

STAGES ESTIVI LNF 2002

10 giugno - 5 luglio 2002

Studenti

Stefano Matera
Simone Mecozzi

Tutors

Giovanni Corradi
Paolo Ciambrone

**Regolatori di tensione lineari e switching per applicazioni nel
campo dei rivelatori di particelle elementari**

Introduzione

LHCb è uno degli apparati sperimentali che verranno installati sul nuovo acceleratore di particelle LHC (Large Hadron Collider) (Fig. 1) in costruzione presso il CERN di Ginevra.

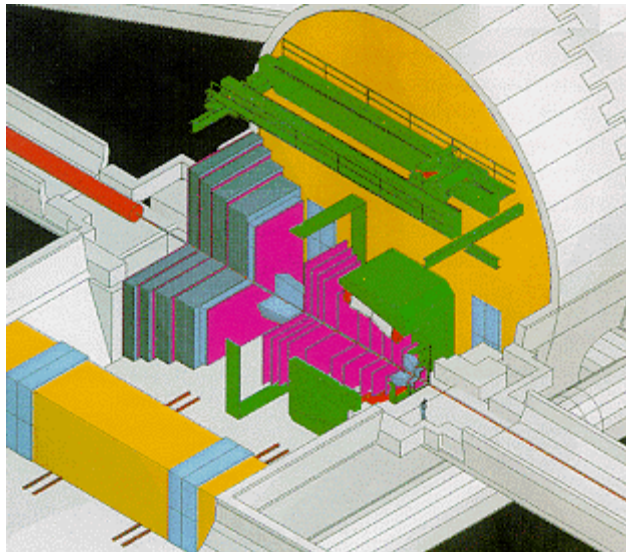


Fig. 1 LHCb installato sull'acceleratore LHC

L'acceleratore LHC è una macchina sperimentale in grado di accelerare e far scontrare protoni ad altissima energia. La collisione protone-protone produce un gran numero di particelle che vengono analizzate tramite complessi apparati sperimentali, detti rivelatori tra cui LHCb.

Una volta realizzato, LHCb sarà uno dei più sensibili "strumenti" mai costruiti per misurare le sottili differenze tra *materia* e *antimateria*.

Di tutte le particelle prodotte dallo scontro, solo una minima parte è utile a questo tipo di studio e pertanto l'intero apparato, costituito da 7 sottorivelatori (Fig. 2), è ottimizzato per riconoscere solo tali particelle e misurarne le loro caratteristiche fondamentali e la loro evoluzione temporale.

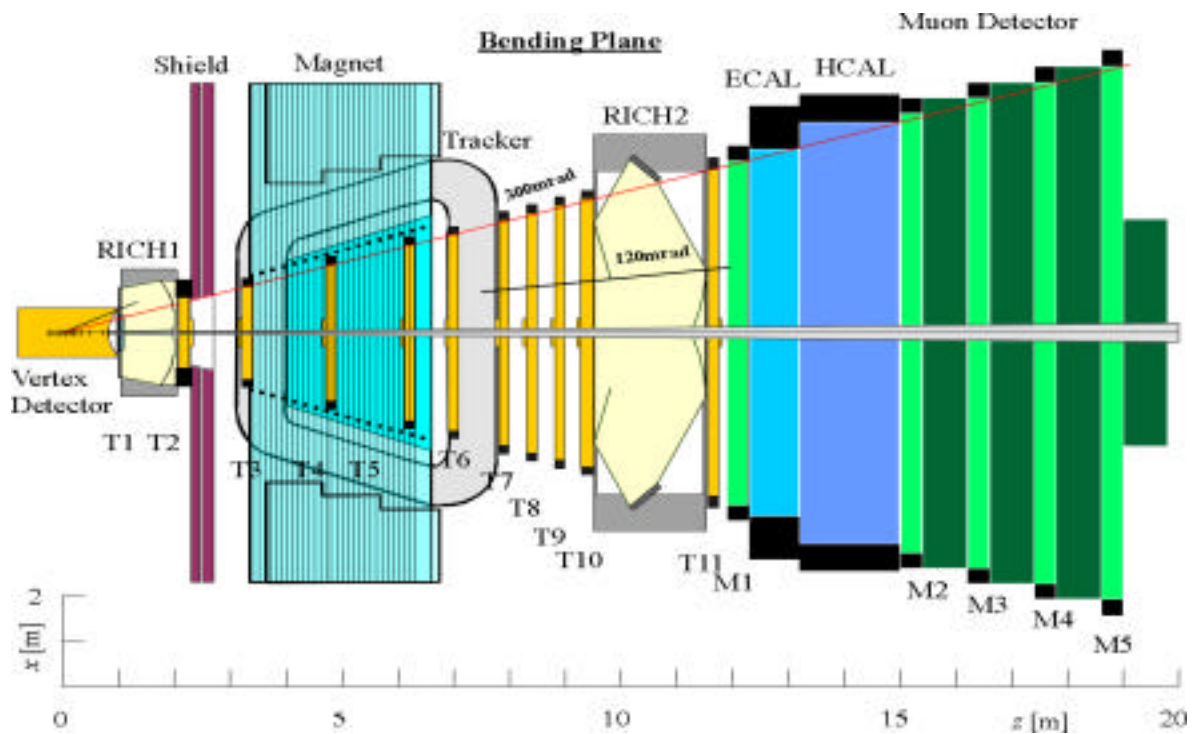


Fig. 2 I rivelatori che costituiscono LHCb

L'elettronica necessaria per amplificare ed elaborare i segnali provenienti dai sotto-rivelatori, a causa dell'elevata precisione e affidabilità richiesta, pone problemi progettuali al limite delle moderne tecnologie.

Particolare cura deve essere posta nella progettazione del sistema di alimentazione, dato l'elevato numero di canali elettronici e le grandi dimensioni dell'apparato.

A tal proposito, è stato proposto uno schema di alimentazione distribuita con regolazione locale della tensione, in grado di semplificare il cablaggio, ridurre i loop di massa e garantire la stabilità necessaria.

Elemento fondamentale è il regolatore di tensione che, viste le esigenze sperimentali, deve soddisfare i seguenti requisiti:

- Basso rumore in uscita
- Alta efficienza
- Tolleranza alla radiazione
- Ingombri contenuti.

Per soddisfare queste esigenze è stato progettato e realizzato un regolatore di tipo switching.

Gli alimentatori a commutazione o switching sono circuiti di potenza, capaci di erogare fino ad alcuni KW, in cui gli elementi attivi BJT o MOS vengono fatti lavorare in commutazione ossia tra stato ON e stato OFF. Il loro impiego è ormai generalizzato per i numerosi vantaggi che offrono rispetto agli alimentatori lineari. Quest'ultimi sono, infatti, affidabili e circuitalmente più semplici, ma presentano alcuni inconvenienti che ne limitano l' utilizzo al campo delle basse potenze (≤ 50 Watt).

Un primo svantaggio dei regolatori lineari consiste nell'elevata potenza che viene dissipata sull'elemento di controllo serie, fatto questo che abbassa il rendimento dell'alimentatore limitandolo a un $30 \div 50\%$ e che richiede l'uso di voluminosi dissipatori di calore.

Un secondo inconveniente consiste nell'ingombro, dovuto principalmente al trasformatore di ingresso che, lavorando alla bassa frequenza di rete (50 Hz), presenta dimensioni elevate.

Gli alimentatori a commutazione, ovviano a questi inconvenienti facendo lavorare l'elemento di controllo in commutazione ad una frequenza che può variare da 20 KHz ad oltre 200 KHz.

Con questi accorgimenti la potenza dissipata sull'elemento di controllo si riduce drasticamente, permettendo di aumentare il rendimento fino ad oltre l'80%. Inoltre, grazie alle alte frequenze di lavoro, le dimensioni fisiche degli elementi reattivi, trasformatore, induttore e condensatore di filtro possono essere notevolmente ridotte.

Circuitalmente gli alimentatori a commutazione sono piuttosto complessi; in fig.3 è illustrato lo schema generale a blocchi.

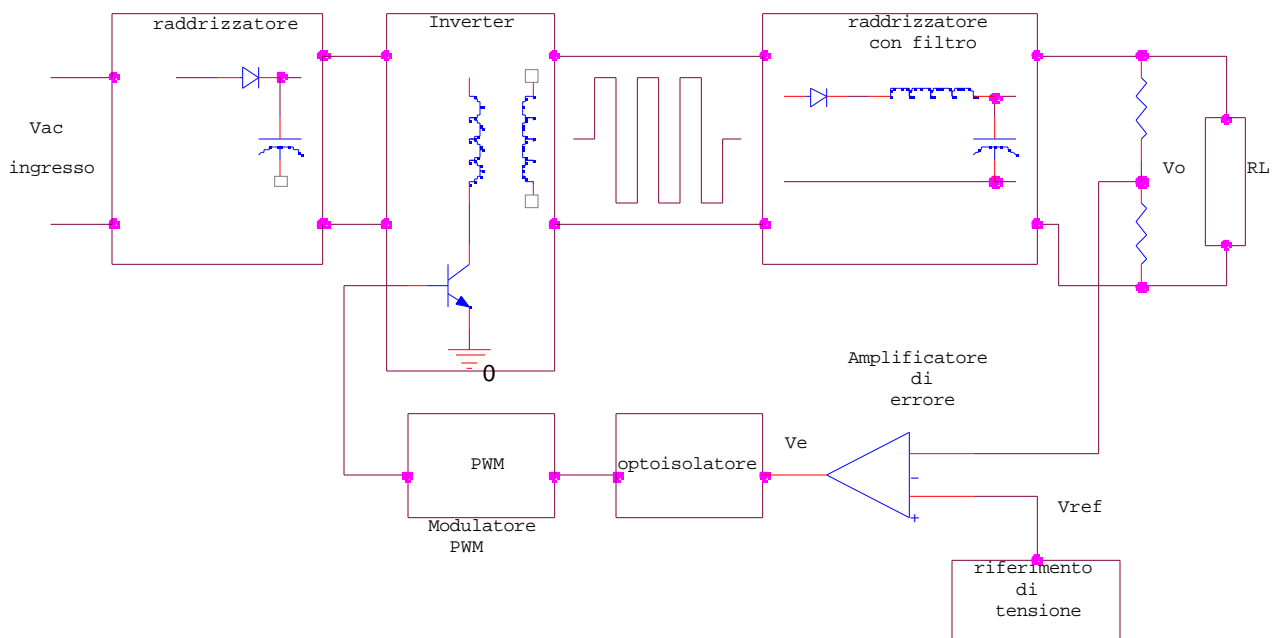


fig. 3

L'ingresso è costituito da un raddrizzatore con filtro capacitivo collegato direttamente alla rete senza interposizione di alcun trasformatore. L'isolamento dalla

rete, mediante trasformatore, avviene più a valle all'interno di un blocco detto INVERTER o convertitore di DC/AC, che converte la tensione raddrizzata e filtrata dal filtro di ingresso in un'onda quadra ad alta frequenza.

La conversione viene svolta da un transistor che, lavorando in commutazione, "taglia a fette" (chopper) la tensione raddrizzata di ingresso, trasformandola in onda quadra. Un trasformatore di ridotte dimensioni e con nucleo in ferrite trasferisce l'onda quadra ad un secondo raddrizzatore con filtro, che provvede a fornire al carico la tensione continua.

Il filtro di uscita è un elemento critico del sistema in quanto deve sopprimere tutte le armoniche dell'onda quadra per fornire una tensione continua "pulita". Tale filtro può essere realizzato in vari modi, un buon compromesso tra semplicità ed efficienza è il filtro a π (pi greco) utilizzato sul nostro regolatore fig. 4.

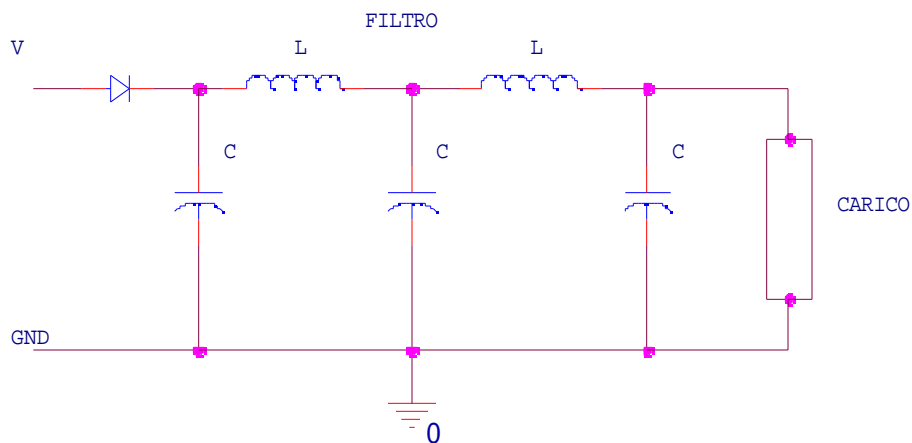


fig.4

Il ciclo di utilizzo o duty cycle dell'INVERTER, da cui dipende il livello della tensione di uscita, è regolato da un apposito circuito di controllo a PWM (Pulse Width Modulator), cioè a modulazione della larghezza degli impulsi. Più precisamente, un amplificatore di errore confronta una frazione della tensione di uscita con una tensione di riferimento, producendo un segnale di errore V_e . Questo segnale, a sua volta controlla il modulatore PWM, che pur mantenendo costante la frequenza di commutazione, allarga o restringe il duty cycle dell'onda quadra che comanda l'INVERTER in modo da stabilizzare la tensione di uscita. Pertanto anche in questi alimentatori, come in quelli lineari, è presente un anello di reazione negativa che svolge compiti di stabilizzazione.

Per separare la massa del generatore di ingresso dalla massa di uscita risulta necessario inserire nell'anello di reazione un isolamento galvanico, che viene solitamente realizzato con optoisolatore. Nel nostro progetto a causa di esigenze

specifiche (tolleranza alla radiazione) si è ottenuto tale isolamento con una tecnica innovativa che prevede l'uso di uno specchio di corrente.

L'insieme di INVERTER, filtro e rete di reazione è noto come convertitore DC/DC. Oltre allo schema precedente esistono altre configurazioni circuitali di convertitori DC/DC che permettono di ottenere tensioni di uscita maggiori di quelle di ingresso (step-up) o di polarità inversa (flyback).

STRUTTURA DEL REGOLATORE STEP-UP

Particolare importanza rivestono i regolatori step-up il cui schema circuitale è mostrato in fig.5.

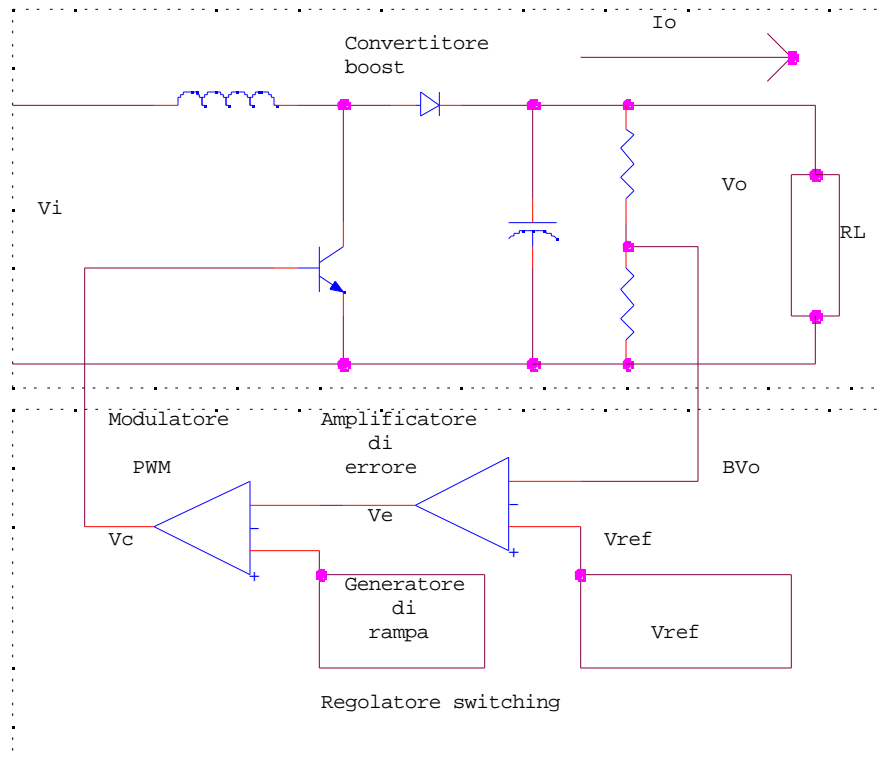


fig.5

La corrente di ingresso passa attraverso il transistor quando questo è ON, mentre passa attraverso il diodo e carica il condensatore quando il transistor è OFF.

L'induttanza si comporta da volano di corrente durante la commutazione, mantenendo costante la corrente fororando la conduzione del diodo e caricando la capacità a tensione superiore a quella di ingresso. Il valore medio di tale tensione dipende dai tempi di conduzione e interdizione del transistor: maggiore è il tempo di accensione maggiore è la tensione di uscita.

Per regolare la tensione di uscita una frazione V_o della tensione d'uscita del un convertitore DC/DC viene confrontata da un amplificatore di errore con una tensione

costante di riferimento V_{ref} . La tensione d'errore V_e viene quindi confrontata da un comparatore con una tensione triangolare V_{os} a frequenza fissa generata da un oscillatore.

La tensione V_c all'uscita del comparatore è, pertanto, un'onda quadra di frequenza fissa il cui duty cycle varia al variare di V_e (PWM). L'anello di reazione agisce in modo da stabilizzare la tensione di uscita: all'aumentare di V_i anche V_o tende ad aumentare, V_e diminuisce, riducendo così il duty cycle dell'interruttore. La riduzione di T_{on} produce, come si è visto, una diminuzione di V_o , che contrasta in questo modo la tendenza iniziale.

Una caratteristica negativa dei convertitori a commutazione è quella di rispondere con una certa lentezza al cambiamento delle condizioni di lavoro. Per questi motivi nei regolatori switching vengono applicate particolari tecniche, quali la Feed forward e la Current Mode, volte a correggere questo inconveniente anche a costo di una notevole complessità circuitale. Nei regolatori a commutazione sono sempre presenti circuiti di protezione quali il Thermal Shut down (protezione di temperatura), il limitatore di corrente, etc. analoghi a quelli dei regolatori lineari.

Un circuito specifico è il cosiddetto circuito di partenza morbida (Soft start). Questo dispositivo impedisce che, durante il transitorio di accensione quando la tensione di uscita non si è ancora stabilizzata sul suo valore definitivo, un elevato duty cycle possa provocare picchi di corrente elevati tali da danneggiare il dispositivo interruttore.

Dimensionamento

In quanto segue, si vogliono esaminare i vari passi da seguire nella progettazione del nostro convertitore switching:

1. Si definisce il valore massimo del duty cycle "D", in modo da limitare il valore massimo della V_{ce} a cui sarà sottoposto il transistor BJT che costituisce l'interruttore ved. Fig 6, quindi:

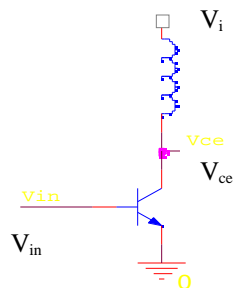


fig. 6
 $D_{max}=0.4$

2. Si valuta il massimo valore di V_{ce} .

$$V_{cemax} = V_i / (1 - D_{max})$$

il transistoro dovrà avere una $V_{cemax} > 1.6 V_i$ a $D_{max} = 0.4$

3. Si calcola il valore massimo della corrente di collettore I_{cmax}

$$I_{cmax} = 2 P_0 / (_ \times V_{imin} \times D_{max})$$

Dove P_0 = potenza totale di uscita in (Watt)

$_$ = rendimento previsto ($_ = 0.7$) 70%

4. Si determina il valore dell'induttanza che consente il valore massimo della corrente di collettore calcolato al punto (3)

$$L_p = V_{imin} D_{max} / (I_{cmax} \times f_s)$$

Dove f_s = frequenza di commutazione (Hz)

5. Si determina la dimensione massima del nucleo. Per fare quest'operazione occorre calcolare il prodotto delle aree " A_p ", valore che esprime il prodotto dell'area del nucleo A_e per l'area della finestra " A_W ". Queste aree sono di solito espresse in cm^2 su quasi tutti i manuali di specifica.

$$A_p = A_e \times A_W = [(11.1 \times P_0) / (_ \times a \times B \times f_s)]^{1.143} \text{ in } cm^4$$

Dove a = è il coefficiente che tiene conto dell'impossibilità degli avvolgimenti di riempire tutta l'area disponibile A_W

$$(0.1 \leq a \leq 0.144)$$

B = valore dell'induzione di lavoro (TESLA) normalmente si assume $B = B_{sat} / 2$.

B_{sat} = Valore dell'induzione di saturazione della ferrite costituente il nucleo.

6. Si calcola il fattore " K " definito come :

$$K = V_{imax} / V_{imin}$$

Bisogna fare attenzione al calcolo di V_{imax} e di V_{imin} , tenendo conto del ripple che si genera quando il regolatore inizia a fornire potenza in uscita per effetti parassiti dei componenti che costituiscono lo stadio di ingresso.

Il ripple in ingresso si ha sia se la tensione DC si ottiene raddrizzando una tensione alternata sia se si fornisce direttamente una tensione DC stabilizzata. Per ragioni di

sicurezza conviene aumentare il valore di V_{imax} di circa il 20% e diminuire il valore di V_{imin} di un 7%.

7. Si calcola il minimo valore del DUTY CICLE:

$$D_{min} = D_{max} / ((1 - D_{max}) \times K + D_{max})$$

8. Si determina il valore del traferro "T" da inserire nel NUCLEO per distanziare fra loro la coppia di ferriti di cui è composto; per evitare la SATURAZIONE, il traferro "T" è dato da:

$$T = L_p \times I_{cmax}^2 / (B_{max} \times Ae \times \mu_0)$$

$$\mu_0 = 1.256 \times 10^{-6} \text{ H/m}$$

9. Si determina il numero delle spire primarie che costituiscono le L_p volute sul tipo di nucleo scelto, quindi avremo:

$$N_p = (B \times T) / (I_{cmax} \times \mu_0)$$

10. Si determina il numero di spire secondarie :

$$N_s = N_p \times (V_o + V_f) \times (1 - D_{max}) / (V_{imin} \times D_{max})$$

Dove V_o = tensione di uscita in Volt

V_f = Caduta di tensione sul diodo raddrizzatore

11. Si determinano le massime sollecitazioni sul diodo raddrizzatore:

$$I_{fmax} = 2 I_o / (1 - D_{max})$$

$$V_{rmax} > V_o + V_{imax} \times N_s / N_p$$

Dove I_{fmax} = Valore massimo della corrente diretta

I_o = Valore corrente di uscita

V_{rmax} = Valore massimo della tensione inversa

12. Si determina la sezione dei conduttori degli avvolgimenti tramite la relazione:

$$S = _ \times (A_p)^{-0.125} \text{ [A/cm}^2 \text{]}$$

Dove $_$ = parametro dipendente dal tipo di nucleo scelto e dalla sua corrente di saturazione

A_p = prodotto delle aree in cm^4

13. Si determina il valore teorico della capacità di uscita dalla relazione:

$$C = I_o \times D_{\max} / f_s * \Delta V_o$$

Dove ΔV_o = valore picco-picco del ripple in uscita

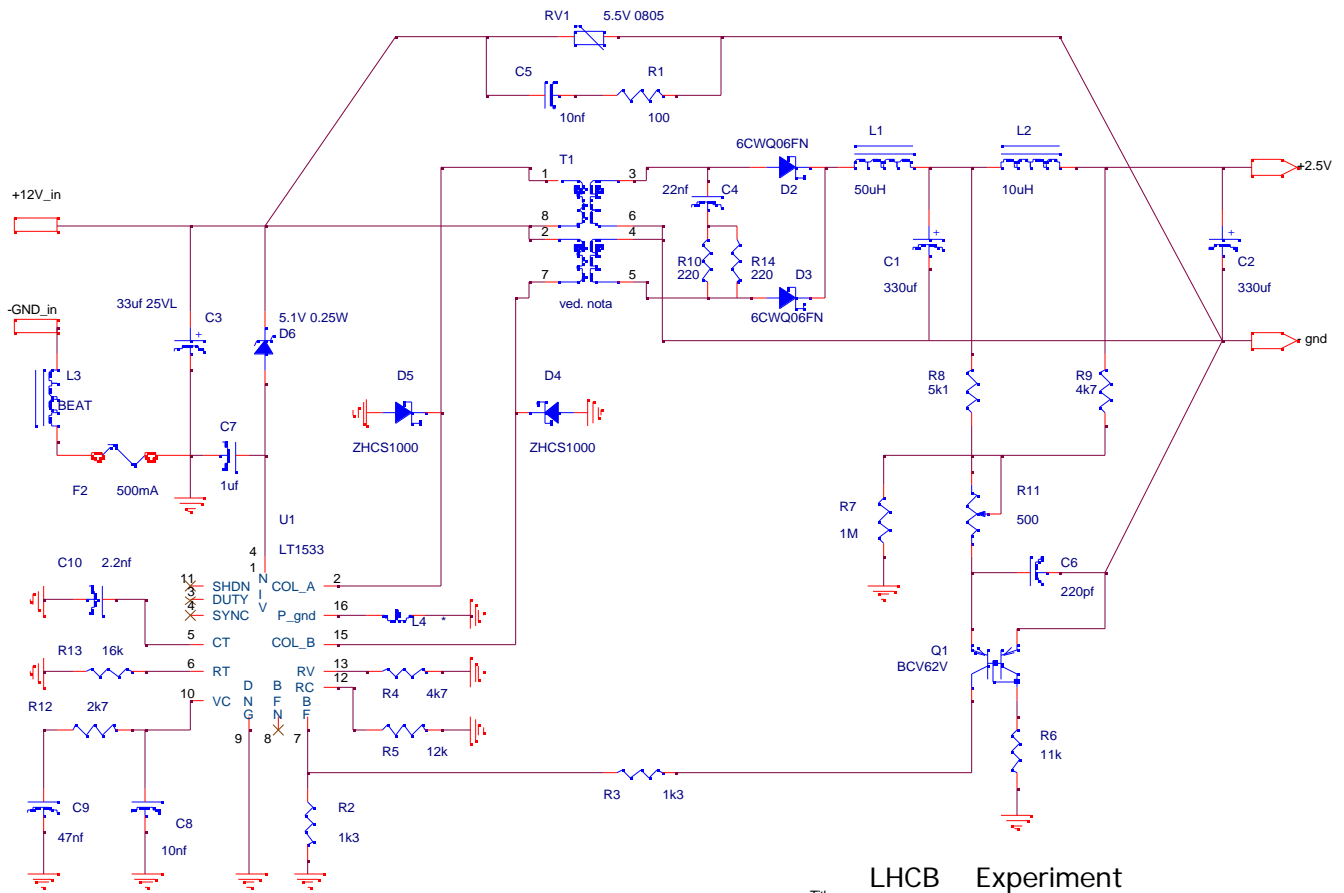
Conclusioni

Il regolatore descritto, è stato progettato, realizzato e testato in laboratorio. Su di esso sono state fatte una serie di misure elettriche, tramite un oscilloscopio digitale tektronix e un multimetro:

- sono state verificate le forme d'onda dell'oscillatore e del driver
- è stato misurata e regolata la tensione di uscita a un valore di circa 2.5Volt
- sono state effettuate delle misure sul rumore e sulla stabilità del sistema.

In fig. 7 è rappresentato lo schema elettrico e in fig. 8 la foto dell'oggetto realizzato con vista saldature e componenti.

Dalla verifica della funzionalità del regolatore è emerso che tale dispositivo può essere usato per regolare tensioni di alimentazione per circuiti di FRONT-END, nonché per altre applicazioni in fisica nucleare dove si richieda alta stabilità, basso rumore, bassa dissipazione e costi contenuti.



Title LHCB Experiment
 Dynamic Regulator 2.5V 1.2A low noise

Size A Document Number design. G. Corradi Rev 1

Date: Tuesday, May 14, 2002 Sheet 1 of 1

fig. 7

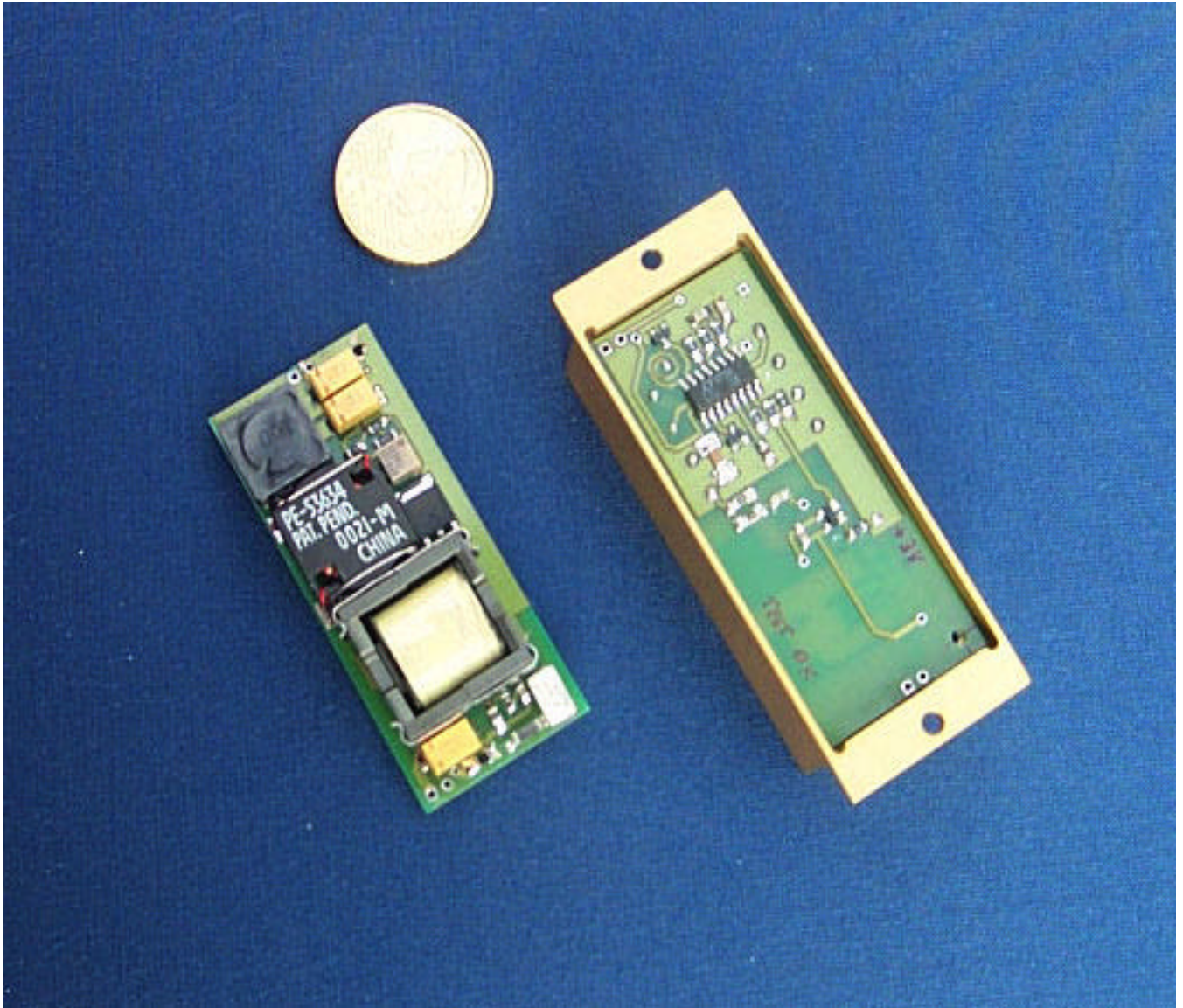


fig. 8