

Esperienza di laboratorio

Convertitori di tensione switching

Gruppo A6
Giacomo Calabria - 2007964
Daniele Venturini - 1195858

24 March 2023

Contents

1	Primo esperimento	3
1.1	Dimensionamento di L e C - prelab	3
1.2	Assemblaggi e settaggi	4
1.3	Risultati	5
1.3.1	Misura della corrente sull'induttore	7
1.3.2	Dipendenza tensione di uscita - duty cycle	8
2	Secondo esperimento	9
2.1	PRELAB	10
2.1.1	Dimensionamento del circuito	10
2.1.2	Diagramma di Bode del filtro RLC	10
2.1.3	Diagramma di Bode del circuito ad anello chiuso	11
2.2	Assemblaggi e settaggi	11
2.3	Risultati	13
2.3.1	Dipendenza tensione di uscita - V_{ref}	15
3	Il futuro della microelettronica	16

INTRODUZIONE

Lo scopo dell'esperienza di laboratorio è studiare e valutare mediante misure di laboratorio le prestazioni di un convertitore di corrente switching (*Switching Mode Power Converter*, SMPC) di tipologia Buck e implementare un semplice circuito a controllo feedback basato su controllore PID.

Strumentazione necessaria:

- Generatore di forma d'onda arbitraria
- Oscilloscopio a 2 canali
- 1 connettore BNC a "T"
- 2 connettore BNC maschio/banana femmina
- 1 connettore BNC femmina-femmina
- 1 cavo BNC
- Cavo 1 mm
- Spellafili

Componenti specifici utilizzati

- Transistor MOSFET, codice IRF630
- Gate driver, codice LTC7001 con relativo condensatore $C3 = 100nF$
- Diodo PN, codice 1N4004

1 Primo esperimento

Il primo esperimento consiste nello studio del comportamento di un convertitore di tensione switching - SMPC - di tipologia Buck ad **anello aperto**. Il circuito è rappresentato in Figura 1. Sono stati utilizzati i seguenti componenti:

- Circuito RLC:

Resistenza di carico $R_L = 50\Omega$, ottenuta dal parallelo di due resistenze da $100\Omega, 1W$

Induttore L , scelto tra quelli disponibili in laboratorio.

Condensatore C , scelto tra i disponibili in laboratorio.

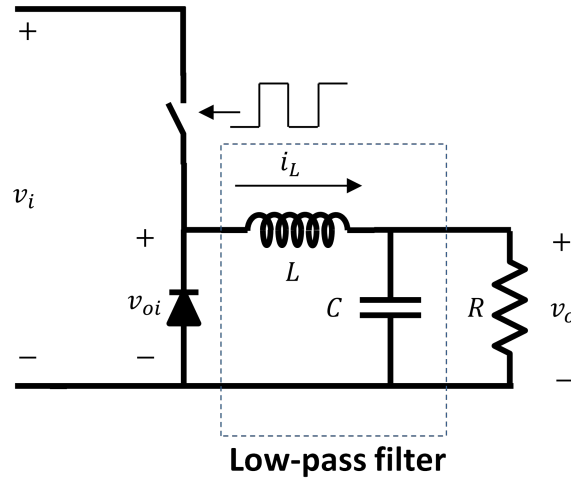


Figure 1: Schema circuito

Il circuito è alimentato dalla tensione $V_i = +8V$.

1.1 Dimensionamento di L e C - prelab

Considerata una frequenza di switching di $f = 50kHz$ e una tensione di ingresso $V_i = +8V$, si determina il valore minimo dell'induttanza tale da garantire la condizione di *continuous conduction mode* per un duty cycle maggiore del 20%. Si vuole quindi che sia garantita la condizione

$$I_{min} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-\delta}{2L_{min}f} \right) = 0 \implies L_{min} = \frac{(1-\delta)R}{2f} = 400\mu H \quad (1)$$

Per cui è stata scelta la seguente induttanza dagli induttori disponibili in laboratorio: $L = 680\mu H$.

Di conseguenza ci si aspetta i seguenti valori per la minima e massima corrente di induzione

$$I_{Lmax} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-\delta}{2Lf} \right) = 50.82mA \quad (2)$$

$$I_{Lmin} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-\delta}{2Lf} \right) = 13.18mA \quad (3)$$

Successivamente si determina un valore appropriato per il condensatore C tale da garantire che l'output voltage ripple ΔV_c sia più piccolo di $100mV$. Con l'ausilio della relazione

$$C = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta V_c} \Rightarrow C = 0.5881\mu F \quad (4)$$

è stato scelto il seguente valore per la capacità $C = 1\mu F$.

1.2 Assemblaggi e settaggi

Dopo aver assemblato il circuito, seguendo lo schematico in Figura 2. Il circuito è stato alimentato utilizzando il canale 2 dell'alimentatore da banco, impostato in modo da erogare la tensione di $V_i = +8V$.

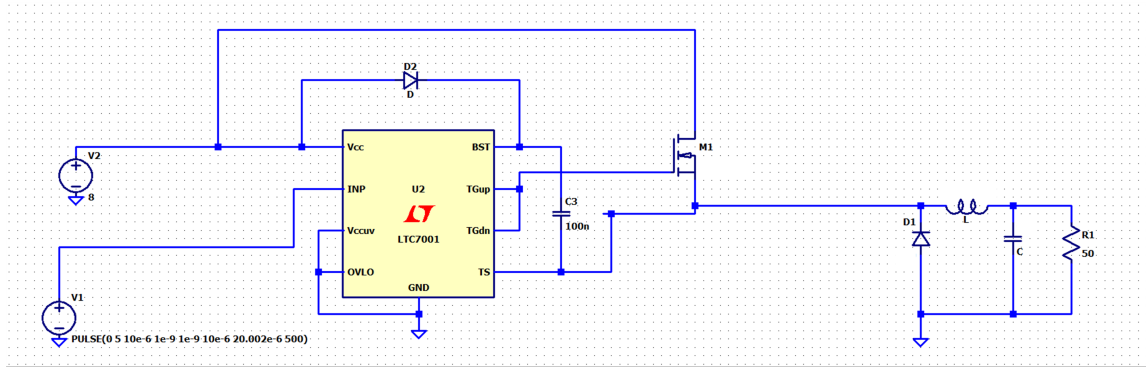


Figure 2: Schematic SPICE del circuito

Tramite il generatore di funzioni è stato fornito al terminale *INP* dell'integrato LTC7001 il seguente segnale:

- Forma d'onda: quadra
- Ampiezza: 5V picco-picco
- Tensione di offset: $V_{offset} = 2.5V$
- Frequenza: $f = 50kHz$
- Duty cycle: 50%

1.3 Risultati

Si riportano le tensioni al gate e al source del transistor, misurate tramite l'oscilloscopio e le relative schermate in Figura 3 e 4.

Ampl(G)	17.3V
Ampl(S)	8.7V

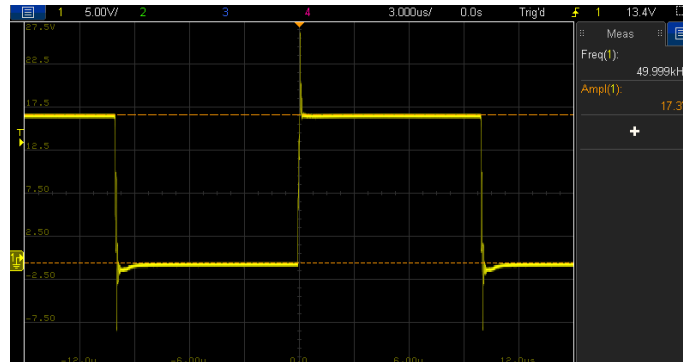


Figure 3: Segnale al gate del transistor

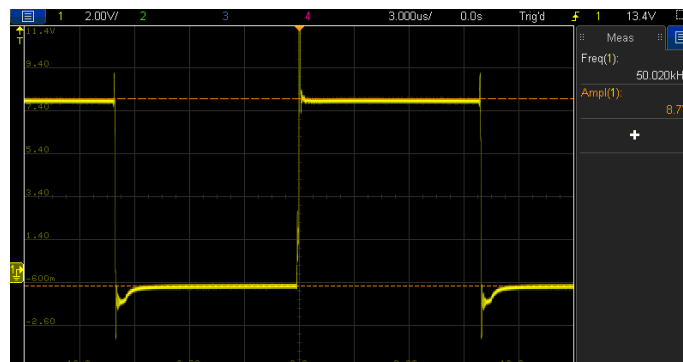


Figure 4: Segnale al source del transistor

Come ci si aspetta, il segnale assume l'aspetto di un'onda quadra con frequenza di 50kHz.

In seguito è stata misurata la tensione di uscita ai capi della resistenza di carico R come funzione del tempo, in Figura 5 è riportata la schermata dell'oscilloscopio.

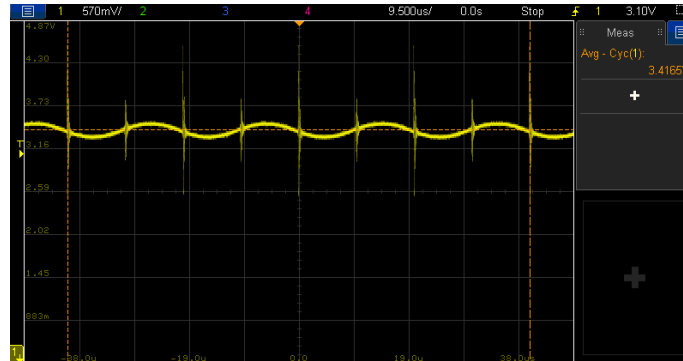


Figure 5: Tensione di uscita

In seguito è stato misurato anche il *ripple* della tensione di uscita, sempre ai capi del carico R , riportato in Figura 6. Si evidenzia che la misura del voltage ripple è stata eseguita impostando l'oscilloscopio in accoppiamento AC, in modo da eliminare le componenti continue del segnale di uscita.

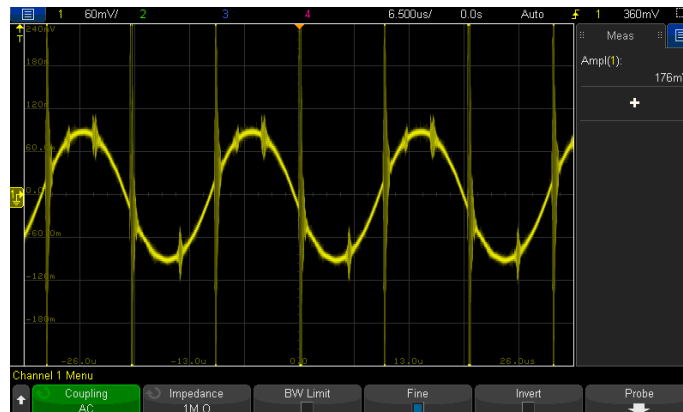


Figure 6: Apprezzamento del voltage ripple sul segnale di uscita

Si nota dal grafico in Figura 5 che la media della tensione di uscita calcolata dall'oscilloscopio è di $3.4165V$ che si discosta dal valore atteso di $V_0 = \delta V_i = 4V$. Dal grafico in Figura 6 si legge che il voltage ripple misurato è $176mV$ che è diverso dal valore di progetto ($100mV$). Entrambe queste anomalie sono dovute dapprima dalla configurazione a circuito aperto del circuito e in secondo luogo dalle tolleranze dei componenti utilizzati. Inoltre si osserva che il segnale presenta notevole disturbo.

1.3.1 Misura della corrente sull'induttore

Usando una sonda di corrente, è stata misurata la corrente che scorre nell'induttori durante pochi periodi di switching. Si riporta in Figura 7 l'andamento della corrente misurato dall'oscilloscopio.

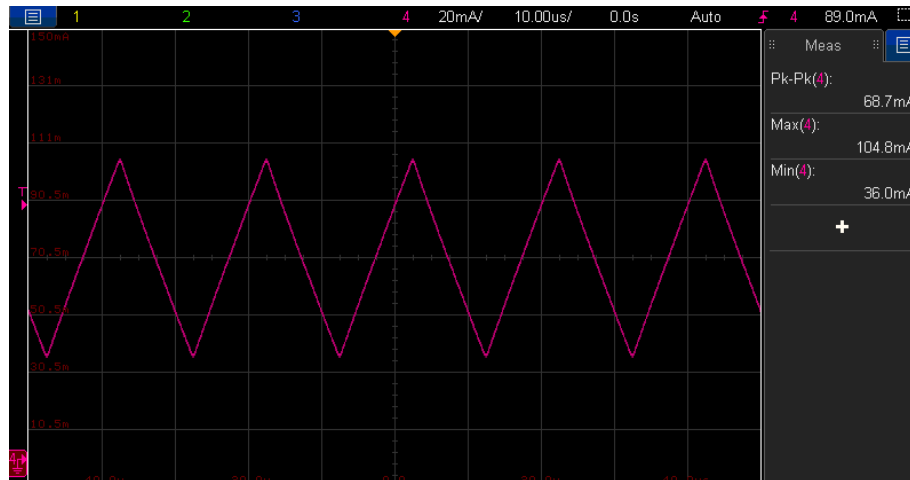


Figure 7: Corrente nell'induttore

Infine si compara le misure delle correnti effettuate con i valori teorici calcolati al punto 1.1 ma con frequenza di duty cycle al 50%

	Valore misurato	Valore teorico
Corrente picco-picco	68.7mA	58.8mA
Corrente massima	104.8mA	109.4mA
Corrente minima	36.0mA	50.6mA

Anche qui si nota uno scostamento tra i valori teorici e i valori misurati. Per motivi già citati questi sono dovuti a tolleranze nelle componenti e alla configurazione a circuito aperto.

1.3.2 Dipendenza tensione di uscita - duty cycle

In conclusione dell'esperimento si vuole valutare la dipendenza tra la tensione di uscita e il duty cycle. In laboratorio è stata compilata la seguente Tabella 1

Duty cycle (%)	Output Voltage $V_o(V)$
20%	1.0149V
30%	1.8014V
40%	2.6089V
50%	3.4165V
60%	4.2398V
70%	5.0630V
80%	5.2021V

Table 1: Dati raccolti facendo variare il duty cycle del generatore

Infine i dati sono stati plottati con l'ausilio di MATLAB ed è stato generato il diagramma in Figura 8

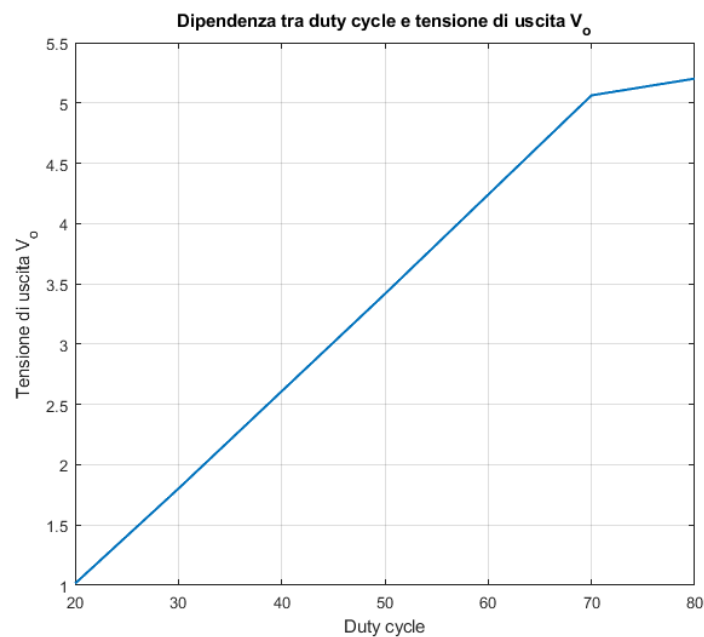


Figure 8: Plot MATLAB dei dati raccolti in Tabella 1

Si nota che l'andamento, a parte un piccolo scostamento nella misura con duty cycle 80%, è lineare. Come dopotutto ci si aspetta dalla relazione $V_o = \delta V_i$

2 Secondo esperimento

Nel secondo esperimento si vuole studiare il comportamento di un convertitore di tensione switching - SMPC - di tipologia Buck ad **anello chiuso**. Il circuito è rappresentato in Figura 9. Sono stati utilizzati i seguenti componenti:

- Circuito RLC:
 - Resistenza di carico $R_L = 50\Omega$, ottenuta dal parallelo di due resistenze da 100Ω , $1W$
 - Induttore $L = 680\mu H$, utilizzata nel primo esperimento.
 - Condensatore $C = 20\mu F$
- Amplificatore operazionale 1213, codice LT1213
- Resistenze varie
- Condensatori vari

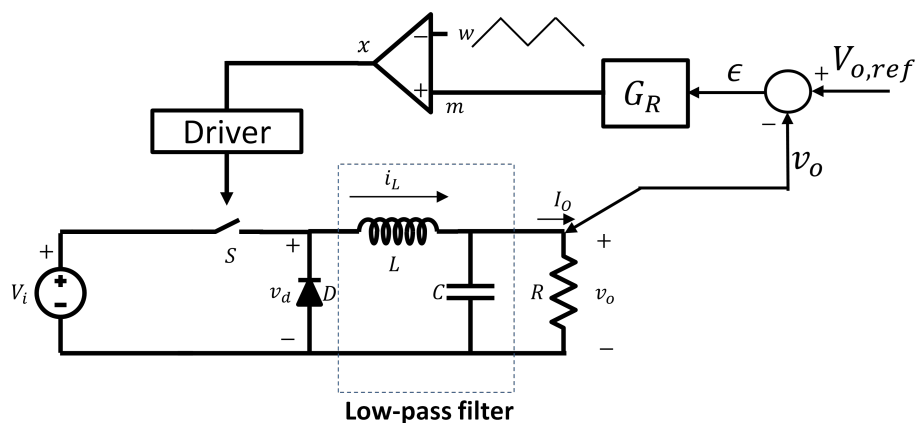


Figure 9: Schema circuito

Il circuito è alimentato dalla tensione $V_i = +8V$, $V_{CC} = +8V$, $-V_{CC} = 0V$ e utilizza il seguente intervallo di tensione di riferimento $V_{o,ref} \in [0, +8]V$

2.1 PRELAB

2.1.1 Dimensionamento del circuito

È necessario dimensionare i valori per le resistenze R_6, R_7 in modo da avere in uscita al carico la tensione equivalente a V_{ref} . Si nota che la presenza del partitore di tensione $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ connesso all'uscita modifica il guadagno del circuito ad anello chiuso, inoltre esso fa comparire all'ingresso del controllore PID la tensione $V_o/2$ e quindi bisogna avere al terminale non invertente di LT1213 la tensione di riferimento $V_{ref}/2$.

Si dimensiona quindi R_6, R_7 in modo da avere $V_{ref}/2$:

$$R_6 = R_7 = 1k\Omega$$

Fissato $R_F = R_I = 10k\Omega$ si sceglie un valore per i condensatori C_F, C_I in modo da avere un sistema stabile del controllore PID. Sono stati scelti i seguenti valori:

$$C_F = C_I = 10nF$$

Con questi valori di capacità, il margine di fase della funzione di trasferimento del circuito ad anello chiuso è maggiore di 0° , il che garantisce stabilità al sistema. Come si nota dal diagramma di Bode delle fasi in Figura 11.

2.1.2 Diagramma di Bode del filtro RLC

In Figura 10 è riportato il diagramma di Bode del filtro RLC in catena aperta

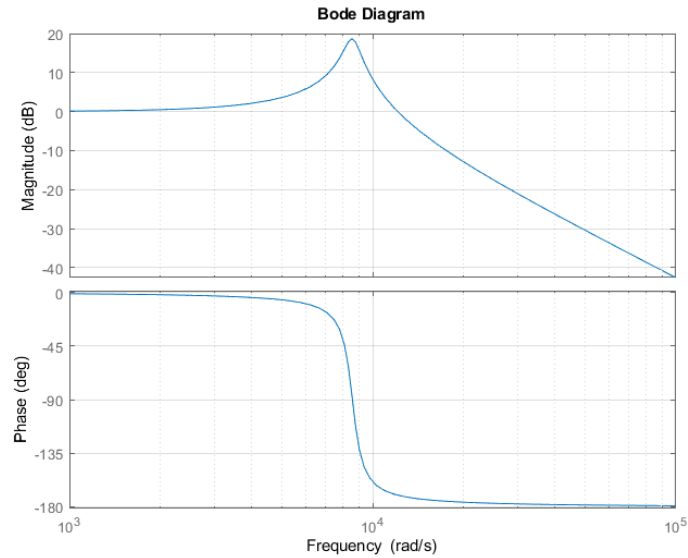


Figure 10: Diagramma di Bode del filtro RLC

2.1.3 Diagramma di Bode del circuito ad anello chiuso

In Figura 11 è riportato il diagramma del guadagno del circuito ad anello chiuso

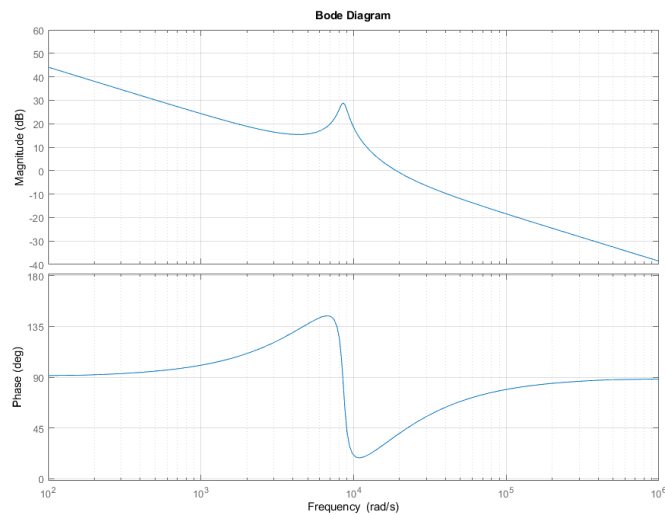


Figure 11: Diagramma di Bode del circuito ad anello chiuso

2.2 Assemblaggi e settaggi

Il circuito è stato modificato come segue:

- Si è usato il canale 1 del generatore di alimentazione per fornire V_{ref}
- Sono stati usati i canali 2 e 3 per fornire le tensioni positive e negative che alimentano l'amplificatore operazionale
- Sono stati impostati $+V_{cc} = 8V$ e $-V_{cc} = 0V$

Dopo aver assemblato il circuito, seguendo lo schematico in Figura 12. È stato collegato un condensatore da $C = 10\mu F$ in parallelo all'alimentazione OP amp (tra $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$) in modo da ridurre in maniera più che apprezzabile i disturbi dell'amplificatore.

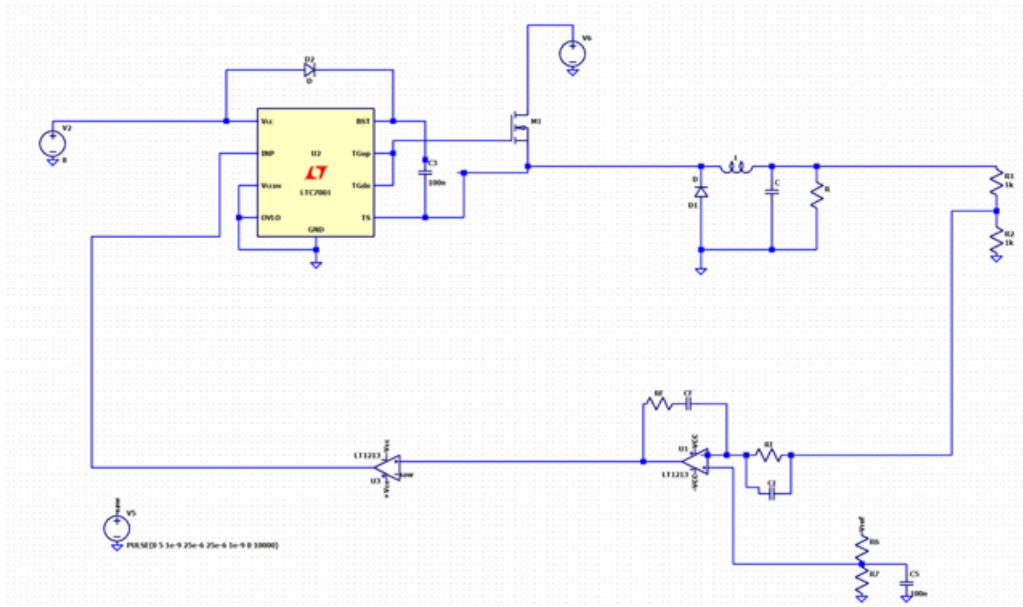


Figure 12: Schematic SPICE del circuito

Tramite il generatore di funzioni è stato fornito al terminale invertente del secondo operazionale 1213 il seguente segnale:

- Forma d'onda: triangolare
- Simmetria: 50%
- Ampiezza: 5V picco-picco
- Tensione di offset: $V_{offset} = 2.5V$
- Frequenza: $f = 50kHz$
- Duty cycle: 50%

Tale segnale viene usato dal comparatore operazionale per generare l'onda quadra per il gate driver LTC7001.

2.3 Risultati

Impostando la tensione di riferimento a $V_{ref} = 4V$ sono state svolte le misure dei segnali in vari punti del circuito, i cui grafici sono riportati in seguito:

- In Figura 13 la tensione di uscita.
- In Figura 14 il segnale all'ingresso INP del gate driver LTC7001.
- In Figura 15 il segnale onda triangolare simmetrica.
- In Figura 16 il confronto tra il segnale INP e l'onda triangolare.
- In Figura 17 il segnale all'uscita del primo amplificatore U1.

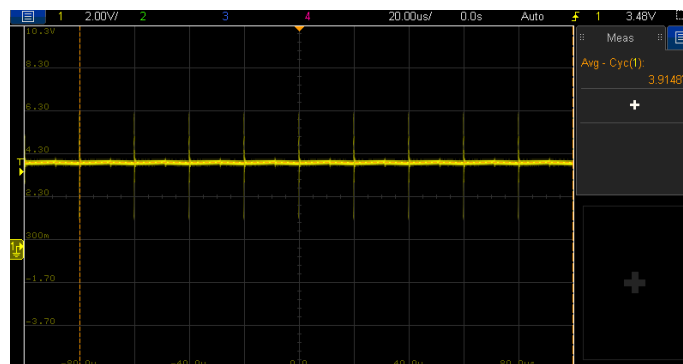


Figure 13: Tensione di uscita

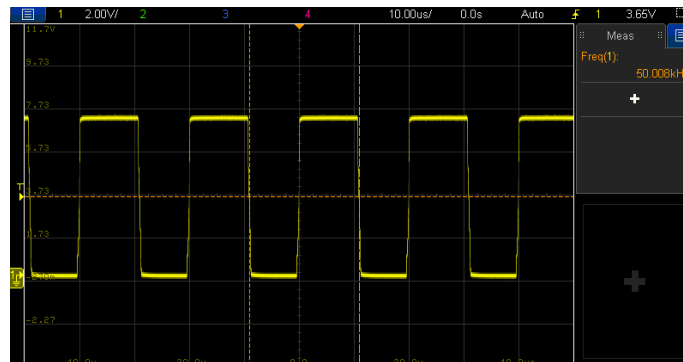


Figure 14: Segnale di ingresso al gate driver

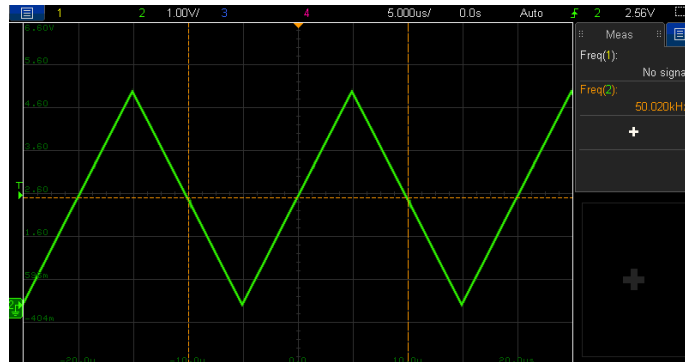


Figure 15: Segnale onda triangolare

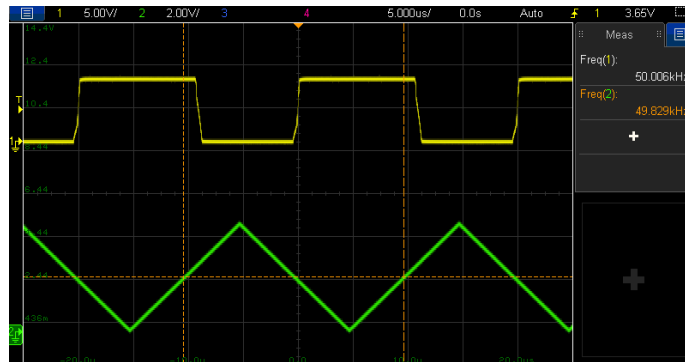


Figure 16: Segnale onda triangolare e segnale ingresso INP

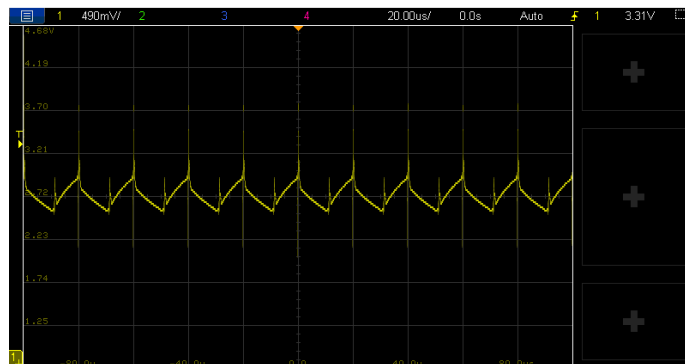


Figure 17: Segnale in corrispondenza dell'uscita di U1

2.3.1 Dipendenza tensione di uscita - V_{ref}

In relazione alla tensione di riferimento impostata V_{ref} sono stati misurati la tensione di uscita V_o e il duty cycle del segnale di ingresso al gate driver (pin INP). I dati sono riportati in Tabella 2

$V_{ref}(V)$	Duty cycle	$V_o(V)$
2.0V	30.49%	1.9414V
2.5V	36.53%	2.4433V
3.0V	42.68%	2.9355V
3.5V	48.72%	3.4372V
4.0V	54.76%	3.9304V
4.5V	60.78%	4.2222V
5.0V	66.80%	4.9176V
5.5V	72.76%	5.4018V
6.0V	78.77%	5.9040V

Table 2: Dati raccolti

I risultati sono stati successivamente plottati con MATLAB generando il grafico in Figura 18, riguardante la relazione tra la tensione di uscita e il riferimento di tensione, e il grafico in Figura 19 che mostra la relazione tra duty cycle e riferimento di tensione.

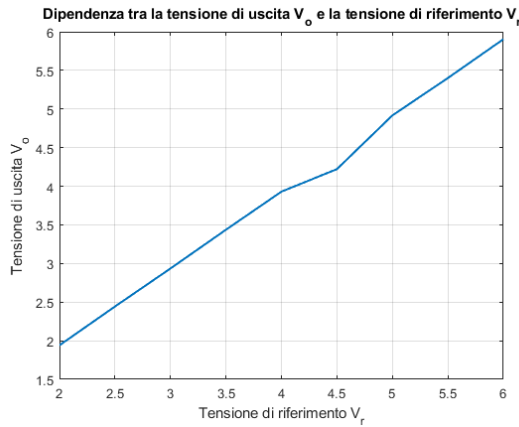


Figure 18

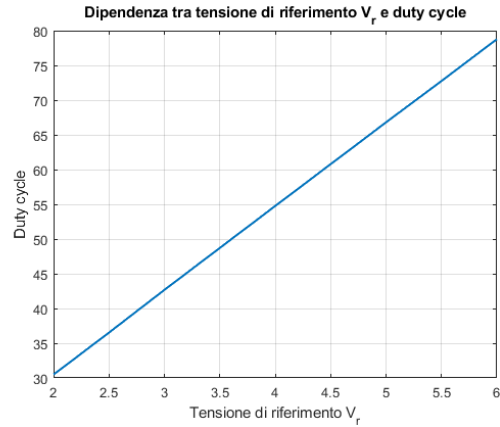


Figure 19

Si nota dal grafico in Figura 18 che la tensione, a parte per una leggera anomalia a 4.5V, ha andamento lineare. Dal grafico in Figura 19 si osserva che l'andamento del duty cycle è perfettamente lineare. I due grafici confermano l'andamento teorico del nostro circuito.

3 Il futuro della microelettronica

Why new semiconductors like GaN and SiC are much better than silicon for efficient power conversion in energy efficiency applications (electric cars, photovoltaics, etc.)?

L'espansione dei campi di applicazione dei semiconduttori è strettamente collegato all'incremento della complessità dei circuiti e della potenza necessaria per il loro funzionamento.

Tuttavia al tempo stesso si sta verificando un aumento indesiderato dei costi di produzione e funzionamento insieme a una richiesta sempre più stringente di ridurre i gas serra. Questi requisiti contrastanti rende sempre più necessario l'aumento dell'efficienza dei dispositivi elettronici.

Un settore in cui questi fattori sono particolarmente sentiti è quello dei convertitori di potenza, estremamente importanti in una vasta gamma di applicazioni. L'efficienza di questi sistemi è molto legata ai transistor utilizzati, che hanno il ruolo di controllare il flusso di corrente verso il carico, le cui caratteristiche spesso determinano dissipazioni non trascurabili di energia.

Questo ha spinto la ricerca e lo sviluppo di nuove tecnologie a base di silicio e di nuovi materiali ad ampia banda proibita, come il nitruro di gallio (GaN) e il carburo di silicio (SiC). I dispositivi costruiti con questi nuovi materiali offrono notevoli vantaggi, elencati in seguito

- Funzionamento a **frequenza più elevata**: i dispositivi in GaN e SiC hanno una maggiore velocità di commutazione che permette di lavorare a frequenze più elevate, consentendo la progettazione di sistemi più efficienti e compatti.
- Funzionamento a **temperature più elevate**: i dispositivi in GaN e SiC possono funzionare a temperature più elevate rispetto alle controparti in silicio, il che riduce la necessità di grossi sistemi di raffreddamento con un notevole risparmio nei costi e un miglioramento nell'affidabilità dei sistemi elettronici di potenza.
- Maggiore **densità di potenza**: i transistor in GaN e SiC hanno una larghezza di banda più ampia consentendo l'utilizzo di campi elettrici più elevati, di conseguenza facilita la progettazione di sistemi elettronici di potenza più piccoli e leggeri.

I SiC e i GaN si differenziano nei loro punti di forza. In particolare i SiC sono migliori in applicazioni ad alta temperatura e alta tensione, mentre i GaN in quelle dove la densità di potenza ha priorità assoluta.

Si può facilmente concludere che questi nuovi materiali presentano vantaggi non trascurabili e che il futuro della microelettronica verterà sull'utilizzo delle tecnologie dei semiconduttori al Nitruro di Gallio (GaN) e al Carburo di Silicio (SiC), in particolare nei campi di applicazione dove l'efficienza energetica e di spazio sono di primaria importanza.[1][2]

References

- [1] Sameer Pendharkar. *GaN and SiC enable increased energy efficiency in power supplies*. Tech. rep. Texas Instruments, Mar. 2018.
- [2] *Wide Bandgap Semiconductors (SiC/GaN)*. <https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/wide-bandgap-semiconductors-sic-gan/>.