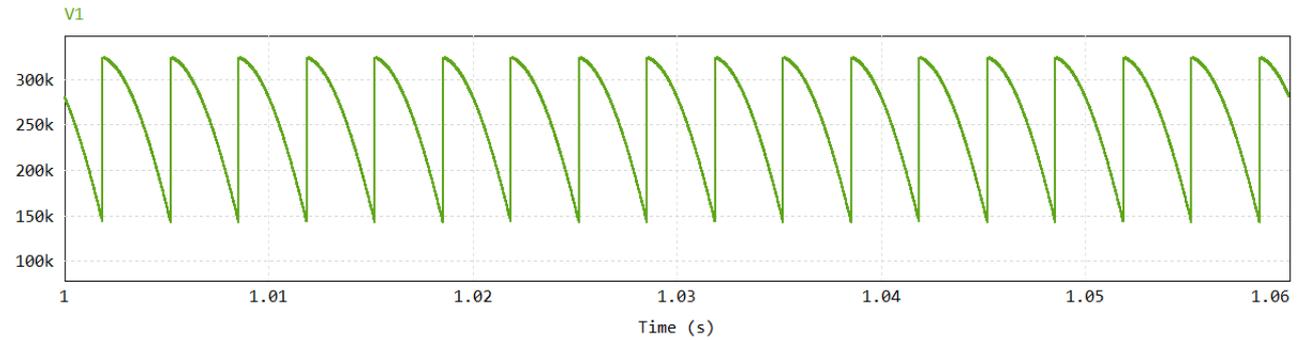
$$\varepsilon = \frac{P_2}{P_1} = \frac{100}{103,2} = 0,969$$

Verifico con la simulazione PSIM

Schema circuitale:

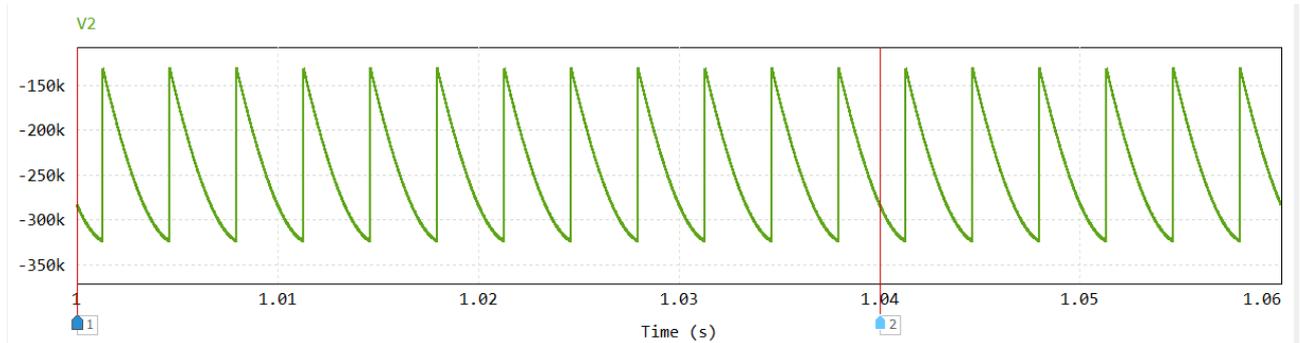


Tensione al ponte 1, a sinistra:



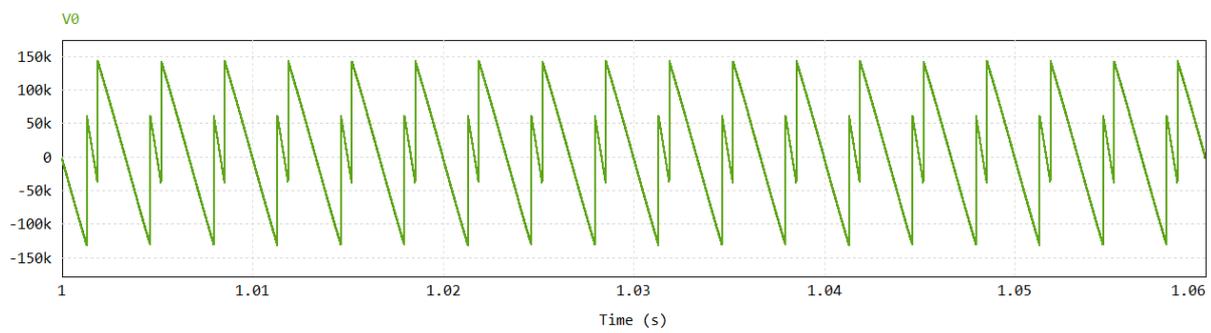
	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average
Time	1.00000e+00	1.04000e+00	4.00040e-02	2.49975e+01	
V1	2.80673e+05	2.81495e+05	8.22514e+02		2.58083e+05

Tensione al ponte 2, a destra:



Measure					
	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average
Time	1.00000e+00	1.04000e+00	4.00040e-02	2.49975e+01	
V2	-2.82716e+05	-2.81904e+05	8.12505e+02		-2.50039e+05

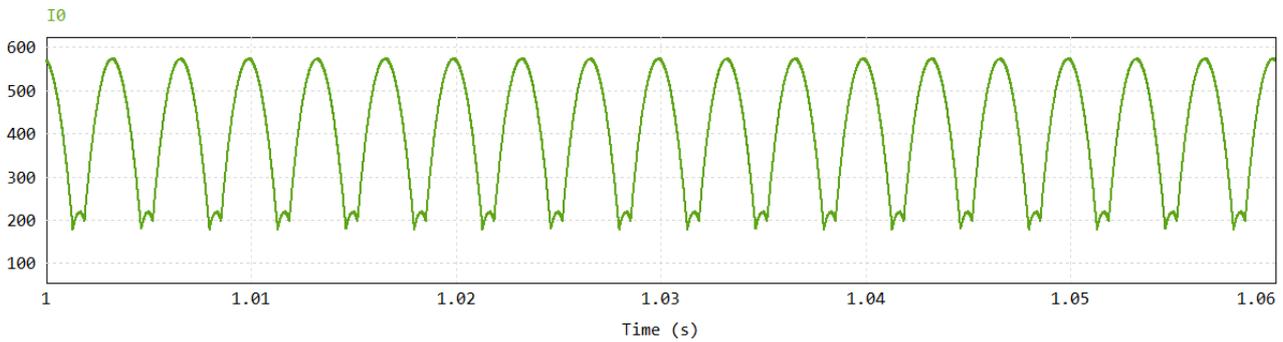
La tensione che insiste alle estremità della linea DC, considerando la legge di Kirchhoff alle tensioni, è la somma tra le tensioni $V_{0,1}$ e $V_{0,2}$ (negativa):



Il valore medio dovrà essere uguale alla caduta di tensione di $V_0 = I_0 R = 400 * 20 = 8 \text{ kV}$

	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average
Time	1.01358e+00	1.05358e+00	4.00003e-02	2.49998e+01	
V0	-2.55849e+04	-2.56155e+04	-3.05611e+01		8.03347e+03

Corrente nella linea DC:



	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average
Time	1.00856e+00	1.04856e+00	4.00040e-02	2.49975e+01	
I0	2.06331e+02	2.08542e+02	2.21088e+00		4.04929e+02

Potenza assorbita dall'inverter, erogata dal raddrizzatore, dissipata nella resistenza:

	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average	P
Time	1.01202e+00	1.05202e+00	4.00040e-02	2.49975e+01		
I0	2.72915e+02	2.74922e+02	2.00720e+00		4.04962e+02	1.09129e+08
V1	3.23322e+05	3.23277e+05	-4.46421e+01		2.58122e+05	
I0	2.72915e+02	2.74922e+02	2.00720e+00		4.04962e+02	-1.05457e+08
V2	-1.92514e+05	-1.92844e+05	-3.29556e+02		-2.50019e+05	
I0	2.72915e+02	2.74922e+02	2.00720e+00		4.04962e+02	3.67156e+06
V0	1.30807e+05	1.30433e+05	-3.74198e+02		8.10307e+03	

In questo caso ci sono delle discrepanze rispetto ai calcoli analitici che non sono riconducibili ad errori di approssimazione, quanto alla presenza delle armoniche. Valuto il rendimento:

$$\varepsilon_{PSIM} = \frac{1,055}{1,091} = 0,967$$

L'approssimazione rimane buona, tuttavia a titolo esemplificativo includo la stessa tabella ricalcolata con una induttanza dieci volte superiore, ovvero 2,5 H:

	X1	X2	Δ	$1/\Delta$	Average	P
Time	1.01202e+00	1.05202e+00	4.00040e-02	2.49975e+01		
I0	3.91087e+02	3.91318e+02	2.30363e-01		4.04918e+02	1.04969e+08
V1	3.23322e+05	3.23277e+05	-4.46420e+01		2.58122e+05	
I0	3.91087e+02	3.91318e+02	2.30363e-01		4.04918e+02	-1.01672e+08
V2	-1.92514e+05	-1.92844e+05	-3.29556e+02		-2.50019e+05	
I0	3.91087e+02	3.91318e+02	2.30363e-01		4.04918e+02	3.29707e+06
V0	1.30807e+05	1.30433e+05	-3.74198e+02		8.10307e+03	

Qui, la potenza dissipata in particolare, i valori risultano molto più prossimi a quelli calcolati.

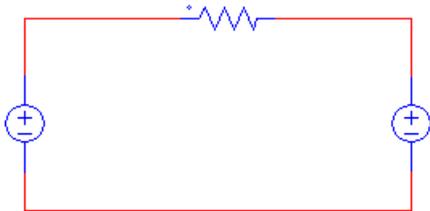
- Osservazioni

Le armoniche di tensione, e quindi di corrente, che si insinuano a valle dei convertitori, crescono al crescere dell'angolo α di controllo, dal momento che aumenta il ripple della tensione in uscita. La tensione ottimale da questo punto di vista è dunque quella massima ottenibile, assegnata al terminale "erogante"; ciò minimizza l'ampiezza delle armoniche indesiderate. Inoltre, a tensioni più elevate corrispondono correnti medie più contenute a parità di potenza trasmessa, e perciò minori perdite, caduta di tensione, miglior rendimento.

Grande vantaggio viene inoltre apportato dall'utilizzo di convertitori a 12 impulsi, con ancora migliori prestazioni anche lato linea AC.

Un'ultima osservazione qualitativa riguarda i componenti non ideali, in particolare i diodi.

Semplificando al massimo, i circuiti di cui sopra possono essere rappresentati da due generatori di tensione continua, e una resistenza a chiudere il circuito:



Trattandosi di una linea di trasmissione di potenza, la resistenza e la relativa caduta di tensione saranno piuttosto piccole. Se associamo ai diodi una specifica caduta di tensione, avremo innanzitutto una riduzione del rendimento associata alle perdite nei diodi, ma soprattutto ci sarà una sensibile riduzione di corrente e potenza trasmessa. I sistemi di conversione devono quindi considerare in modo preciso tutte le cadute di tensione dei componenti coinvolti, eventualmente modulando i segnali dei gate con opportuni sistemi di controllo.