

tesi

**Diagnostica a raggi e analisi dell'ottica
Proprietà del sistema di erogazione del
fascio MAMI**

Marco Dehn

maggio 2004

Sommario

..	
I. Introduzione	5
1. Mainz Microtron MAMI	6
II. Ottica a Fascio	7
2. Misurazione ottica del fascio	8
2.1. formalismo matriciale.	8
2.1.1. pista di deriva.	11
2.1.2. Dipolo	11
2.1.3. Quadrupolo.	13
2.2. principio di misura.	14
2.2.1. Procedura per la determinazione degli elementi della matrice.	14
2.3. Messroutine.	16
2.3.1. Immettere i parametri prima di iniziare una misurazione.	16
2.3.2. Immettere i parametri prima di ogni serie di misurazioni.	17
2.3.3. Un ciclo di misura	17
2.4. Impostazioni ottiche.	17
2.5. Valutazione.	19
2.5.1. impostare la matrice.	19
2.5.2. analisi degli errori.	19
2.6. Risultato: adattamento del modello.	21
III. diagnostica delle radiazioni	23
3. Monitor HF-Lagemonitor	24
3.1. Nozioni di base sul monitor dell'atteggiamento HF.	24
3.2. Struttura del sistema di monitoraggio xy.	25
3.2.1. Der xy-Monitor.	25
3.2.2. L'elettronica di misura.	26
3.2.3. Taratura dell'elettronica di misura.	26
3.3. Misure con Fascio.	29
3.4. Non linearità della sensibilità del monitor xy.	34

4. Taratura di un monitor di posizione HF	37
4.1. La meccanica del sollevamento.	37
4.1.1. Principio della meccanica del sollevamento.	38
4.1.2. Taratura del meccanismo di sollevamento.	41
4.1.3. Flessione dei bulloni filettati conici.	42
4.1.4. carico sul cambio.	43
4.1.5. prestazioni del motore.	44
4.2. La calibrazione dei segnali durante il funzionamento del raggio.	45
4.2.1. Impostazione della fase di riferimento.	45
4.2.2. Calibrazione con raggio cw.	45
4.2.3. Taratura con impulsi diagnostici.	45
5. Multiplexer COBRA 5.1.	48
Introduzione al sistema precedente.	48
5.2. Parametri tecnici	50
5.2.1. Controllo del multiplexer.	50
5.2.2. Attivazione dell'oscilloscopio.	50
5.3. Indagare sul nervosismo.	52
5.4. Struttura del modulo aggiuntivo COBRA	53
5.4.1. Hardware	53
5.4.2. Software	53
5.5. Il risultato	55
6. Riepilogo 6.1.	56
Misurazione ottica del fascio.	56
6.2. HF-Lagemonitore.	56
6.3. Der COBRA-Multiplexer	57
ringraziamento	58
IV. Appendice	59
A. Magneti di correzione	60
A.1. Compilazione dei dati più importanti.	62
B. Quadrupoli	64
B.1. Semplice controllo della forza di un quadrupolo.	64
B.1.1. mappatura punto a punto.	64
C. Teoria dei monitor HF (di H. Herminghaus)	68
C.1. Campi in guide d'onda cilindriche.	68
C.2. Onde stazionarie nei risuonatori.	69
C.3. La particella relativistica nel campo HF.	70
C.4. Risuonatori rotazionalmente simmetrici.	71

Prima parte.

introduzione

1. Mainz Microtron MAMI

L'Istituto di Fisica Nucleare gestisce dal 1990 il Mainzer per esperimenti e test di fisica nucleare per la generazione e l'applicazione di radiazioni a raggi X coerenti Microtron MAMI B, che produce un fascio di elettroni ad onda continua fino ad un'energia massima di 855 MeV.

Sul lavoro

Lo scopo di questo lavoro è migliorare la diagnostica del raggio nel sistema di guida del raggio dall'acceleratore alle sale sperimentali e analizzare le proprietà ottiche di una sezione di questo sistema. A questo scopo è stato sviluppato un apparato calibrazione accurata dei monitor di posizione del raggio HF durante le operazioni del raggio.

Inoltre è stato sviluppato un circuito basato su un sistema a microprocessore al fine di abbreviare i tempi di regolazione e di semplificare il monitoraggio delle posizioni dei raggi nei sistemi di trasporto possibile allo stesso tempo.

La misurazione dei magneti di correzione utilizzati è descritta in appendice. C'è anche la teoria dei monitor HF, che viene presentata in varie lezioni su L'istituto è stato descritto in una sintesi.

Seconda parte

ottica a fascio

2. Rilievo ottico del fascio

Il sistema di guida del fascio collegato all'acceleratore dovrebbe trasportare il fascio di elettroni senza perdite e nel fuoco richiesto dall'esperimento al rispettivo sito dell'esperimento. Si compone di diverse sottosezioni

dimensionato il più possibile in termini di proprietà di trasformazione semplici e gestibili. Di norma, i singoli sistemi di deflessione dovrebbero essere acromatici essere e comportarsi come semplici binari alla deriva.

La messa a fuoco effettiva del raggio viene effettuata con l'ausilio di lenti quadrupoli poste tra le sezioni. Con l'aiuto di una tale disposizione è possibile adattabile alle proprietà del fascio dipendenti dall'energia di scarto e flessibile per rispondere a diverse esigenze sperimentali.

Tuttavia, a causa delle incertezze nell'impostazione dei quadrupoli e delle disomogeneità di campo sconosciute nei dipoli di deflessione, il comportamento effettivo dei sistemi di deflessione si discosta più o meno dal rispettivo concetto e dalle cause con conseguente difficoltà nella regolazione del fascio.

Nell'ambito di questo lavoro, dovrebbe essere studiata la possibilità di determinare le proprietà di imaging con l'aiuto del fascio di elettroni nel modo più affidabile possibile. A titolo di esempio è stata scelta la seconda metà del sistema di trasferimento convertito nel corso della conversione per MAMI C nel 2001 (di seguito denominato sistema T2) perché davanti a questa sezione c'è spazio sufficiente per due piccoli magneti di correzione e dietro di essa diversi Sono disponibili monitor di posizione HF.

Per misurare la guida del fascio, la posizione e la direzione del fascio di elettroni all'ingresso della sezione da misurare sono state variate utilizzando queste saldatrici i cambiamenti di posizione e direzione vengono misurati in monitor di posizione HF all'uscita.

In linea di principio, anche gli schermi fluorescenti nelle vicinanze avrebbero potuto essere utilizzati per questo scopo essere in grado. Tuttavia, lo svantaggio qui sarebbe che la posizione del raggio lì con uno solo precisione di 0,1 mm e questa procedura non può essere utilizzata automaticamente in modo semplice. Al contrario, i monitor di situazione HF forniscono segnali ready, che può essere digitalizzato in modo semplice e quindi automatico è possibile utilizzare la routine di misurazione.

2.1. formalismo matriciale

L'esame dell'ottica del fascio si è basato sul calcolo della matrice, che mostra la connessione tra le coordinate di ingresso e di uscita a_1 e una particella a attraversare un sistema ottico con n elementi in approssimazione lineare.

La posizione e la quantità di moto di una particella sono date specificando il suo spazio delle fasi

2.1. formalismo matriciale

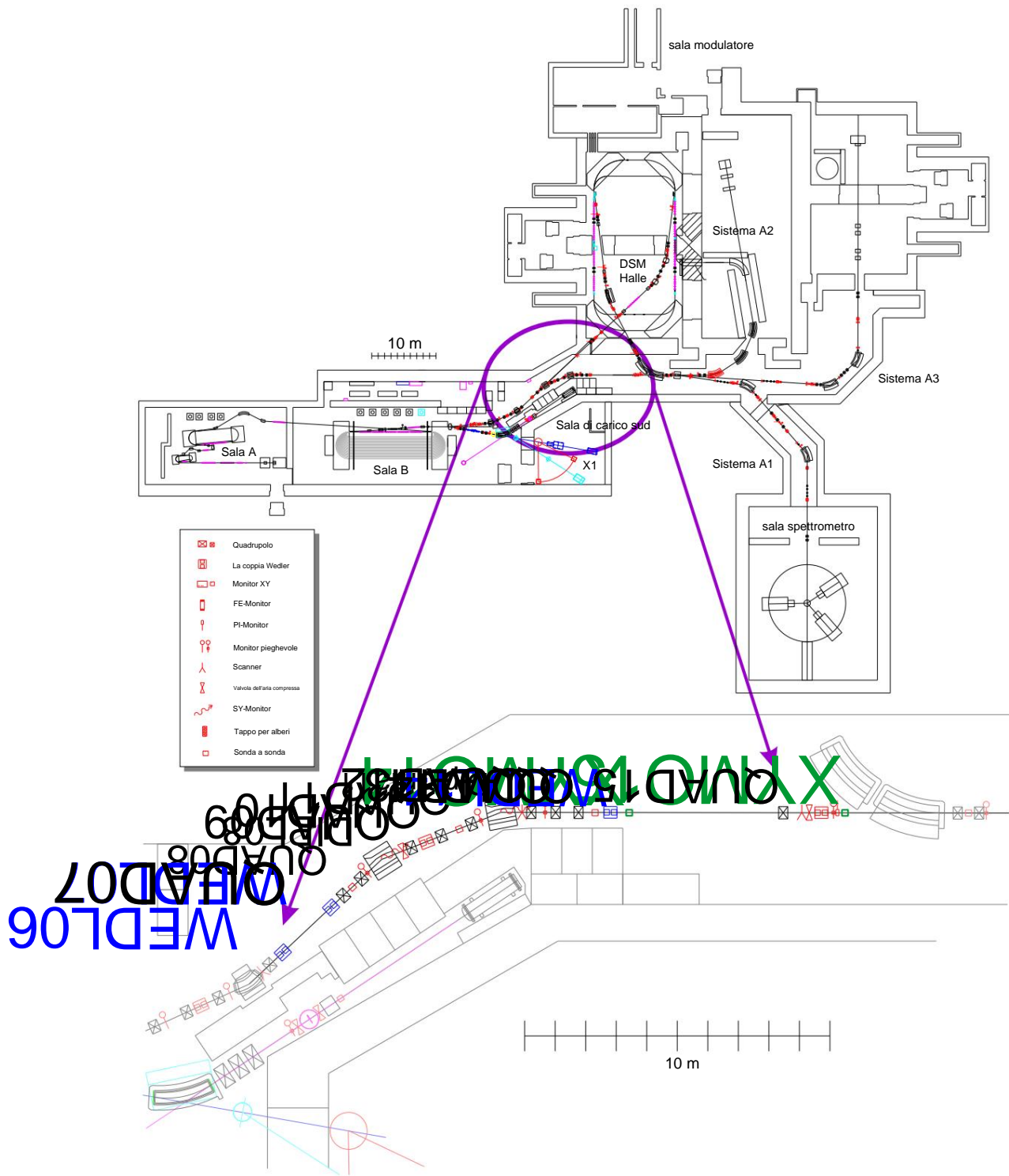


Figura 2.1.: Sopra: Panoramica della struttura dell'acceleratore

Sotto: Seconda sezione del sistema di trasferimento (sistema T2)

2. Rilievo ottico del fascio

coordinate rappresentate come vettore a:

$$a = \begin{pmatrix} x \text{ [mm]} \\ x^0 \text{ [mrad]} \\ z \text{ [mm]} \\ z^0 \text{ [mrad]} \\ s \text{ [mm]} \\ \frac{\dot{y}p}{p} \text{ [\%]} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Dove (x, x^0) è l'orizzontale e (z, z^0) è la posizione verticale e la direzione in relazione a una particella che si trova sul percorso di destinazione (particella di destinazione). se $\dot{y}p$ sono i Coordinate longitudinale e deviazione della quantità di moto relativa alla particella bersaglio.

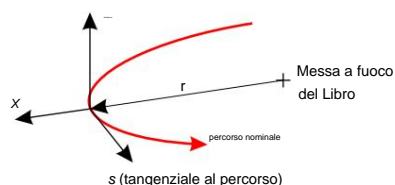


Figura 2.2.: Sistema di coordinate in movimento con la particella di riferimento

Questo vettore a si trasforma mentre attraversa i vari elementi, dove, nel caso dell'ottica lineare, la trasformazione è effettuata in ogni caso da una matrice M_i viene descritto (gli elementi sono numerati a partire da 1):

$$a_n = M_n M_{n-1} \dots M_1 \cdot a_1 = M_f a_1 \quad (2.2)$$

La matrice M_f fornisce la trasformazione rispetto al sistema complessivo. In un sistema di erogazione del raggio come quello qui studiato, i movimenti x e z sono buoni

Approssimazione disaccoppiata, in modo che gli spazi delle fasi corrispondenti siano trattati separatamente essere in grado. I parametri longitudinali s e $\dot{y}p$ sono qui inclusi solo per completezza elencato; non possono essere registrati direttamente con i metodi utilizzati in questo lavoro. Questo diventa l'Equazione 2.2

$$a_{nx} = \begin{pmatrix} m_{e11} & m_{e12} \\ i_{o21} & i_{o22} \end{pmatrix} \cdot a_{1x} = M_{gx} \cdot a_{1x} \quad (2.20 \text{ bis})$$

$$a_{nz} = \begin{pmatrix} m_{e33} & m_{e34} \\ i_{o43} & i_{o44} \end{pmatrix} \cdot a_{1z} = M_{fz} \cdot a_{1z} \quad (2.20b)$$

Di seguito vengono presentate le matrici per i componenti di guida del fascio. "

Una derivazione dettagliata può essere trovata, ad esempio, in [CAS84], [CAS86], [SLC72] o [Bro80].

2.1.1. pista di deriva

La trasformazione più semplice è un percorso di deriva di lunghezza l : la traiettoria delle particelle non è influenzata.

$$M_x = M_z = \begin{pmatrix} 1 & l \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

2.1.2. Dipolo

I parametri importanti per impostare la matrice di imaging di un magnete di deflessione dipolo con campo magnetico medio B sono quelli determinati dalla forza di Lorentz

Raggio \tilde{y}

$$\tilde{y} = \frac{p}{eB} \quad (2.4)$$

per la particella di riferimento con quantità di moto p e carica e . Da questo segue il suo angolo di deflessione \tilde{y} e gli angoli del bordo del polo \tilde{y}_1 e \tilde{y}_2 (vedi Figura 2.3). I parametri sono determinati dalla forma del campo del bordo

$$k_1 = \frac{1}{\tilde{y}} \int_{-\tilde{y}}^{+\tilde{y}} \frac{B_z(u)(B_0 - B_z(u))}{\text{gap} \cdot B_0} du \quad (2.5)$$

$$k_2 = 4,4 \quad (2.6)$$

Sono definiti. Qui, $B_z(u)$ è l'andamento della componente verticale del campo lungo la normale al bordo anteriore e posteriore, B_0 è il campo magnetico all'interno del dipolo e il gap è l'altezza del traferro. Il parametro k_2 tiene conto della forma del campo limite. Per il profilo di Rogowski dei poli magnetici che è presente nel nostro caso, esiste un campo marginale di portata relativamente ampia (vedi Figura 2.4), che può essere caratterizzato come $k_2 = 4.4$ secondo [Bro80]. Questi due parametri a loro volta servono a correggere l'angolo di ingresso \tilde{y}_i ([Bro80], [SLC72]):

$$\tilde{y}_i = k_1 \frac{\text{gap}}{r} \frac{1 + \sin^2 \tilde{y}_i}{\cos \tilde{y}_i} \quad 1 - k_2 k_1 \frac{\text{gap}}{r} \quad (2.7)$$

È anche possibile specificare un gradiente di campo radiale specificando l'indice di campo

$$n = - \frac{r}{B_0} \frac{\partial B_z}{\partial r} \bigg|_{r=\tilde{y}} \quad (2.8)$$

tenere conto. "

La matrice di trasformazione M_{Dipolo} di un tale magnete di deflessione risulta dal Collegamento di queste matrici in serie:

$$M_{\text{Dipolo}} = M_{\text{Auscita}} \cdot M_{\text{Magnete di settore}} \cdot M_{\text{Eentrante}} \quad (2.9)$$

2. Rilievo ottico del fascio

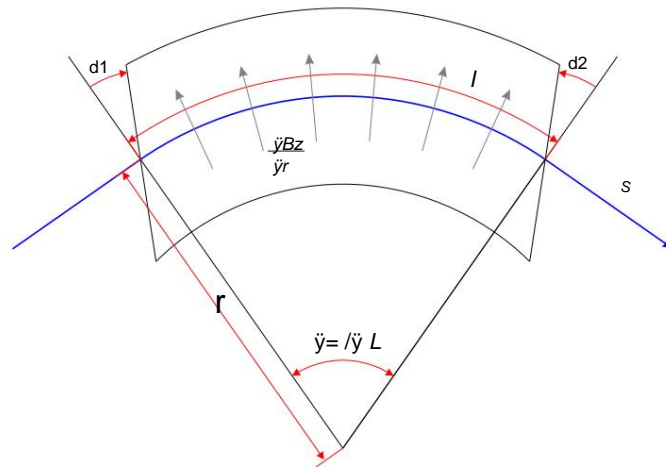


Figura 2.3.: Magnete di deflessione generale con angolo di entrata e di uscita (convenzione dei segni zione secondo [SLC72]), nonché un gradiente di campo

Mentrance e Mexit agiscono come due lenti infinitamente sottili che focalizzano il raggio $\theta_{yi} \approx \theta_i > 0$ in verticale. Il magnete di settore è la matrice di un magnete di settore senza campo marginale, in cui il raggio entra ed esce perpendicolarmente ai bordi dei poli.

Secondo [SLC72] si ottiene¹ :

$$M_{xDipolo} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{r} \tan(\frac{\theta}{2}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \frac{r}{\theta} \sin(\theta) \\ \frac{1}{r} \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.90 (a))$$

$$M_{zDipolo} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{1}{r} \tan(\frac{\theta}{2}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \frac{r}{\theta} \sin(\theta) \\ \frac{1}{r} \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.90 (b))$$

I due identici magneti di deflessione della sezione T2 provengono dalla guida del raggio dell'ex acceleratore lineare da 300 MeV dell'istituto e sono stati adattati a energie del raggio più grandi riducendo l'altezza del traferro a 28 mm.

¹Per motivi di chiarezza, le coordinate xez sono mostrate separatamente qui.

2.1. formalismo matriciale

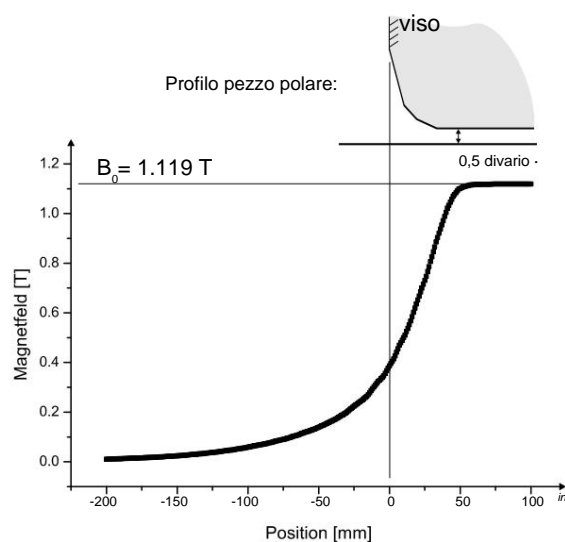


Figura 2.4.: Percorso del campo di DIPL11 simulato con FEMM: il confine effettivo del campo è corretto coincide con la faccia del magnete. "

Poiché non è stato possibile effettuare misurazioni sul campo a causa di vincoli di tempo, il campo limite è stato calcolato utilizzando il programma di simulazione bidimensionale FEMM (vedi Figura 2.4) ed è stato determinato il parametro $k_1 = 0,84$ relativo alle proprietà di imaging. Hanno bordi di entrata e di uscita paralleli e deviano il raggio di $21,5^\circ$ ciascuno. Il raggio di curvatura effettivo è di 2,45 m.

Poiché gli angoli di entrata e di uscita sono gli stessi, $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma/2$.

2.1.3. Quadrupolo

Secondo [CAS84], si applica la matrice di imaging orizzontale e verticale di un quadrupolo γB_x magnetico con il gradiente di campo $g = \gamma z$ e la lunghezza effettiva l :

$$\begin{aligned}
 M_{x\text{Quadrupol}} &= \begin{pmatrix} \gamma \cos(\gamma k l) & \sin(\gamma k l) / \gamma k & \gamma \sin(\gamma k l) & \gamma \\ \gamma l & \gamma k \cos(\gamma k l) & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
 M_{z\text{Quadrupol}} &= \begin{pmatrix} \gamma \cosh(\gamma k l) & \sinh(\gamma k l) / k & \gamma & \gamma \\ \gamma \sinh(\gamma k l) & k \cosh(\gamma k l) & 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Qui $k = g \cdot \frac{e}{p}$. Per k positivo, il quadrupolo è focalizzato orizzontalmente e verticalmente.

2. Rilievo ottico del fascio

2.2. principio di misura

La sezione T2 del sistema di trasferimento da misurare otticamente (vedi Figura 2.1) è stata illuminata, come indicato in Figura 2.5, con l'ausilio di due Wedler (WEDL06 e WEDL07), le cui proprietà sono descritte in dettaglio nell'Appendice A. Due monitor di posizione HF all'uscita (XYMO14 e XYMO15) sono stati utilizzati per determinare la posizione e la direzione del fascio di elettroni. I dettagli sulla calibrazione di questi monitor si trovano nei capitoli 3 e 4.

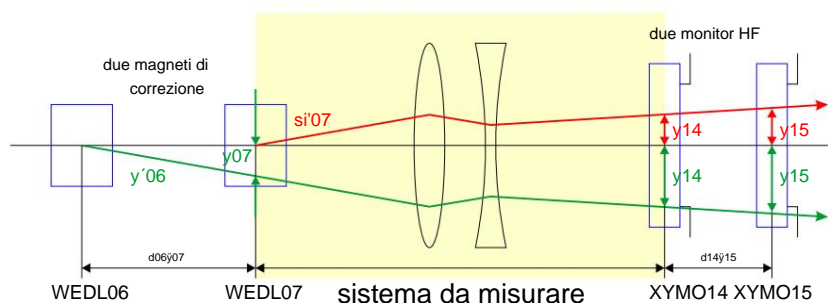


Figura 2.5.: Principio di misurazione del sistema T2

2.2.1. Procedura per la determinazione degli elementi della matrice

Per determinare gli elementi della matrice m_{ij} della matrice di trasferimento M , devono essere effettuate quattro misurazioni e valutate secondo la seguente equazione:

$$\begin{pmatrix} y_{14} \\ 0 \\ z_{14} \\ y_{14} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & 0 & m_{21} & m_{22} & 0 & 0 \\ m_{33} & m_{34} & 0 & m_{43} & m_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{07} \\ 0 \\ z_{07} \\ y_{07} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

In conformità con [CAS84], y deve essere rappresentativo sia di x che per comprendere il componente z .

1a

misurazione: La prima misurazione è stata effettuata con WEDL07 (07) effettuato, (variazione della direzione del raggio y la cui posizione definisce contemporaneamente l'ingresso del sistema T2. Mentre l'offset dietro il sistema poteva essere misurato direttamente, doveva essere derivata dalla differenza si può determinare la visualizzazione di XYMO15 e XYMO14 e la loro distanza, fornendo l'equazione

$$\begin{pmatrix} y_{14}^{un} \\ 0 \\ z_{14}^{un} \end{pmatrix} = M_{io} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ z_{07} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$\text{con } y_{14}^{0bis} = \frac{y_{15}^{un} y_{14}^{un}}{d_{14y15}}$$

2.2. principio di misura

2a

misurazione: In questa misurazione, WEDL06 (y 06) la direzione del raggio davanti al sistema T2 è stato utilizzato per cambiare. Ciò ha causato sia una variazione della posizione che della direzione all'ingresso del sistema. La posizione era di nuovo in XYMO14 come y direzione y 14 misurato, che è stato determinato come sopra. Con la distanza d06y07 tra WEDL06 e WEDL07y

$$\frac{d_{14}^{07}}{d_{14}^{06}} = \frac{d_{07}^{06}}{d_{07}^{07}} \quad (2.13)$$

Calcolo degli elementi della matrice:

Al fine di ridurre l'errore statistico, ciascuna delle misurazioni di cui sopra è stata eseguita per molte diverse. In questo modo è stato possibile verificare anche la linearità e la libertà di accoppiamento delle ottiche. Da queste due serie di misurazioni, dovrebbero essere determinati gli elementi della matrice.

Dall'equazione 2.12 (1a misurazione) segue:

$$m_{12} = \frac{e_{07}^{0a}}{e_{14}^{0b}} = \frac{Y_{15}^{un} - e_{14}^{un}}{d_{14}^{y15}} \quad (2.120 \text{ (a)})$$

$$m_{22} = \frac{e_{14}^{0a}}{e_{07}^{0b}} = \frac{d_{14}^{y15}}{e_{07}^{0b}} \quad (2.120 \text{ (b)})$$

Utilizzando l'equazione 2.13 e gli elementi di matrice m12 e m22 determinati sopra, sono stati calcolati i due elementi di matrice mancanti m11 e m21 (2a misurazione):

$$m_{11} = \frac{e_{14}^{0a}}{e_{07}^{0b}} = \frac{e_{14}^{0a}}{e_{07}^{0b}} \cdot d_{06}^{y07} \cdot m_{12} \quad (2.130 \text{ (a)})$$

$$m_{21} = \frac{e_{14}^{0a}}{e_{07}^{0b}} = \frac{e_{14}^{0a}}{e_{07}^{0b}} \cdot d_{06}^{y07} \cdot m_{22} \quad (2.130 \text{ (b)})$$

Entrambe le misurazioni sono state effettuate sia per l'orizzontale che per il verticale.

2. Rilievo ottico del fascio

2.3. Messroutine

2.3.1. Immettere i parametri prima di iniziare una misurazione

Illuminazione con l'aiuto di saldatori

Dalle calibrazioni delle saldatrici descritte nell'Appendice A, è risultata la sensibilità delle saldatrici di diversa costruzione

$\frac{Y_{06}^0}{i_0} = 0,952 \pm 0,015$	$\frac{\text{Sig}}{\text{UN}}$
$\frac{Y_{07}^0}{i_0} = 0,682 \pm 0,015$	$\frac{\text{Sig}}{\text{UN}}$

Per ridurre gli effetti di isteresi, le saldatrici sono passate prima di impostare il angolo di deflessione desiderato un ciclo (+4 A, -4 A, 0 A; ciascuno lungo circa 200 m, di seguito denominato "ciclismo"), con una storia il più possibile comparabile avere.

Parametri del fascio di elettroni

Le misurazioni sono state eseguite con impulsi diagnostici la cui ampiezza è stata impostata su un valore di picco costante di 50 μA per tutte le misurazioni. La frequenza di ripetizione era di 640 Hz, in modo che l'influenza del ronzio di rete potesse essere ridotta al minimo mediante una media di 64 (maggiori dettagli sugli impulsi diagnostici in 3.3 e sottosezione 4.2.3).

Calibrazione del monitor xy

I segnali del monitor xy XYMO14 sono stati calibrati direttamente utilizzando la meccanica descritta nel Capitolo 4. Per il secondo monitor XYMO15 che non viene fornito con questo sistema

era dotato, la calibrazione doveva essere effettuata con l'ausilio del fascio di elettroni di è stato calibrato anche il Wedler WEDL14 che si trova proprio davanti a XYMO14 (vedi Figura 2.6). Come si può vedere in Figura 2.1, tra i due monitor si trova il quadrupolo QUAD15 che, pur essendo spento, doveva essere tenuto in considerazione nella calibrazione per via del suo campo di rimanenza. Il Capitolo 3 e [Her78] descrivono le proprietà esatte dei monitor e la calibrazione

incluso nel capitolo 4.

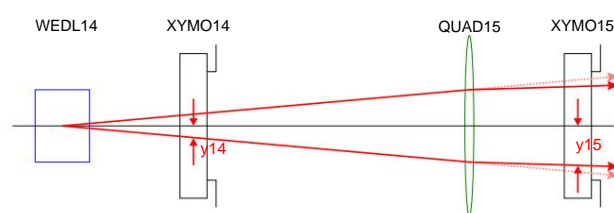


Figura 2.6.: Calibrazione di XYMO15

traccia di riferimento

Prima di iniziare una misurazione, è stato definito il percorso di riferimento. Questo è ciò che è diventato il raggio attraverso una routine di ottimizzazione standard centralizzata nei quadrupoli e nei monitor di posizione posizionato.

2.3.2. Immettere i parametri prima di ogni serie di misurazioni

Offset del raggio regolato

Per determinare l'area da illuminare, il raggio è stato deviato dal percorso del bersaglio molto distratto dal fatto che lo scaffale y14 o y15 abbia raggiunto a malapena nei monitor xy era di 2 millimetri. Durante la misurazione, il raggio non deve colpire il tubo del raggio o incontrare altri ostacoli, poiché anche un raggio diffuso nel monitor xy genera un segnale è stato generato, che a sua volta è difficile da distinguere da un segnale reale ware.

Parametri di routine di misurazione

Con il software è stato possibile determinare se la corrente di Wedler in ogni ciclo era orizzontale e dovrebbe essere modificato verticalmente in modo lineare o impostato in modo casuale. Il vantaggio del casuale La regolazione consisteva nel fatto che entrambi gli effetti di isteresi e un rallentamento Annullare la deriva del raggio tramite la media (vedere la Figura 2.8). La maggior parte del Le misurazioni sono state quindi effettuate utilizzando questo metodo. "

2.3.3. Un ciclo di misura

Il programma di misurazione ha fornito la corrente Wedler durante ciascuna serie di misurazioni in un ciclo e ha aspettato 250 millisecondi dopo il segnale di conferma dal controllo Wedler.

Tempi di attesa superiori a 250 millisecondi non hanno comportato alcuna variazione significativa nella Risultati di misurazione. La routine prevedeva quindi che l'oscilloscopio avesse una media di 64 segnali di impulso dai monitor xy, trasferisse il segnale di impulso medio al computer e determinasse l'integrale dall'inizio dell'impulso al suo passaggio per lo zero. Wedlerström e così via

Gli integrali degli impulsi sono stati salvati insieme in un file, che è stato successivamente valutato, che è mostrato in un esempio in Figura 2.8.

2.4. Impostazioni ottiche

Le proprietà ottiche ideali del sistema T2 simmetrico da QUAD07 a QUAD13 sono illustrate nella Figura 2.7 (sopra). È telecentrico e acromatico. Le distanze effettive di deriva nei piani orizzontale e verticale

sono dello stesso ordine di grandezza (elementi di matrice m12 e m34 della matrice di Mideal).

La matrice di imaging trasversale Mideal è stata determinata con il programma di simulazione interattiva BEAMOPTIK [Shv00] .

$$\text{Medio} = \begin{pmatrix} \bar{y} & \bar{y}' \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,991 & 7,726 & 0 & 0 \\ -0,005 & -0,967 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,961 & 5,420 \\ 0 & 0 & 0,007 & 1,001 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y \\ y' \\ y \\ y' \end{pmatrix}$$

Ciò significa che sono state aumentate anche le forze del quadrupolo degli otto richiesti per questa impostazione Quadrupoli fissi. Per determinare le correnti di eccitazione dei quadrupoli, il

2. Rilievo ottico del fascio

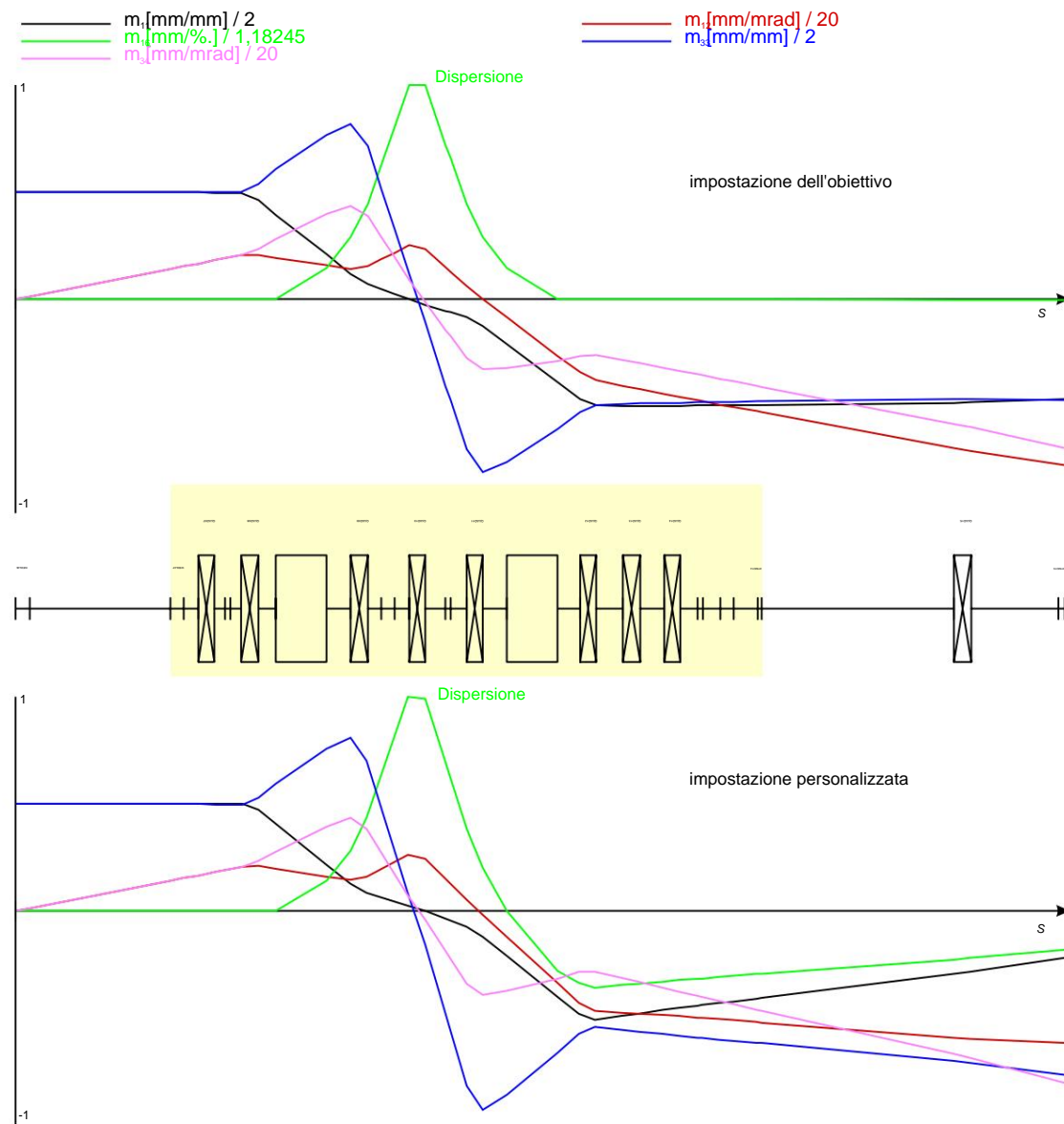


Figura 2.7.: Sono mostrate le traiettorie orizzontale e verticale e in aggiunta
 lich la dispersione lungo il sistema T2.
 sopra: impostazione del target
 sotto: modello successivamente adattato alla misura

Forza quadrupolare inizialmente lineare in base ai valori di scheda tecnica senza considerazione convertito dagli effetti di permanenza e saturazione nella corrente di eccitazione richiesta².

2.5. Valutazione

2.5.1. impostare la matrice

La connessione è stata effettuata dai dati grezzi della routine di misurazione sopra descritta. Posizione del raggio y_i rispetto all'angolo di deflessione y'' misurata da una retta la cui pendenza a è la quantità desiderata (es. $a = y''_{07}$ come in Figura 2.8 (a)). In

Questo esempio mostra inoltre che l'assunzione di una matrice di mappatura lineare è giustificata. Allo stesso modo, non esiste un accoppiamento sistematico tra orizzontale e piano verticale, che è mostrato in Figura 2.8 (b). Se ci fosse un accoppiamento, in questo esempio il valore assoluto dell'integrale dell'impulso verticale doveva dipendere dalla deflessione orizzontale (cioè $a_{14z} \neq 0$). Con il così determinato i coefficienti a potrebbero ora essere gli elementi della matrice secondo le equazioni da 2.120 (a) a 2.130 (b). essere calcolato:

$$M = \begin{pmatrix} y''_{01} & y''_{02} & y''_{03} & y''_{04} \\ y''_{05} & y''_{06} & y''_{07} & y''_{08} \\ y''_{09} & y''_{10} & y''_{11} & y''_{12} \\ y''_{13} & y''_{14} & y''_{15} & y''_{16} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,182 \pm 0,53 & 8,423 \pm 0,34 & 0 & 0 \\ 0,042 \pm 0,06 & 0,607 \pm 0,05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1,449 \pm 0,26 & 5,583 \pm 0,17 \\ 0 & 0 & 0,077 \pm 0,05 & 0,977 \pm 0,04 \end{pmatrix}$$

Gli errori degli elementi della matrice sono calcolati dagli errori di misurazione della calibrazione e dall'incertezza statistica dei coefficienti lineari sopra determinati.

2.5.2. analisi degli errori

Un criterio per la qualità della misurazione è il determinante del così determinato Matrice. Secondo il teorema di Liouville³ il determinante deve essere uguale a uno. Quella si applica anche separatamente alle due sottomatrici (2x2), poiché non ci sono accoppiamenti tra lo spazio delle fasi orizzontale e verticale.

I determinanti di queste sottomatrici sono $\det x = 1.074 \pm 0.248$ per la matrice orizzontale e $\det z = 0.986 \pm 0.080$ per il piano verticale, ovvero sono compatibili con l'unità entro i limiti delle loro incertezze.

Per semplificare il confronto con i calcoli di simulazione, i fattori di calibrazione del Wedler e dei monitor xy sono stati ridotti al minimo e all'interno del ..

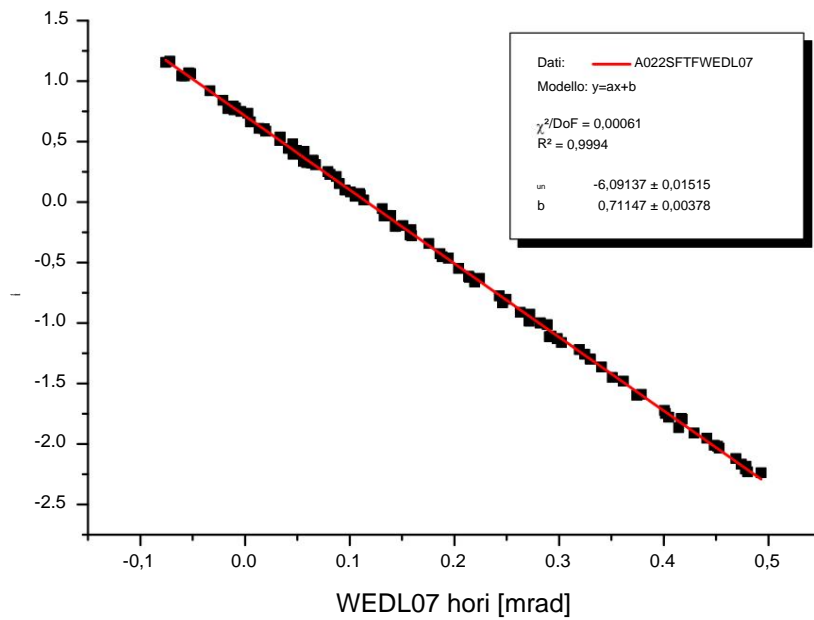
Modifica correlata all'errore regolata in modo tale che il valore per i determinanti nei piani orizzontale e verticale fosse uno in ciascun caso. Questa procedura ha portato a $a = 1,000$ il $x = 1.000 \pm 0.229$ e $\det z = 1.000 \pm 0,081$. Gli stessi elementi della matrice erano finiti

²Il modello del quadrupolo mostrato nella Figura B.1 è stato sviluppato in seguito; per questa ragione

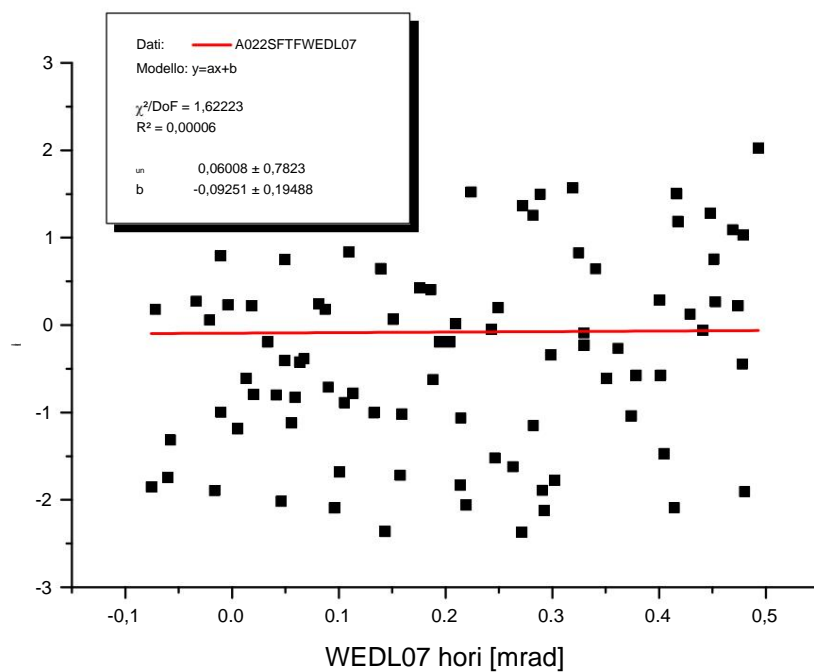
le forze del quadrupolo effettivamente impostate a volte si discostano in modo significativo dalla forza target.

³La derivazione può essere trovata in letteratura rilevante come [Wil96].

2. Rilievo ottico del fascio



(a) Determinazione del punto di misura $a_{14}^{07x} = \frac{y_{14x}}{y_{07x}}$ (regolato lineare)



(b) Verificare l'accoppiamento ($a_{14z}^{07x} \approx 0$ è vernacheltassigbar)

Figura 2.8.: Offset misurati in XYMO14 in funzione della variazione dell'angolo orizzontale attraverso WEDL07 con adattamento in linea retta attraverso i valori misurati. Il risultato in (b) mostra che nessuna influenza misurabile del movimento orizzontale sulla verticale l'archiviazione esiste.

2.6. Risultato: adattamento del modello

questa procedura è cambiata solo leggermente:

$$M_f = \begin{pmatrix} -1,146 \pm 0,54 & -8,098 \pm 0,36 & 0 & 0 \\ \ddot{y} & \ddot{y}0,042 \pm 0,07 & \ddot{y}0,578 \pm 0,04 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddot{y}1,455 \pm 0,26 & \ddot{y}5,614 \pm 0,17 \\ \ddot{y} & 0 & 0 & -0,078 \pm 0,05 & -0,989 \pm 0,04 \\ \ddot{y} & & & & \ddot{y} \end{pmatrix}$$

2.6. Risultato: adattamento del modello

Per adattare il modello informatico del sistema T2 (rappresentato dalla matrice BO)

Sulla base della matrice di mappatura misurata, è stato sviluppato un algoritmo che varia gli otto quadrupoli ei gradienti di campo dei magneti di deflessione in modo tale che, secondo l'equazione 2.14, la matrice misurata e quella simulata corrispondano il più possibile. Di conseguenza, il programma ha fornito un file di output compatibile con BEAMOPTIC con la forza quadrupolare richiesta per questa impostazione.

L'algoritmo di adattamento ha minimizzato la somma delle deviazioni al quadrato da ge elementi di matrice misurati (m_{ij}) e calcolati (b_{ij}):

$$d = \frac{1}{N} \sum_{i,j=1}^4 \frac{\text{ragazzo io } \ddot{y}_{mij} - \ddot{y}_{min}}{\ddot{y}_{mij}}^2 \quad (2.14)$$

In assenza di accoppiamenti, $N = 8$, poiché gli elementi della matrice di accoppiamento sono zero.

Il risultato del processo di adattamento è stata la matrice di trasferimento BO:

$$BO = \begin{pmatrix} \ddot{y}1.153 & \ddot{y}8.112 & 0 & 0 \\ \ddot{y} & -0,041 & -0,580 & 0 & 0 \\ & & \ddot{y}1.461 & \ddot{y}5.628 \\ \ddot{y} & 0 & 0 & -0,079 & -0,990 \\ \ddot{y} & & & & \ddot{y} \end{pmatrix}$$

La figura 2.7 di seguito fornisce una panoramica più chiara. Ecco i principali Vengono mostrate le traiettorie della matrice BO adattate alla misura.

Quadrupolstärken

La tabella 2.1 elenca le forze del quadrupolo che corrispondono a BO. La destra parziale Grandi deviazioni tra ideale e sBO sono in gran parte dovute alla curva di eccitazione non lineare (vedi Figura B.1), che, tuttavia, solo dopo questa misurazione è stato trovato. Soprattutto con correnti di eccitazione più piccole, la forza del quadrupolo non ben descritto dalle schede tecniche e dal presupposto di una dipendenza lineare, particolarmente evidente in QUAD12. Per QUAD07, QUAD13 e QUAD14 è diventato almeno in parte stimato nella determinazione di Mideale

Campo rimanente preso in considerazione.

2. Rilievo ottico del fascio

Tabella 2.1.: Elenco dei punti di forza del quadrupolo: I valori sotto sideal rappresentano la matrice Mideal, sotto sBO sono elencati i valori corrispondenti BO.

Quadrupol sideal	[T] sF it [T]	Abw. [%]	Strom [A]	
QUAD07	.015 0.00 .033		già	
QUAD08	1.177	1.020	-13.4	7.46
QUAD09	3.254	3.402	4.6	20.64
QUAD10	4.028	4.173	3.6	30.16
QUAD11	3.254	3.031	-6.8	20.64
QUAD12	1.116	1.460	30.8	8.36
QUAD13	.040	.030	già	0.00
QUAD14	.002	.054	già	0.00

Indici di campo dei dipoli di deflessione

Gli indici di campo nella tabella 2.2, che sono stati determinati dall'algoritmo di adattamento, potrebbero essere stati causati da tolleranze di produzione durante la conversione. Dal massimo indice di campo n_{max} trovato, la variazione del campo magnetico sulla larghezza \ddot{y}_r della scarpa polare viene estrapolata utilizzando l'Equazione 2.8, assumendo un gradiente costante:

$$\frac{\ddot{y}_B}{\ddot{y}_r} = \frac{\ddot{y}_B}{\ddot{y}_r} = n_{max} \cdot \frac{B_0}{r} \quad (2.15)$$

$$B = n_{max} \cdot \frac{B_0}{r} \ddot{y}_r \quad (2.16)$$

Con l'ipotesi $\frac{\ddot{y}_B}{B_0} = \frac{\ddot{y}_{spazio}}{spacco}$ ne consegue per la variazione dell'altezza del traferro

$$\ddot{y}_{spazio} = \frac{\ddot{y}_B}{B_0} \cdot gap = n_{max} \cdot \frac{\ddot{y}_r}{r} \cdot spacco \quad (2.17)$$

Se ora si sostituiscono i valori noti per $B_0 = 1,119 \text{ T}$, $\ddot{y} = 2,45 \text{ m}$, $n_{max} = 0,04$, $\ddot{y}_r \approx 0,3 \text{ m}$, si può notare che un errore nell'altezza del traferro $\ddot{y}_{gap} \approx 0,2 \text{ mm}$ provoca un indice di campo di questa grandezza.

Tabella 2.2.: Elenco degli indici di campo adattati

Il dipolo ideale nBO		
DIPL08	0,000	-0,030
DIPL11	0,000	-0,039

Parte III.

diagnostica delle radiazioni

3. Monitor HF-Lagemonitor

3.1. Nozioni di base sui monitor di situazione HF

La posizione del raggio al MAMI viene misurata, tra l'altro, con l'ausilio di monitor HF. Sono in molti punti all'interno del microtron e nel raggio fuc-

menti integrati e consentono una misurazione senza interferenze delle posizioni del raggio durante il rodaggio con impulsi diagnostici così come durante il funzionamento sperimentale con raggio cw.

La derivazione della teoria per i monitor HF è stata ampiamente trattata in una conferenza di H. Herminghaus nel semestre estivo del 1978 [Her78] ed è il Vedere l'Appendice C per la completezza.

Breve introduzione

I monitor di posizione HF sono costruiti come risonatori TM₁₁₀ [Kla67], le cui frequenze di risonanza sono sintonizzate sulla frequenza di ripetizione del mazzo $\gamma_0 = 2,44953$ GHz dell'acceleratore sono. Lo schema del monitor e l'andamento della componente di campo $E_z(x, y)$, importante per la misurazione della posizione, sono mostrati nella Figura 3.1. È il raggio sull'asse, nessuna oscillazione di questa modalità viene eccitata. A un deposito i singoli grappoli della trave stimolano un'oscillazione forzata la cui ampiezza aumenta quasi linearmente all'aumentare dell'offset per le particelle altamente relativistiche.

Da un punto di vista elettrico, il risonatore rappresenta una resistenza dipendente dalla posizione (impedenza di shunt r_{S110}) attraverso la quale scorre la corrente del fascio i . Quanto segue si applica alla potenza immagazzinata nel risonatore ($k = 2\gamma/\dot{\gamma}$ è il numero d'onda della frequenza eccitata):

$$P_{Cav} = i^2 \cdot r_{S110} = i^2 \cdot r_m \cdot (k \cdot x)^2 \quad (3.1)$$

con solo la geometria del risonatore, la frequenza e il materiale parametro dipendente $r_m = 0.845$ M Ω , che è stato determinato con il programma URMEL in una simulazione [Eut98]. Per la potenza disaccoppiata con l'ausilio di piccole antenne vale quanto segue:

$$P_{HF} = i^2 \cdot r_{S110} \cdot \frac{k}{(k+1)^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Q_0}{k+1} \cdot \frac{n_0}{n_{Ris.}} \cdot \frac{n_{Ris.}}{n_0}}^2 \quad (3.2)$$

Qui l'accoppiamento è $\gamma = 1,99$, la qualità scaricata $Q_0 = 12610$ e la frequenza di risonanza $\gamma_{Res.} = 2,44964$ GHz e la frequenza $\gamma_0 = 2,44953$ GHz necessaria successivamente nel mixer come riferimento (oscillatore locale). L'inizio di γ , Q_0 e $\gamma_{Res.}$ fare riferimento al risonatore per la visualizzazione orizzontale di XYMO14 da calibrare.

3.2. Struttura del sistema di monitoraggio xy

3.2.1. Der xy-Monitor

Il monitor xy è costituito da due risonatori a cavità di alluminio disposti uno dietro l'altro e che condividono una parte centrale. A 30 mm, la lunghezza di questa parte centrale è abbastanza grande da ottenere un disaccoppiamento sufficiente tra i risonatori xey nell'ordine di -50 dB. Il diametro dei risonatori è di 148 mm, il diametro del foro del raggio è di 20 mm, la lunghezza è di 55,6 mm. Una modalità TM₁₁₀ può quindi essere eccitata **ad una frequenza di $\nu_0 = 2,44953$ GHz**.

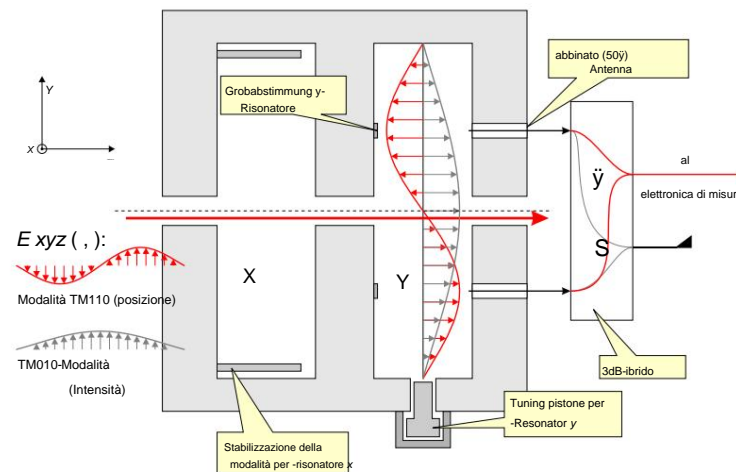


Figura 3.1.: Struttura schematica di un monitor xy (tipo Schumann)

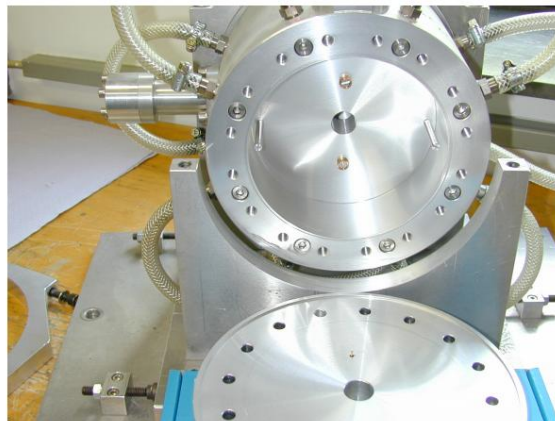


Figura 3.2.: Un monitor di posizione "Q alto" aperto: puoi vedere i due stabilizzatori di modalità sul bordo sinistro e destro del risonatore, attraverso i quali la modalità orizzontale TM₁₁₀ viene soppressa qui. (Foto Schumann)

Le coppie di antenne sono incorporate nelle flange esterne (Figura 3.2), le

3. Monitor HF-Lagemonitor

disaccoppiano capacitivamente parte del campo eccitato dai fasci di fasci. Ci sono due cilindri capacitivi per ogni risonatore per regolare approssimativamente la frequenza di risonanza presente, la cui altezza di circa 4 mm influenza la frequenza di risonanza. Dopo il Il risonatore è ora accordato e assemblato grossolanamente, il pistone di sintonia (a sinistra nella Figura 3.2) può essere utilizzato per la regolazione fine. La degenerazione della modalità TM₁₁₀ viene rimossa con l'aiuto di due lunghe aste cilindriche, che La frequenza di risonanza della modalità indesiderata TM₁₁₀ è di circa 80 MHz rispetto alla frequenza del mazzo. Con un bene scarico la modalità dimensione ndi è eliminata. La risonante, con il risultato che il suo segnale è correlato al .. La modalità TM₁₁₀ è sfasata di 90° (° soppressione nel DBM) e sono previste solo ampiezze molto piccole.

3.2.2. L'elettronica di misura

Lo schema elettrico di base è mostrato in Figura 3.3. Quelle delle due antenne intorno 180° segnali sfasati vengono sottratti in un ibrido 3dB e amplificato in un amplificatore HF dopo essere passato attraverso un filtro passa-basso, che ha lo scopo di sopprimere eventuali componenti di frequenza più alta che potrebbero essere presenti. Dopo il segnale viene mixato con il riferimento HF in un Mixer Double Balanced (DBM in breve). misto, che fornisce una tensione di uscita massima nel caso di stessa fase e stessa frequenza. I componenti con la frequenza somma sono integrati in uno Filtraggio passa basso, in modo che all'uscita del DBM sia presente solo una tensione UDBM modulata con la frequenza differenza $\omega = \omega_{HF} - \omega_{LO}$ (A è un fattore di ampiezza arbitrario):

$$U_{DBM} = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \quad (3.3)$$

La differenza di fase ϕ può essere influenzata utilizzando lo sfasatore costituito da un circolatore e uno sfasatore di cortocircuito.

Il segnale viene ulteriormente amplificato con l'ausilio di amplificatori LF (anche il ramo dell'impulso di diagnosi è isolato elettricamente) e inviato al multiplexer. Controllando il multiplexer di conseguenza (Figura 5.1), il segnale desiderato può essere indirizzato alla sala di controllo.

3.2.3. Taratura dell'elettronica di misura

Per verificare la sensibilità e la linearità del circuito collegato al monitor HF, il segnale di un trasmettitore di potenza stazionaria da 100 mW viene misurato, poiché tale riferimento è sarebbe stabilità di fase (battito dovuto allo sfasamento di due

trasmettitore) sarebbe garantito. La Figura 3.4 mostra schematicamente l'impostazione della misurazione. Questo dentro Il risultato mostrato nella Figura 3.5 (a) mostra, come previsto dalla Figura 3.3, a dipendenza quasi lineare tra la tensione di uscita U_x e la radice quadrata del Potenza in ingresso $\sqrt{P_{HF}}$. Per l'elettronica di elaborazione del segnale orizzontale, la potenza di ingresso di circa 0,7 μW è stata attenuata su quattro ordini di grandezza secondo costante e potenza era costante

3.2. Struttura del sistema di monitoraggio xy

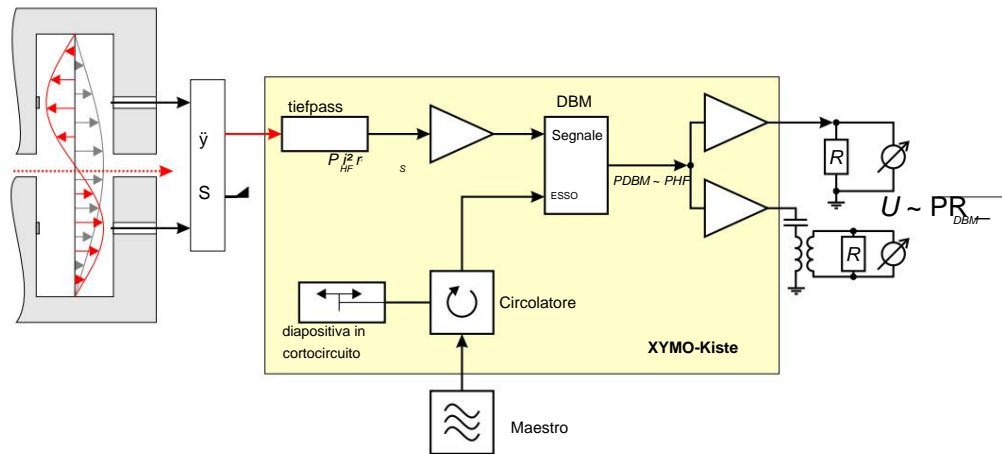


Figura 3.3.: Schema di elaborazione del segnale di un monitor HF (concetto H. Mussel)

..
Fase del segnale rispetto alla fase di riferimento. Anche in questo caso, l'elettronica di misura funziona come previsto dall'Equazione 3.3 (Figura 3.5 (b)).

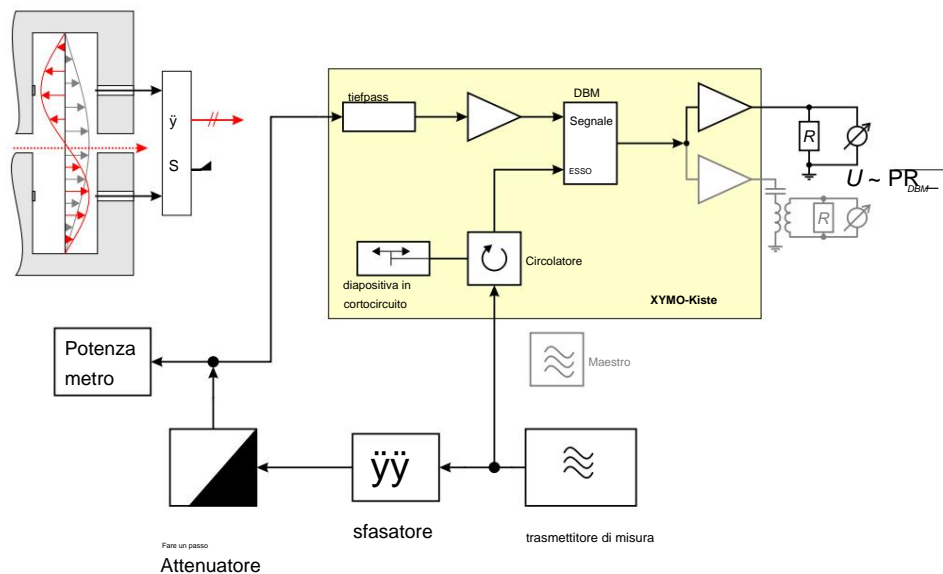
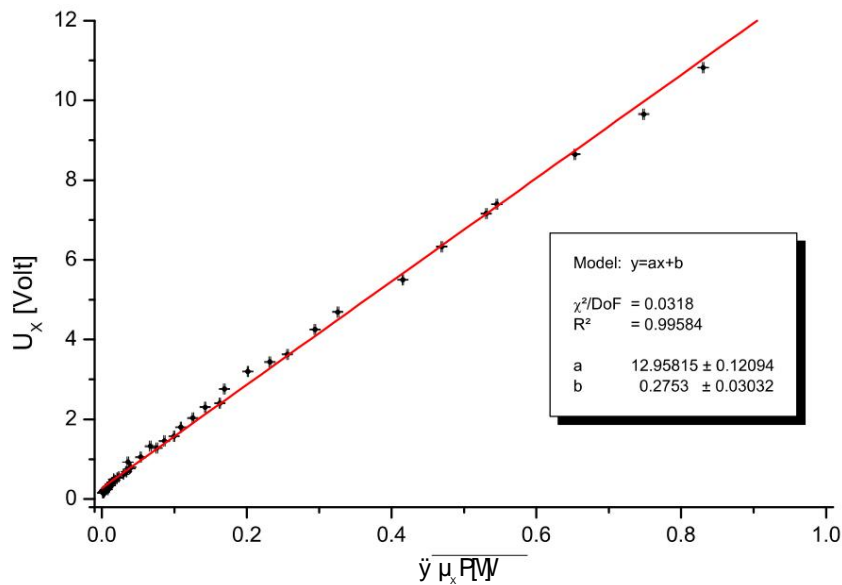


Figura 3.4.: Disposizione per la calibrazione dell'elettronica di misura (schema)

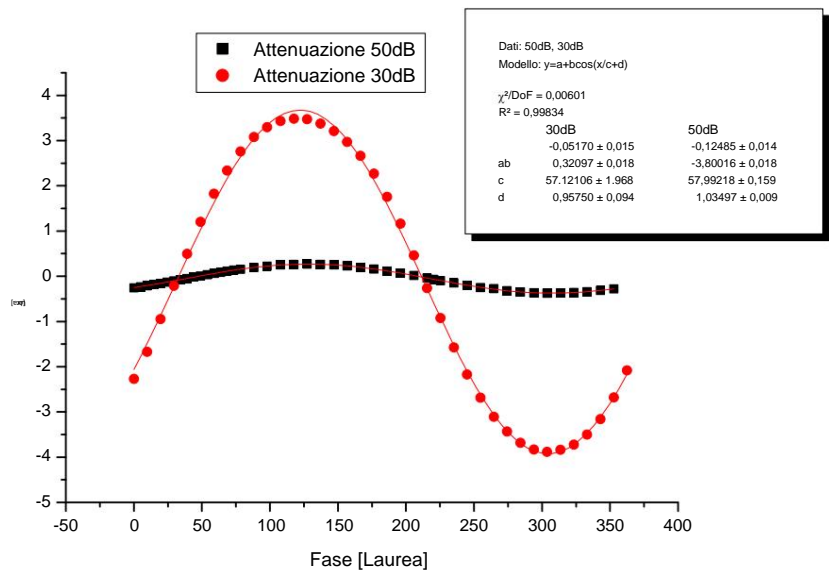
Questa misurazione viene utilizzata come calibrazione

$$U_x = 13,0 \cdot p_{PHF} [\mu W] + 0,1 \quad (3.4)$$

3. Monitor HF-Lagemonitor



(a) Tensione di uscita dell'elettronica di misura in funzione della radice del Potenza RF all'ingresso del filtro passa basso (vedi figura 3.4)



(b) Tensione di uscita dell'elettronica di misura in funzione della fase di riferimento am Ingresso DBM LO (con onda sinusoidale regolata)

Figura 3.5.: Taratura dell'elettronica di misura

3.3. Misure con trave

..In sintesi, il segnale atteso può ora essere calcolato utilizzando l'equazione 3.2.
 Per bontà sfrenata $Q_0 = 12610$, accoppiamento $\gamma = 1,99$, il risonatore e il
 Con una frequenza di riferimento di 2,44953 GHz, viene calcolata una potenza disaccoppiata prevista
 di $P_x = 0,493 \text{ nW}/(\text{mm } \mu\text{A})$. Secondo l'equazione 3.4, questa potenza dovrebbe generare una tensione
 di segnale di $U_x = 0,409 \pm 0,09 \text{ V}/(\text{mm } \mu\text{A})$. La potenza P_{yx} della modalità TM_{110} indesiderata dovrebbe
 essere solo 0,027 nW con un detuning di 80 MHz e lo stesso buono. Inoltre, la fase di questo modo
 eccitato non risonante è praticamente spostata di 90° , in modo che la miscelazione nel DBM non dia un
 contributo misurabile
 c'è da aspettarselo.

3.3. Misure con trave

Per esaminare la sensibilità di questo monitor xy durante il funzionamento del raggio, a
 Oscilloscopio utilizzato per digitalizzare i segnali di tensione dell'elettronica di misura. Come
 come si può vedere in Figura 3.6, si ottiene non solo il segnale in tensione continua ma anche
 una componente AC con una frequenza fondamentale di 50 Hz, che risulta dall'inevitabile interferenza
 del "ronzio" su 230V. Per la valutazione, il segnale è stato quindi sempre mediato su un periodo di rete

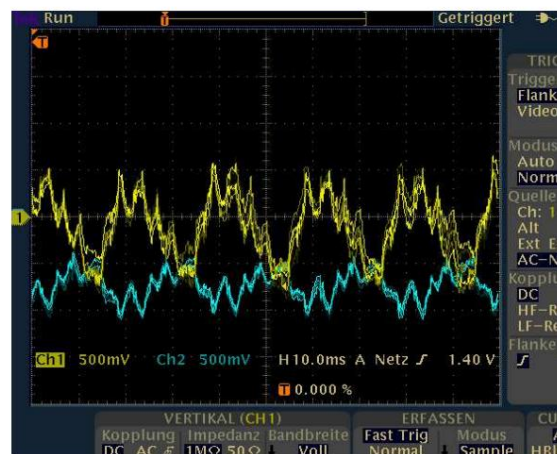


Figura 3.6.: Segnale dell'offset del raggio orizzontale (giallo) e verticale (blu) nell'XYMO14
 in funzione del tempo con un fascio cw di $10 \mu\text{A}$

sensibilità alla posizione

Per determinare la sensibilità spaziale, è stato utilizzato il monitor di posizione HF XYMO14 con il
 la meccanica di calibrazione descritta nel capitolo 4 di circa 1,5 mm in entrambe le direzioni
 spostato dalla posizione prevista. Dall'adattamento mostrato nella Figura 3.7, a
 Leggere la tensione del segnale $U_x = 2,16 \text{ V}/\text{mm}$ (questo corrisponde a $U_x = 0,599 \text{ V}/(\text{mm } \mu\text{A})$).

Questo valore è maggiore del 46% rispetto a quello previsto in teoria. Quella differenza
 può essere causato da deviazioni nei parametri del risonatore e dalle tolleranze nelle microonde

3. Monitor HF-Lagemonitor

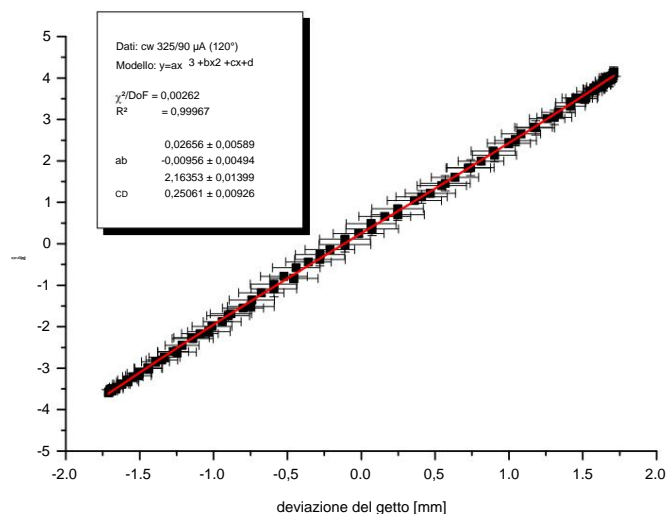


Figura 3.7.: Calibrazione dei segnali di offset ad una corrente del fascio di 3,6 μA 855,15 MeV

vengono spiegati i componenti. Utilizzando la calibrazione dalla Figura 3.7 ..
ciò risulterebbe quindi nell'impedenza shunt misurata = 1,238 $\text{M}\Omega$ per il risonatore orizzontale.

sensibilità alla corrente del fascio

Le misurazioni dello stesso tipo erano comprese tra circa 0,5 μA e 15 μA e tra Corrente del fascio di .10 μA e 100 μA . Nel ramo 2,45 GHz è stato utilizzato un attenuatore da 6 dB all'uscita dell'ibrido 3dB per il primo set e un attenuatore da 20 dB per il secondo set. Il segnale nel intervallo di ± 5 volt. Ciò nonostante divenne l'orizzontale per correnti di fascio superiori a 40 μA e anche la verticale da 60 μA . Segnale troncato per scaffali di grandi dimensioni, quindi queste aree non sono incluse nella valutazione sono stati presi in considerazione.

La Figura 3.8 mostra il risultato di tutte queste misurazioni. La sensibilità del monitor è in realtà proporzionale alla corrente del fascio i , come in teoria previsto.

Tabella 3.1.: Sensibilità alla corrente del fascio XYMO14

D'ampfer	hori [mV/(mm· μA)]	vert [mV/(mm· μA)]
0 dB	599,0 \pm 1 %	446,5 \pm 1 %
6dB	361,0 \pm 1 %	279,9 \pm 1 %
20dB	70,2 \pm 1 %	57,4 \pm 1 %

3.3. Misure con trave

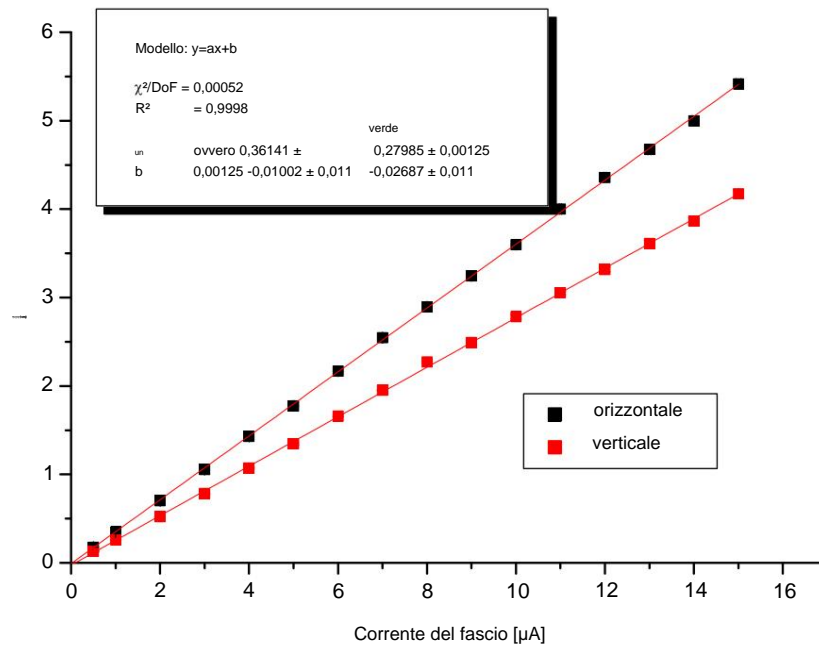
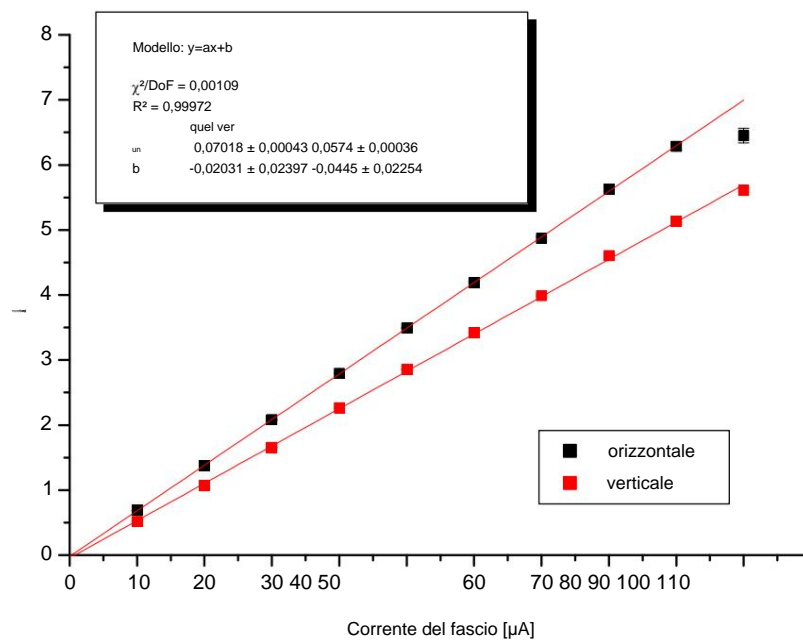
(a) Attenuatore da 6dB tra 0,5 e 15 μA (b) attenuatore da 20dB tra 10 e 100 μA

Figura 3.8.: La sensibilità di XYMO14 a seconda della corrente del fascio può essere vista come essere visto in modo lineare.

3. Monitor HF-Lagemonitor

Diagnosticare impulso

Il monitor si comporta come previsto anche in modalità fascio con impulsi diagnostici (vedi Figura 3.11). Gli impulsi diagnostici sono lunghi 12 ns e hanno un'ampiezza tipica di 100 μ A e una frequenza di ripetizione di 10 kHz. Hanno il vantaggio rispetto al fascio cw che ad una corrente media molto bassa, la cui perdita in ..
la guida del raggio non provoca danni, nei monitor HF viene comunque generato un segnale chiaro. Questo tipo di funzionamento a getto è quindi molto adatto per
Regolazione della macchina ed è stato utilizzato anche per la misurazione ottica del fascio.

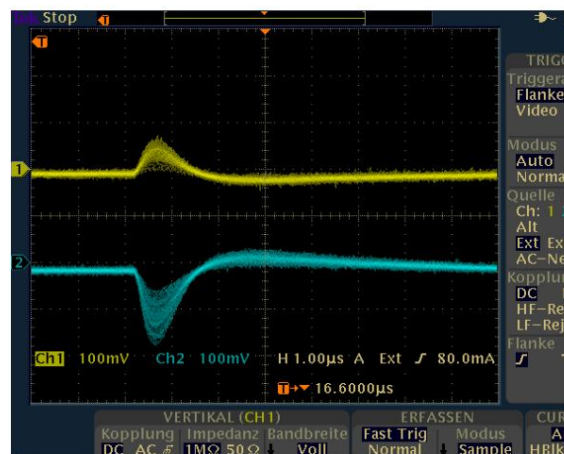


Figura 3.9.: Segnale dell'offset del raggio orizzontale (giallo) e verticale (blu) nell'XYMO14 in modalità diagnostica a impulsi

Il segnale di uscita del DBM viene inizialmente utilizzato per sopprimere i segnali di disturbo analogico integrato (\ddot{y} \ddot{y} 3 ns). Il superamento dell'inversione di polarità causato ..a volontà dall'isolamento galvanico; il segnale deve essere in media zero avere.

Invece della determinazione relativamente difficile dell'ampiezza dell'impulso, per l'altezza del segnale si determina numericamente l'area dal suo inizio al suo passaggio per lo zero (Figura 3.10). Per fare ciò, il segnale viene misurato utilizzando un oscilloscopio digitale digitalizzato e trasferito al computer. "

3.3. Misure con trave

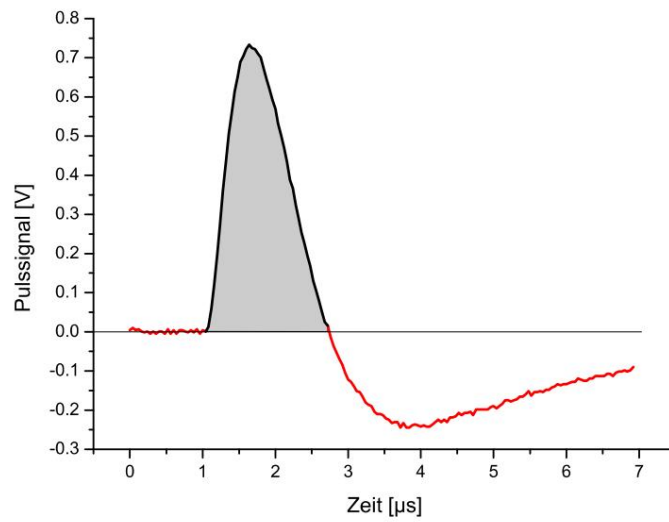


Figura 3.10.: Integrazione numerica degli impulsi: l'intervallo dall'inizio al primo zero viene sommata la continuità (area grigia).

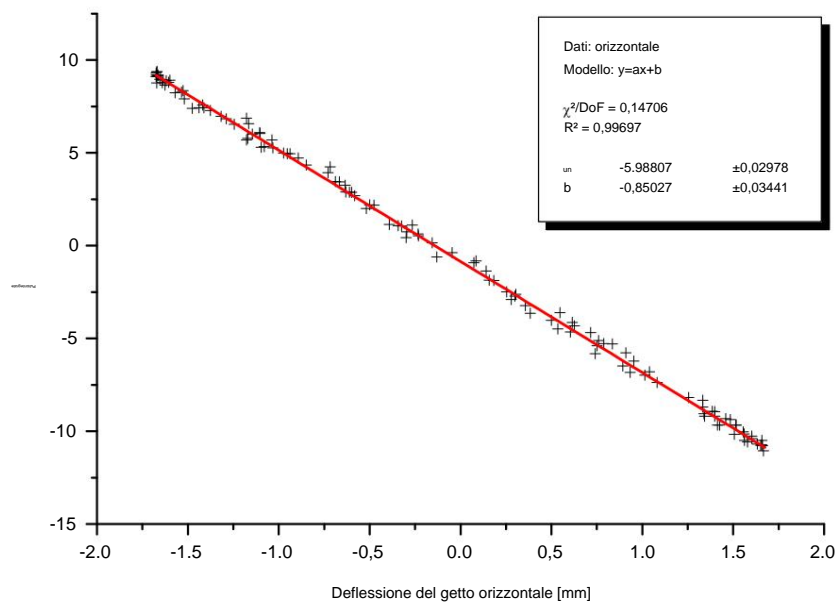


Figura 3.11.: Calibrazione dei segnali di offset durante il funzionamento a impulsi diagnostici a 855,15 MeV

3. Monitor HF-Lagemonitor

3.4. Non linearità della sensibilità del monitor xy

Utilizzando il meccanismo di sollevamento, durante le varie prove di trave, a dove sono state impostate diverse energie del fascio, sono state effettuate numerose misure di sensibilità. Alcune misurazioni hanno mostrato una leggera flessione a forma di S delle sensibilità per l'offset del fascio orizzontale (come mostrato nella Figura 3.12 (a)), che erano chiaramente al di fuori dell'errore statistico e inoltre non potrebbe derivare da una non linearità della calibrazione della posizione.

Per ottenere maggiori informazioni sull'effetto non lineare, le curve di sensibilità sono state registrate in diverse fasi dell'onda di riferimento. Come in Si può vedere la Figura 3.12 (b), la non linearità è aumentata e raggiunta il suo massimo quando la fase di riferimento viene ruotata di $\gamma_{\text{ref}} = 90^\circ$. Come previsto, effetti simili erano evidenti anche nel ramo per il "y-storage". Sarai qui però non trattati ulteriormente in quanto non contengono informazioni sostanzialmente diverse.

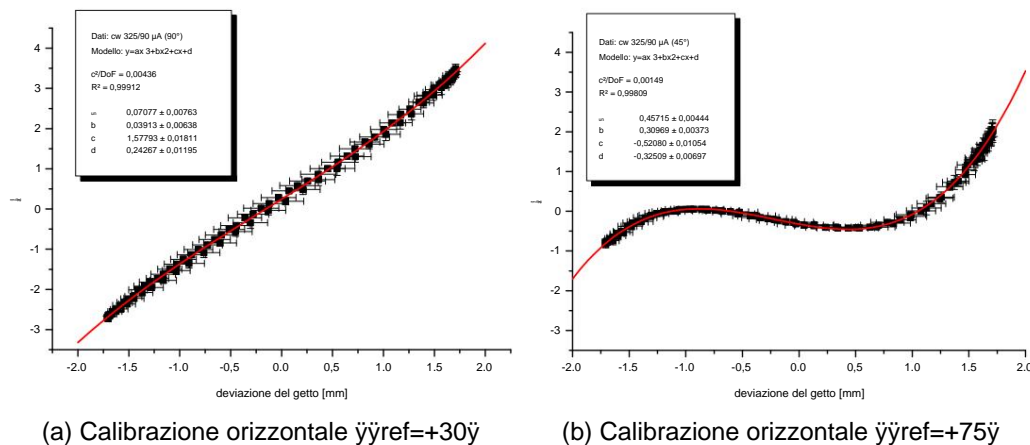


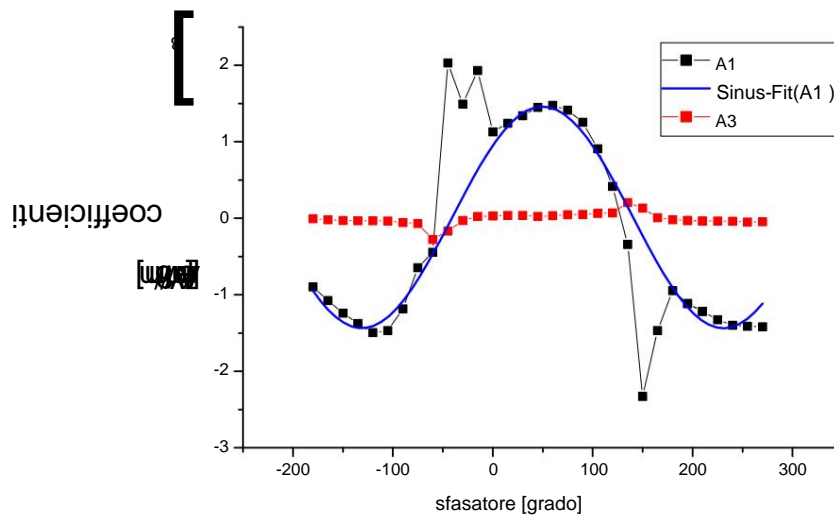
Figura 3.12.: Esempi di calibrazione dei segnali di offset con una corrente del fascio di 3,6 μA come in Figura 3.7

Il presupposto inizialmente ovvio che si tratta di una mescolanza di Modalità TM310, che secondo [Her78] ha una caratteristica di eccitazione cubica e, proprio come la modalità TM110, sottraendo i due segnali dell'antenna è sempre più disaccoppiato non è stato confermato. Le misurazioni con un analizzatore di rete hanno mostrato che questa modalità risonante a 4,1 GHz sollecitava a Buono "QL = 4130 e quindi a 2,45 GHz può fornire solo un contributo dell'ordine di 10^{-5} rispetto all'ampiezza risonante TM110.

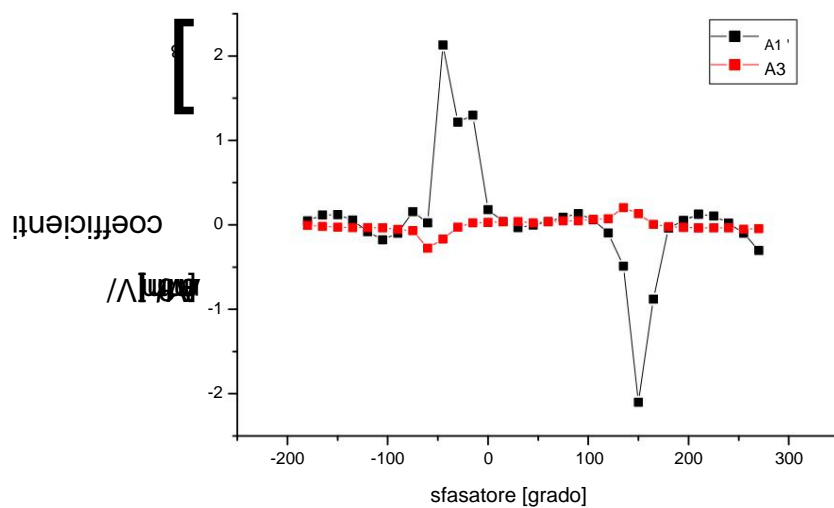
Le curve di sensibilità misurate per ogni Valore della fase di riferimento impostata rispetto alla sua parte lineare e cubica analizzato. Nella Figura 3.13 (a) i coefficienti corrispondenti sono tracciati in funzione di Fase dell'onda di riferimento tracciata. Come si può notare, la curva per la componente lineare a determinati valori di γ_{ref} si discosta notevolmente dall'andamento sinusoidale, che nel caso di una modalità TM110 pura. (Immettendo il segnale da una misurazione

3.4. Non linearità della sensibilità del monitor xy

trasmettitore, è stato preventivamente accertato che l'elettronica di misura fosse effettivamente tale
La curva sinusoidale restituisce come mostrato nella Figura 3.5 (b)). La parte cubica dà im
distanza di 180° su un'ampiezza di fase di soli circa 30° contributi piuttosto grandi
con segni diversi, nelle zone intermedie il contributo è quasi
Nullo.



(a) Curva sinusoidale adattata per " A1



(b) Sinusoide sottratta per " A

Figura 3.13.: Andamento delle parti lineare e cubica (\ddot{y}_x e \ddot{y}_x ³⁾

Supponendo che la modalità TM110 sia idealmente eccitata nel risonatore
la curva sinusoidale corrispondente è stata sottratta nel passaggio successivo. La curva da
sottrarre è stata determinata ignorando i punti fortemente devianti nell'adattamento della curva
(curva piena blu nella Figura 3.13(a)).

3. Monitor HF-Lagemonitor

Il risultato mostrato in Figura 3.13 (b) mostra che la parte lineare rimanente nella regione di fase in cui anche la parte cubica è diversa da zero è, ha picchi particolarmente alti. All'esterno l'ampiezza è molto più piccola e suggestivamente ondulato.

Questo comportamento fa sorgere la domanda se la non linearità osservata sia dovuta ad armoniche che possono essere eccitate con ampie ampiezze a causa della brevissima lunghezza del fascio dei fasci di elettroni e nonostante le misure rettificato per sopprimerli nel DBM. Il filtro passa basso installato dietro l'ibrido è efficace solo da 2,7 GHz (punto 3dB) a circa 8 GHz e selettivamente perde il suo effetto sempre di più alle frequenze più alte. In che misura - L'amplificatore HF è permeabile per frequenze molto alte e se, ad esempio, l'accoppiamento incrociato dall'oscillatore locale all'ingresso del segnale del DBM consente la rettifica, sfortunatamente non è stato possibile nell'ambito di questo lavoro a causa del tempo limitato a disposizione non sono più esaminato.

4. Taratura di un monitor di posizione HF

Per determinare le proprietà di imaging del sistema T2, sono necessari due monitor di posizione calibrati alla sua uscita, che sono il più distanti possibile avere l'uno dall'altro.

XYMO14 e XYMO15 sono particolarmente adatti a questo (vedi Figura 2.1). Questo Finora, tuttavia, i monitor non erano calibrati o solo in modo molto approssimativo. In considerazioni preliminari sono state confrontate due opzioni di calibrazione:

- 1. Calibrazione modificando la posizione del raggio:** una possibilità per la calibrazione è modificare la posizione del raggio definita da un saldatore. Accanto al solo piccole correnti del fascio possono essere risolte con il problema della calibrazione di questo Wedler impostato, poiché è difficile evitare perdite di fascio nel sistema a valle.
- 2. Calibrazione modificando la posizione del monitor:** C'è un altro metodo rin, non il raggio, ma per spostare con precisione il monitor da calibrare e quindi per calibrare i segnali.

Il secondo metodo è stato implementato come parte di questo lavoro perché richiede un livello superiore Precisione promessa e utilizzabile con qualsiasi intensità di corrente del fascio. Qui vengono descritte le meccaniche, con XYMO14 durante il funzionamento del raggio è stato spostato. L'installazione della stessa meccanica per XYMO15 doveva essere eseguita a causa del inizialmente essere eliminati con una spesa relativamente grande. Invece, questo monitor era utilizzando la calibrazione di XYMO14 mediante movimento definito del raggio im calibrato per un funzionamento diagnostico a impulsi sicuro.

4.1. La meccanica del sollevamento

È stato aggiunto un meccanismo di sollevamento per il monitor della situazione HF XYMO14 ha progettato quanto segue deve soddisfare i requisiti:

- La corsa dovrebbe essere maggiore delle modifiche di posizione del raggio durante il normale funzionamento del raggio essere. L'obiettivo era uno spostamento di circa due millimetri in entrambe le direzioni.
- La velocità doveva essere sufficientemente elevata da evitare la deriva della posizione del raggio durante la calibrazione non potrebbe portare a grossi errori. Tuttavia, dovrebbe essere sufficientemente piccolo per avere una media di almeno un periodo di alimentazione.
- Se possibile, il sistema dovrebbe essere utilizzato nel sistema di trasferimento MAMI, poiché il monitor potrebbe essere utilizzato in qualsiasi momento indipendentemente dall'arresto del raggio utilizzato. Una posizione adatta è XYMO14, che è dietro quella del Capitolo 2 situato nel sistema T2 da misurare otticamente (vedi Figura 2.1).

4. Taratura di un monitor di posizione HF

4.1.1. Principio della meccanica del sollevamento

Il meccanismo di sollevamento è stato integrato nel telaio di regolazione esistente (figura 4.1 (a)).

Il prigioniero di regolazione dell'altezza destro è stato avvitato come mostrato nella Figura 4.1(b). sostituito da un meccanismo di sollevamento con piatto oscillante¹. Per ottenere un asse di rotazione ed un momento di resistenza definiti alla flessione dei due sinistri

Per ridurre i bulloni filettati, questi bulloni sono stati lavorati nella zona centrale mediante tornitura rastremato da 12mm a 6mm.

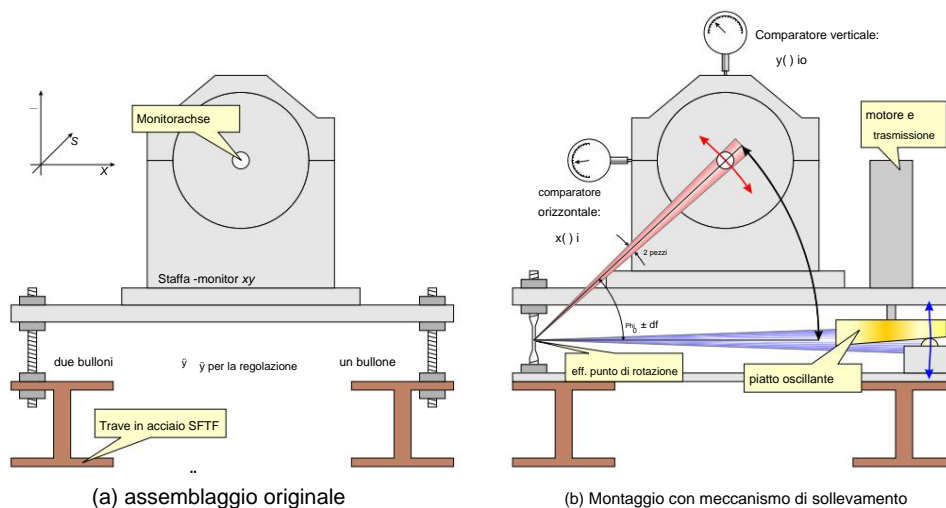


Figura 4.1.: Schema del telaio XYMO14 prima e dopo l'installazione del meccanismo di sollevamento

Il movimento sull'asse del raggio del monitor risultante dalla rotazione dell'oscillazione disco segue è indicato dalla freccia rossa.

piatto oscillante

La figura 4.2 mostra il principio del piatto oscillante. Il disco è diventato inclinato linearmente nella direzione x (rappresentazione in basso). La tua inclinazione dipende dall'angolo \ddot{y} dato:

$$\ddot{y} = \arctan \frac{\ddot{y} h_{\text{Scheibe}}}{2r_{\text{Scheibe}}} \quad (4.1)$$

$$h(x, y) = h_0 + \tan \ddot{y} \cdot x \quad (4.2)$$

Il punto di appoggio è definito dall'angolo \ddot{y} rispetto all'asse x e dalla sua distanza r dall'asse Asse del disco definito. Inoltre è o.B.d. A. $h_0 = 0$. Con un passaggio alle coordinate polari si ottiene la variazione di quota $\ddot{y}h(r, \ddot{y})$:

$$h(r, \ddot{y}) = r \tan \ddot{y} \cdot \cos \ddot{y} = \ddot{y}h \cos \ddot{y} \quad (4.3)$$

¹w Causa: comunicazioni private 2003

Il cuscinetto a sfere corre sul percorso segnato da una curva nera in grassetto, mentre il piatto oscillante sotto il cuscinetto si allontana. Con i parametri $2r_{\text{disc}} = 110 \text{ mm}$ e $\ddot{y}_{\text{disk}} = 8 \text{ mm}$, vale $\ddot{y} = 4.16\ddot{y}$. Con $2r_0 = 100 \text{ mm}$, il valore della corsa massima raggiungibile è $\ddot{y}h_0 = r_0 \tan \ddot{y} = 3,64 \text{ mm}$.

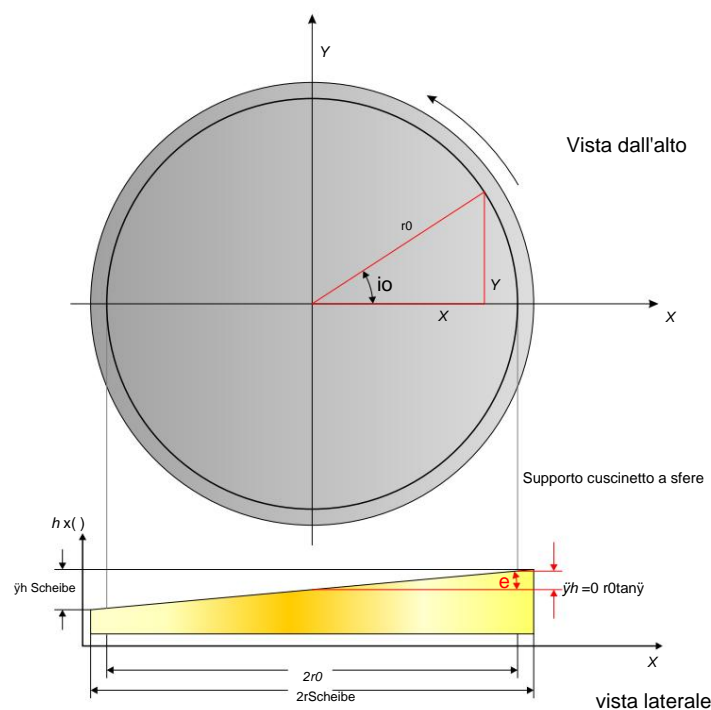


Figura 4.2.: Piatto oscillante (principio)

movimento del risonatore

Come indicato in Figura 4.1 (b) e Figura 4.3, il movimento verticale provocato dal piatto oscillante viene convertito in una sovrapposizione di movimento orizzontale e verticale dell'asse del risonatore, poiché un asse di rotazione era definito dalla comita dei bulloni fileati. Per la posizione dell'asse

$$r_{\text{Cav}} = q_{\text{x}} \sqrt{\frac{2}{0} \text{Cav}} + e \sqrt{\frac{2}{0} \text{Cav}} \quad (4.4)$$

$$\ddot{y}_0 = \arctano \frac{y_{0\text{Cav}}}{x_{0\text{Cav}}} \quad (4.5)$$

Il movimento verticale si esprime in una rotazione della struttura dell'angolo $\ddot{y}(\ddot{y})$:

$$\ddot{y}(\ddot{y}) = \arctano \frac{h(r_0, \ddot{y})}{d_0} = \arctano \frac{\ddot{y}h_0 \cdot \cos \ddot{y}}{d_0} \quad (4.6)$$

4. Taratura di un monitor di posizione HF

La posizione dell'asse del risonatore in funzione della posizione del piatto oscillante \ddot{y} diventa descritto dall'angolo $\ddot{y}_0 + \ddot{y}(\ddot{y})$:

$$x_{Cav}(\ddot{y}) = r_{Cav} \cdot \cos(\ddot{y}_0 + \ddot{y}(\ddot{y})) \quad (4.7)$$

$$y_{Cav}(\ddot{y}) = r_{Cav} \cdot \sin(\ddot{y}_0 + \ddot{y}(\ddot{y})) \quad (4.8)$$

Queste esatte espressioni per la posizione dell'asse del monitor possono ora essere sviluppate per piccoli \ddot{y}

$$x_{Cav}(\ddot{y}) = r_{Cav} \cdot \cos(\ddot{y}_0) - r_{Cav} \cdot \sin(\ddot{y}_0) \ddot{y}(\ddot{y}) + O(\ddot{y}^2(\ddot{y})) \quad (4.9)$$

$$y_{Cav}(\ddot{y}) = r_{Cav} \cdot \sin(\ddot{y}_0) + r_{Cav} \cdot \cos(\ddot{y}_0) \ddot{y}(\ddot{y}) + O(\ddot{y}^2(\ddot{y})) \quad (4.10)$$

Con le equazioni 4.4 e 4.5 e trascurando $O(\ddot{y}^2(\ddot{y}))$ si trovano approssimazioni saggio:

$$x_{eCav}(\ddot{y}) = x_0 - r_{Cav} \cdot \sin(\ddot{y}_0) \ddot{y}(\ddot{y}) \quad (4.11)$$

$$y_{eCav}(\ddot{y}) = y_0 + r_{Cav} \cdot \cos(\ddot{y}_0) \ddot{y}(\ddot{y}) \quad (4.12)$$

Ora la dipendenza da \ddot{y} è scritta con l'equazione 4.6:

$$x_{eCav}(\ddot{y}) = x_0 - r_{Cav} \cdot \sin(\ddot{y}_0) \cdot \arctan \frac{\ddot{y} h_0 - \cos \ddot{y}}{d_0} \quad (4.13)$$

$$y_{eCav}(\ddot{y}) = y_0 + r_{Cav} \cdot \cos(\ddot{y}_0) \cdot \arctan \frac{\ddot{y} h_0 - \cos \ddot{y}}{d_0} \quad (4.14)$$

Per $\ddot{y} \ll \frac{d_0}{h_0}$ dato $\arctan(x) = x + O(x^3)$ e le ampiezze \ddot{y}_x e \ddot{y}_y possono h_0 si può identificare:

$$\ddot{y}_x = r_{Cav} \cdot \sin \ddot{y}_0 \cdot \frac{\ddot{y} h_0}{d_0} \quad (4.15)$$

$$\ddot{y}_y = r_{Cav} \cdot \cos \ddot{y}_0 \cdot \frac{\ddot{y} h_0}{d_0} \quad (4.16)$$

Pertanto, le stampe della posizione del monitor sono:

$$x_{eCav}(\ddot{y}) = x_0 - \ddot{y}_x \cdot \cos(\ddot{y}) \quad (4.17)$$

$$y_{eCav}(\ddot{y}) = y_0 + \ddot{y}_y \cdot \cos(\ddot{y}) \quad (4.18)$$

La differenza massima $|x_{Cav} - x_{eCav}|$ è 4 μm , così che nel seguito da a è stato ipotizzato un movimento sinusoidale. Se si impostano quelli causati dalla regolazione Dimensioni ($d_0 = 470 \text{ mm}$, $x_0 = 225 \text{ mm}$ e $y_0 = 211 \text{ mm}$) così si trova $\ddot{y}_x = 1,63 \text{ mm}$ e $\ddot{y}_y = 1,74 \text{ mm}$.

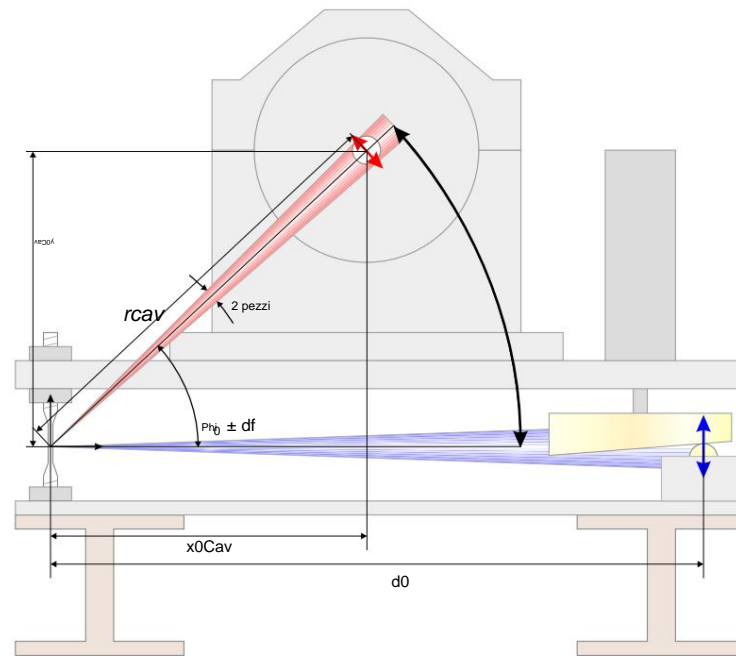


Figura 4.3.: Schizzo per calcolare la corsa nelle direzioni xey

4.1.2. Taratura del meccanismo di sollevamento

Dopo la produzione e le prime prove meccaniche in laboratorio, il meccanismo di sollevamento è stato installato nella guida della trave. Per la calibrazione sono stati utilizzati comparatori (vedi Figura 4.1 (b)), con l'aiuto dei quali è stata determinata la posizione del risonatore nelle direzioni x e y può essere determinato con una precisione di 5 μm a seconda dell'angolo di rotazione del piatto oscillante.

A sull'asse dell'ingranaggio sotto il piatto oscillante fungeva da indicatore dell'angolo potenziometro rotativo zero-stop fisso (contrassegnato in verde nella Figura 4.6). "

I punti di misura mostrati in Figura 4.4 sono stati misurati su due giri del piatto oscillante (corsa (a) e (b)) per evitare possibili posizionamenti errati per riconoscere. Come mostrato nelle equazioni 4.17 e 4.18, i punti di misurazione possono essere molto si adattano bene alle curve sinusoidali:

$$y = y_0 + \ddot{y}_0 \cdot \cos(k\ddot{y}R + \ddot{y}_0) \quad (4.19)$$

con y_0 [μm] come costante additiva, \ddot{y}_0 [μm] come ampiezza del movimento, il parametro angolare $k\ddot{y} = 2\ddot{y}/R_0$ [$1/\ddot{y}$] e \ddot{y}_0 come correzione di fase. La deviazione media dei punti di misura nelle direzioni xey è di 5 μm . Le ampiezze così determinate

$\ddot{y}_{x0} = 1,67 \text{ mm}$ e $\ddot{y}_{y0} = 1,71 \text{ mm}$ concordano a circa il 2% con l'equazione 4.15 e 4.16 corrispondono ai valori calcolati di \ddot{y}_x e \ddot{y}_y . "

4. Taratura di un monitor di posizione HF

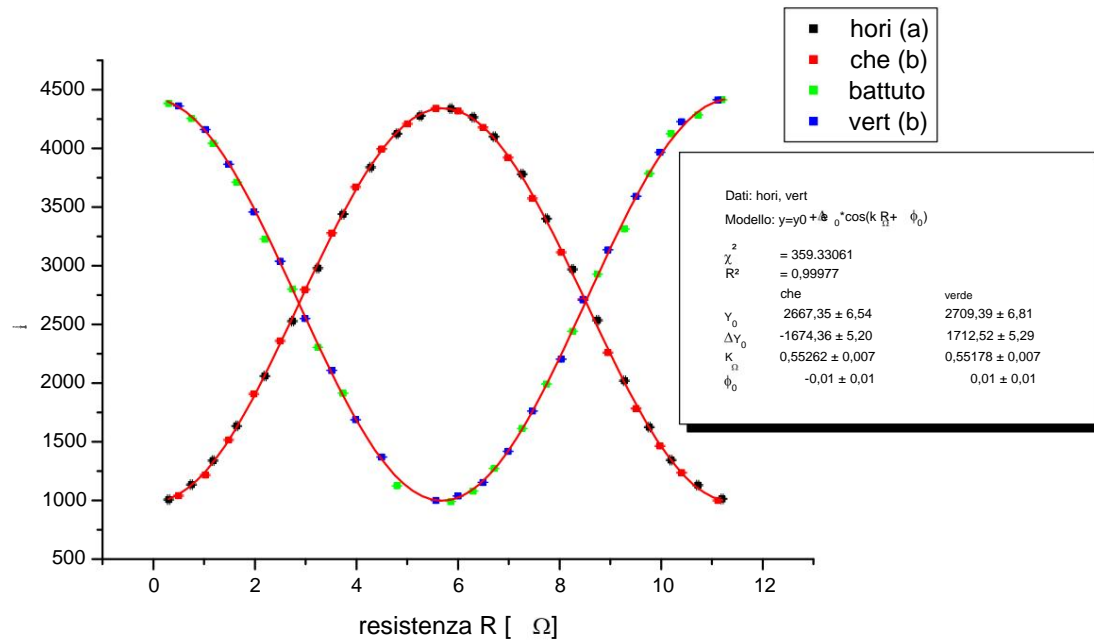


Figura 4.4.: Si può vedere la posizione orizzontale e verticale a seconda dell'oscillazione angolo del disco (misurato con un potenziometro rotativo).

4.1.3. Flessione dei bulloni filettati conici

Come accennato in precedenza, i due bulloni filettati sono stati lavorati per ridurre la forza di flessione richiesta. Qui si mostrerà che si spegne nell'equilibrio delle forze ha un effetto positivo.

Secondo [Dub01], la rotazione richiesta per piegare un bullone cilindrico è momento $M(a, r, L)$:

$$M(\ddot{y}, r, L) = \frac{2a}{l} E_{iron} I_r(r) \quad (4.20)$$

Per questo è necessario il momento del secondo ordine di area:

$$I_r(r) = \frac{\pi r^4}{4} \quad (4.21)$$

Se si imposta il modulo di elasticità $E_{iron} = 211 \cdot 10^9$ Pa, il raggio $r = 3$ mm e

Se la lunghezza $L = 30$ mm, questa coppia di ripristino aggiuntiva è $f_{\ddot{y}max} = \ddot{y}_{max} = 0,44\ddot{y}$ massimo ur

$M(\ddot{y}_{max}, r = 3 \text{ mm}, L) = 6,9$ Nm per bullone rispetto a $M(\ddot{y}_{max}, r_0 = 6 \text{ mm}, L) = 110,4$ Nm senza

spegnere. Con $F(\text{bullone}) = M/d_0$

il piatto oscillante è soggetto ad un carico massimo aggiuntivo di 14,7 N per

avvitarlo. Questo importo viene confrontato con l'incertezza della massa in movimento comunque trascurabile.

4.1.4. carico sul cambio

Radiale Kräfte

La seguente stima presuppone una forza costante nel tempo sul piatto oscillante, con la forza massima causata dai bulloni filettati è stato preso in considerazione in F_0 secondo l'equazione 4.22. La forza massima che agisce sul piatto oscillante

$$F_0 = \frac{1}{2} m_0 g + 2 F (\text{bullone}) \quad (4.22)$$

è quindi 200 N per un peso totale $m_0 = 37$ Kg. Il fattore di calcolo 4.22 tiene conto che $\frac{1}{2}$ a Glei il piatto oscillante ha solo circa la metà del peso deve supportare, l'altra metà è supportata dalle viti poiché il monitor HF si trova all'incirca sopra il centro della piastra di base. A causa dell'inclinazione del piatto oscillante, questa forza di tracciamento crea un componente

$$F_y = F_0 \sin \epsilon \quad (4.23)$$

di 14,5 N parallelamente alla sua parte inferiore inclinata. La coppia causata da F_y

$$M = |y F_y \times y L_2| \quad (4.24)$$

di 0,44 Nm deve essere assorbito dal cuscinetto dell'albero del riduttore, con il massimo la coppia radiale ammessa sull'asse è specificata con $M_{\max} = 1,68$ Nm (vettori di forza blu nella Figura 4.5).

tolleranze

Il problema della sovradeterminazione meccanica del sistema non è critico, nonostante l'aggancio rigido all'assale e ai due punti di appoggio. Per una cosa l'irregolarità del piatto oscillante è molto ridotta a causa della produzione al tornio ($< 50 \mu\text{m}$), invece c'è un gioco radiale massimo $y_x = 0,14$ mm per l'ingranaggio (5 mm dall'uscita del cambio). Questo gioco radiale porta al gioco angolare

$$\gamma = \arctan \frac{y_x}{L_1 + 5 \text{ mm}} \quad (4.25)$$

di $0,3^\circ$ (freccia orizzontale rossa nella Figura 4.5). Di nuovo questo gioco si manifesta in un gioco consentito sul cuscinetto a sfere superiore

$$y_y = q (L_1 + L_2) \frac{2 + R}{0} \cdot \text{peccato } \gamma \quad (4.26)$$

Il valore per y_y (freccia verticale rossa nella Figura 4.5) è 0,38 mm e non sarà di certo esaurito.

2ipotesi pessimistica: $L_1 = 1/2 L_0$; L'albero dell'ingranaggio è al centro dell'ingranaggio senza tolleranza fisso (Figura 4.5).

4. Taratura di un monitor di posizione HF

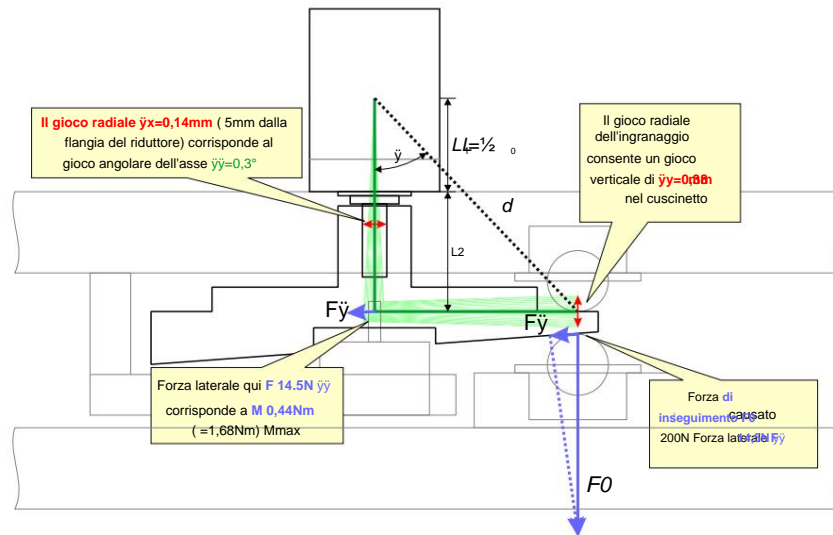


Figura 4.5.: Forze laterali che si verificano nel sistema e tolleranze dovute al gioco assiale

4.1.5. prestazioni del motore

Prima della produzione finale sono stati effettuati i calcoli per il dimensionamento del motore e del cambio. L'energia potenziale in funzione del tempo è

$$E(t) = \int_0^t F_0 \cdot ds = \int_0^t F_0 \cdot \frac{d}{dt} dt = \int_0^t F_0 \cdot h\ddot{y}(t) dt \quad (4.27)$$

La derivata nel tempo fornisce la potenza richiesta in funzione del tempo:

$$P(t) = \dot{y} \frac{dE(t)}{dt} = \dot{y} \int_0^t F_0 \cdot h\ddot{y}(\ddot{y}(t)) dt = F_0 \cdot h\ddot{y}(t) \quad (4.28)$$

La dipendenza dal tempo di h si trova sostituendo $\ddot{y} = \dot{y}t$ nell'equazione 4.3, dove \dot{y} è la velocità angolare del piatto oscillante:

$$h(t) = \ddot{y}h_0 \cdot \cos(\dot{y}t) \quad (4.29)$$

$$h\ddot{y}(t) = \ddot{y}\ddot{y}h_0 \cdot \dot{y} \sin(\dot{y}t) \quad (4.30)$$

Questo dà per le prestazioni

$$P(t) = \dot{y}F_0 \cdot \ddot{y}h_0 \cdot \dot{y} \sin(\dot{y}t) \quad (4.31)$$

L'azionamento deve far fronte alla massima potenza al tempo $t_0 = (\dot{y}tP(t) = 0 \text{ per } \ddot{y} = 0)$: $P(t = t_0) = \frac{3p}{2h} \cdot 4,6 \text{ W}$ ad una frequenza di rotazione di 1 Hz. Il cambio è a $t_0 =$

4.2. La calibrazione dei segnali durante il funzionamento del raggio

è specificata un'efficienza massima di $\eta = 70\%$, per cui la potenza minima richiesta del motore con un margine di sicurezza dovrebbe essere compresa tra 7 e 8 W.

Nel funzionamento successivo, il motore è stato alimentato con una tensione di 12 V. l'in

La corrente massima consumata in funzionamento I_{max} ha raggiunto quasi 0,6 A, che è la stima confermato sopra.

4.2. La calibrazione dei segnali durante il funzionamento del raggio

4.2.1. Impostazione della fase di riferimento

Prima di iniziare una misurazione con un monitor HF, è necessario verificarlo in ogni caso, " se la fase del segnale di riferimento coincide con la fase del fascio (vedi figura 3.5 (b)) concordato e corretto se necessario. A tale scopo vengono utilizzati generalmente impulsi diagnostici non critici, che non vengono emessi attraverso il centro del monitor. il

La fase di riferimento viene ora variata fino a quando il segnale di offset è al massimo.

Tuttavia, un'impostazione errata della fase del setpoint entra nella calibrazione solo come coseno a, il che significa che inizialmente solo piccole deviazioni dalla fase ideale impatto minore. "

4.2.2. Calibrazione con raggio cw

La calibrazione è molto semplice qui. Viene impostata la corrente del getto desiderata e la meccanica si mette in moto. Già dopo una rotazione del piatto oscillante

esiste una calibrazione completa che può essere memorizzata con l'oscilloscopio.

Per ridurre l'errore statistico e limitare l'influenza delle inevitabili fluttuazioni della posizione del raggio, la media è stata estesa su più passaggi. I risultati sono già mostrati nella Figura 3.7.

4.2.3. Taratura con impulsi diagnostici

La calibrazione è diversa per il funzionamento del raggio con impulsi diagnostici. Come misura per " la dimensione del segnale viene qui utilizzata come integrale sull'impulso dal suo inizio al passaggio per lo zero.

Poiché il segnale ora è un impulso e non continuo, le singole istantanee devono essere digitalizzate. Per È necessario " ottenere una statistica abbastanza buona .. eseguire almeno 100 di queste "istantanee" per ottenere treni di impulsi, che vengono successivamente analizzati offline. Tuttavia, poiché questo processo richiede del tempo (un " Snapshot" per giro) e il raggio spesso si allontana durante questo tempo, l'errore di sensibilità (rappresentato dal coefficiente a [1/mm]

nella Figura 3.11) è generalmente leggermente più grande rispetto al funzionamento in cw.

Il risultato di tale calibrazione è già mostrato in Figura 3.11.

4.2. La calibrazione dei segnali durante il funzionamento del raggio

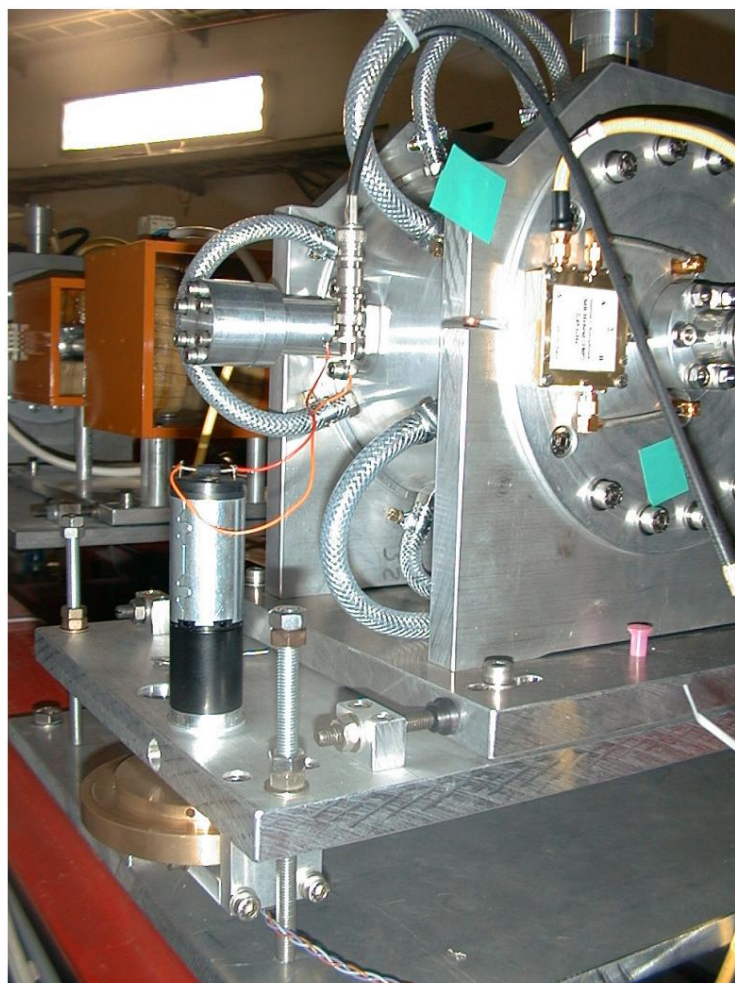


Figura 4.7.: Meccanica di calibrazione completata di XYMO14: a sinistra è in ottone per vedere il piatto oscillante

5. Multiplexer COBRA

..

5.1. Introduzione al sistema precedente

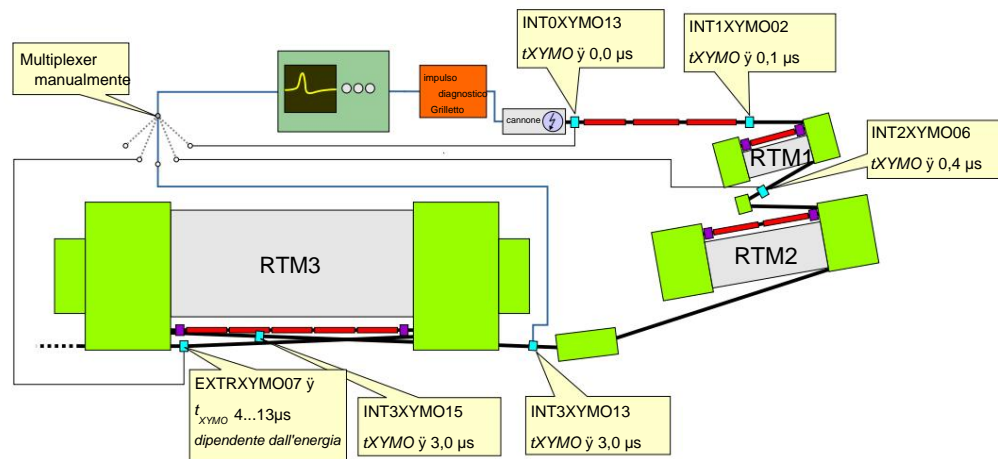


Figura 5.1.: Schema del posizionamento dei monitor HF dal cannone all'estrazione (855 MeV). Inoltre vengono riportati i diversi tempi di percorrenza del raggio dal cannone alla rispettiva posizione.

Il capitolo seguente è dedicato al miglioramento della possibilità di diagnosi in Collegamento agli impulsi diagnostici.

Prototipo: il microtron

Nei microtroni, gli impulsi diagnostici sull'asse linac sono rilevati da monitor a Q" basso, la cui costante di tempo T_{signal} è dell'ordine di alcuni nanosecondi a causa della qualità a basso carico di circa 40 ed è quindi solo leggermente più lunga del periodo orbitale nel microtrone più piccolo. Quando vola attraverso un tale impulso, genera n impulsi consecutivi in ciascuno dei monitor montati lì, dove n è il numero di giri (Figura 5.2 (b)). Ad esempio, se si cambia la direzione della trave in un giro, la reazione della trave nelle rivoluzioni successive può essere osservata in modo molto semplice.

..

La situazione attuale nelle guide del raggio

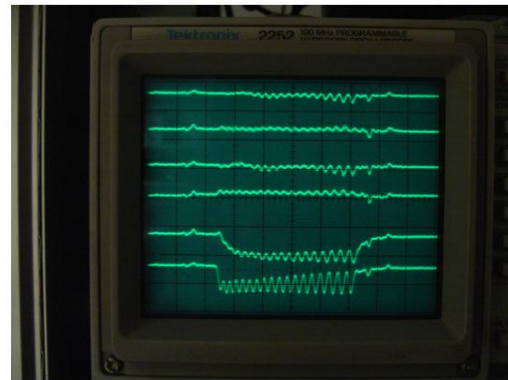
..

I monitor "High-Q" sono utilizzati nell'iniettore linac e nei sistemi di guida del raggio tra i microtron e dietro l'RTM3, in modo che anche con piccoli cw

5.1. Introduzione al sistema precedente



(a) segnale tipico di un monitor HF in modalità diagnostica a impulsi: il segnale è fino al primo Zero crossing da 2 a 3 μ s di lunghezza.



(b) 4 offset, nonché segnale di fase e intensità dell'RTM1. I segnali dei monitor HF ~~deve~~ essere più brevi del tempo per

un viaggio di andata e ritorno (≈ 20 ns)

Figura 5.2.: Impulsi diagnostici sull'oscilloscopio operativo (foto)

Per poter misurare l'intensità e la posizione del flusso. Quando si opera con impulsi diagnostici, si ottiene un segnale lungo fino a 10 μ s, il cui valore massimo è approssimativamente proporzionale alla deviazione del raggio.

Con l'aiuto del multiplexer è possibile selezionare qualsiasi monitor e le relative x e y. I segnali x e y sono visualizzati su un oscilloscopio nella sala di controllo (Figura 5.2 (a)). Ciò è mostrato schematicamente nella Figura 5.3: L'oscilloscopio viene attivato anche contemporaneamente al trigger di impulso, in modo che dopo il tempo di propagazione del fascio di elettroni tramite l'acceleratore il segnale del monitor xy selezionato sull'oscilloscopio appare.

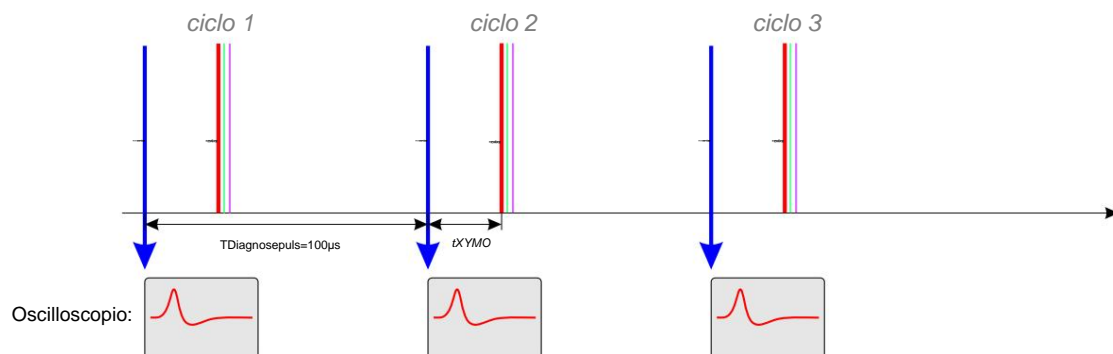


Figura 5.3.: Trigger e segnali a impulsi (vecchio sistema)

Al fine di ridurre il tempo necessario per impostare e correggere il raggio e per poter analizzare meglio gli errori che si verificano come l'instabilità dei componenti di guida del raggio, è diventata una visualizzazione simultanea di tutti i segnali XYMO

Sezione di guida del raggio richiesta. Dal momento che le linee di ritardo a causa del grande

5. Multiplexer COBRA

lunghezze del segnale di pochi μs non sono pratiche, un suggerimento del MAMI-Betriebsgruppe¹ ha impostato il sistema descritto di seguito.

5.2. parametri tecnici

5.2.1. Controllo del multiplexer

Per la visualizzazione parallela, il multiplexer controllato manualmente doveva prima essere controllato più rapidamente in modo che il passaggio tra i è diventato possibile monitorare individualmente una sezione di guida del fascio.

Di conseguenza, ora è possibile osservare contemporaneamente un certo numero di segnali misti (Figura 5.4).

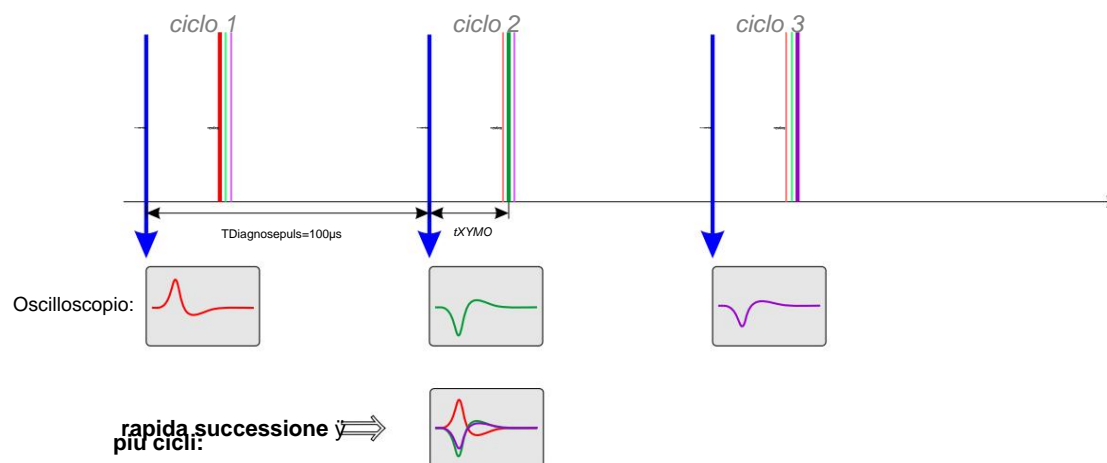


Figura 5.4.: Attivazione impulsi e segnali (solo commutazione automatica dei canali)

L'elettronica del multiplexer è in grado di chiudere il canale al massimo ogni $100 \mu\text{s}$ interruttore. Tuttavia, il sistema di controllo non è progettato per indirizzare il multiplexer in modo rapido e regolare. Qui il multiplexer originale doveva essere ampliato controllando la selezione dei canali con l'aiuto di un secondo sistema.

Questo sistema dovrebbe essere liberamente programmabile e successivamente solo dal sistema di controllo ottenere informazioni su quale gruppo di monitor HF deve essere commutato alternativamente.

5.2.2. Attivare l'oscilloscopio

Per separare nuovamente otticamente i segnali, è necessario assegnare tempi di trigger individuali per l'oscilloscopio a ciascun monitor in un gruppo.

La lunghezza TSignal dei singoli segnali da visualizzare è di circa $3 \mu\text{s}$. Affinché la qualità del display non dovrebbe risentire del jitter del tempo di trigger,

¹a Muller: comunicazioni private 2003

era richiesto un limite superiore del 10% della lunghezza del segnale.

$$\gamma t_{Jitter} = \text{Segnale T} \quad (5.1)$$

Un sistema a microprocessore basato su un processore RISC è stato ordinato da SenTec (Motorola ColdFire MCF 5272 con frequenza di clock di 66 MHz di conseguenza un tempo di ciclo di 15 ns). Da un lato, la scheda base offre connessioni seriali V24, " che potrebbe essere utilizzato per comunicare facilmente con il sistema di controllo. D'altra parte, ci sono sia porte esterne che linee di interruzione disponibili che sono cablati direttamente al processore, che dovrebbe garantire un trigger sicuro dell'oscilloscopio. Questo è stato parallelo all'innescio Modulo dotato anche di interfaccia al multiplexer.

Il ritardo richiesto per qualsiasi monitor xy dipende da un lato in base al tempo di percorrenza degli elettroni dalla pistola al monitor e in base al Posizione desiderata del treno di segnali sull'oscilloscopio:

$$\gamma t_{Trigger(xy)} = T_{Diagnosepuls} + t_{XY MO(xy)} \gamma t_{Oszi(xy)} \quad (5.2)$$

Qui $\gamma t_{Trigger}$ (vedi Figura 5.5) è il ritardo richiesto del trigger relativo al trigger di impulso originale, $T_{Diagnosepuls}$ il tempo tra due impulsi consecutivi, $t_{XY MO}$ il tempo di viaggio degli elettroni dal cannone al monitor corrispondente e t_{Oszi} in definitiva la posizione sull'oscilloscopio. ..

Per separare i singoli segnali di impulso, l'oscilloscopio deve essere attivato individualmente per ciascun monitor da visualizzare. Questo dovrebbe essere basato su I segnali di Microtron possono avere l'impressione di essere visualizzati simultaneamente (Figura 5.5).

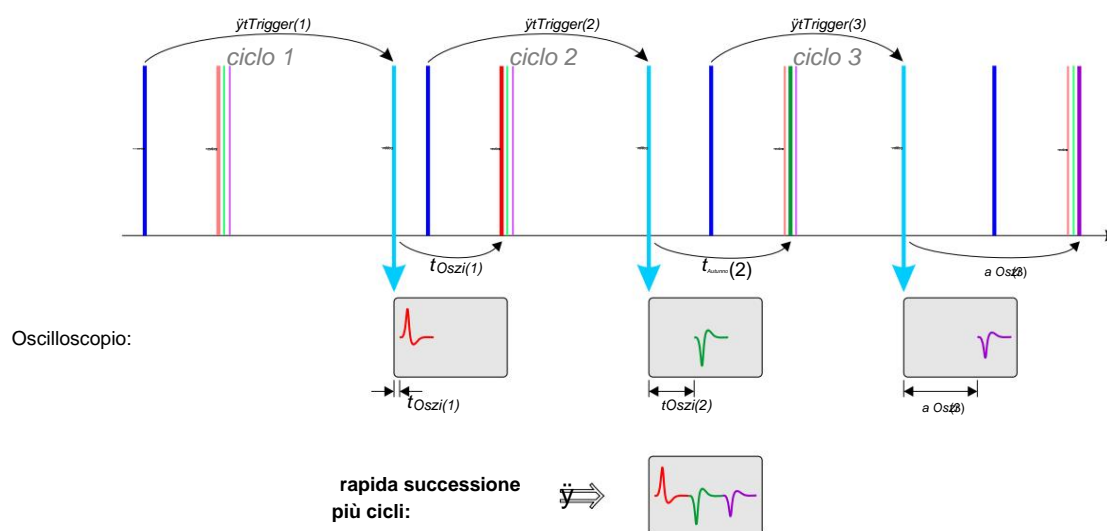


Figura 5.5.: Attivazione a impulsi e segnali (commutazione e attivazione automatica)

5. Multiplexer COBRA

5.3. Studia sul nervosismo

La prima indagine del modulo ha riguardato il jitter (Figura 5.6). Così facendo si scopre che ci sono due punti del cluster che distano circa 230 ns (corrispondenti a 14 cicli di clock) e che la larghezza dei punti del cluster è di circa 50 ns ammonta a. Tuttavia, l'intera distribuzione è larga anche poco più di 800 ns. Sufficiente rapporto segnale/fondo.

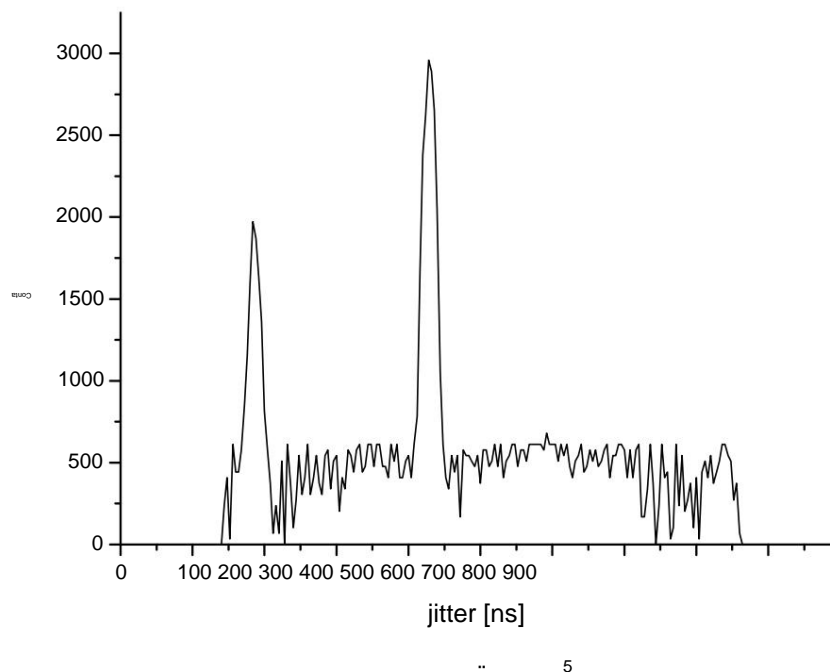


Figura 5.6.: È possibile visualizzare un istogramma degli oltre 10 tempi di tendenza, il punto del tempo zero è arbitrario. Cicli di trigger registrati La

Prova a spiegare la distribuzione del jitter

Informazioni dettagliate sui tempi del processore ColdFire possono essere trovate in [MCF98]. In sintesi, il motivo del tempo di risposta non costante è probabilmente quello il processore attende in un piccolo anello fino a quando il trigger di impulso non attiva un'interruzione diventa. Per elaborare l'interrupt, questo loop deve essere interrotto, lo stato dei registri vengono archiviati nello stack e l'interruzione viene gestita. Questo processo a seconda della cronologia, può portare il controller della cache a dover caricare il codice del programma dalla SD-RAM più lenta nella cache (il che significa un ritardo) prima che possa essere eseguito. In linea di principio, tuttavia, questo problema potrebbe essere risolto essere evitato utilizzando un DSP2 invece di un sistema a microprocessore in cui tutti i comandi vengono eseguiti in modo tempestivo in ogni circostanza. Tuttavia, la costruzione di un sistema DSP è stata omessa per motivi di costo.

2DSP: Processore di Segnale Digitale

5.4. Struttura del modulo aggiuntivo COBRA

5.4.1. Hardware

Il modulo aggiuntivo COBRA per il multiplexer era composto da vari componenti:

- La comunicazione con il sistema di controllo deve essere gestita tramite l'interfaccia UART seriale della scheda base utilizzando gli interrupt hardware.
- Il trigger a impulsi è stato posizionato direttamente su una linea di interrupt EXT del processore e dovrebbe anche generare un interrupt hardware.
- La commutazione del multiplexer dovrebbe essere effettuata con l'ausilio di un circuito che userà i pin GPIO. Le uscite delle porte del processore devono essere indirizzate.
- I segnali di trigger dovrebbero essere disponibili anche sulle uscite della porta GPIO del processore da generare.
- È stato progettato un circuito di ritardo cablato separato per il blanking dell'oscilloscopio, che dovrebbe essere attivato anche dalle uscite della porta GPIO del processore.

Nella figura 5.7 ciò è illustrato da una panoramica grafica.

5.4.2. Software

Il software per il sistema COBRA è diviso in due parti. Sul lato del sistema di controllo è presente una routine di servizio che controlla e monitora il sistema COBRA. Lì, a sua volta, viene eseguito il programma multiplexer effettivo, che cambia i canali controlla e genera i segnali di trigger.

inizializzazione

Durante l'inizializzazione del sistema, il processo del sistema di controllo attiva un'operazione automatica Reimposta la scheda. Questo sovrascriverà il firmware installato in fabbrica dBUG

[DBG99] avviato. Il processo del sistema di controllo ora fa sì che il firmware scarichi e avvii il programma multiplexer effettivo sulla porta seriale V24. Il sistema è ora pronto per l'uso.

a) Processo del sistema di controllo

Quando una sezione della linea di luce deve essere visualizzata, il processo del sistema di controllo invia i dati necessari (canali multiplexer, tempi di ritardo) al programma multiplexer.

Questi dati si trovano nelle corrispondenti voci del database del sistema di controllo e possono essere modificati in modo flessibile.

3UART: Ricevitore e Trasmettitore Asincrono Universale

4GPIO: uscita di ingresso per uso generico

5. Multiplexer COBRA

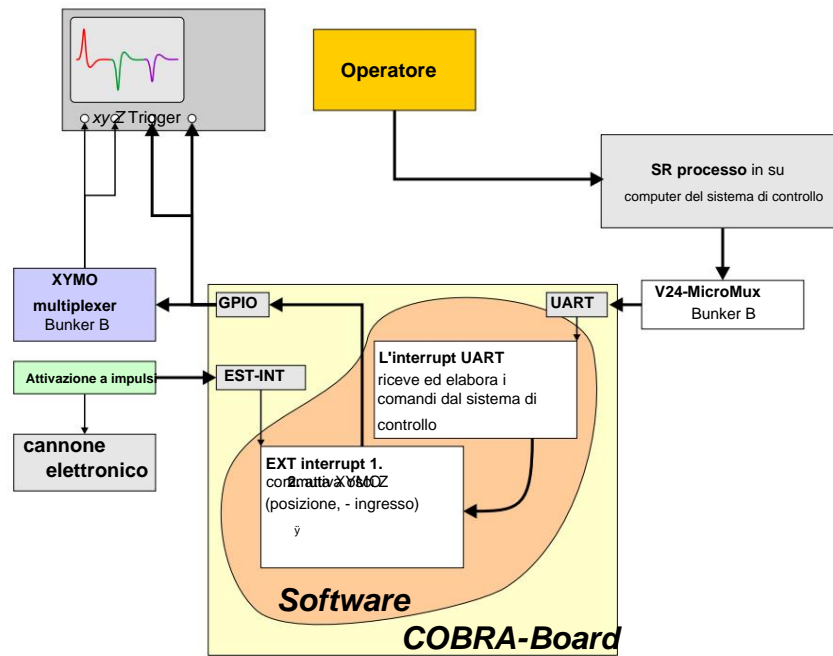


Figura 5.7.: Schema a blocchi del sistema COBRA

b) Processo COBRA

Il software multiplexer sul sistema COBRA attende in un ciclo infinito fino a quando si verifica uno dei seguenti eventi:

Interruzione UART: i comandi ei dati dal sistema di controllo vengono scritti carattere per carattere in un buffer del programma fino a quando non viene inviato un fine riga. Il comando viene quindi elaborato.

Interrupt EXT: Il multiplexer viene commutato solo quando il sistema è stato attivato e l'oscilloscopio viene attivato di conseguenza.

5.5. Il risultato

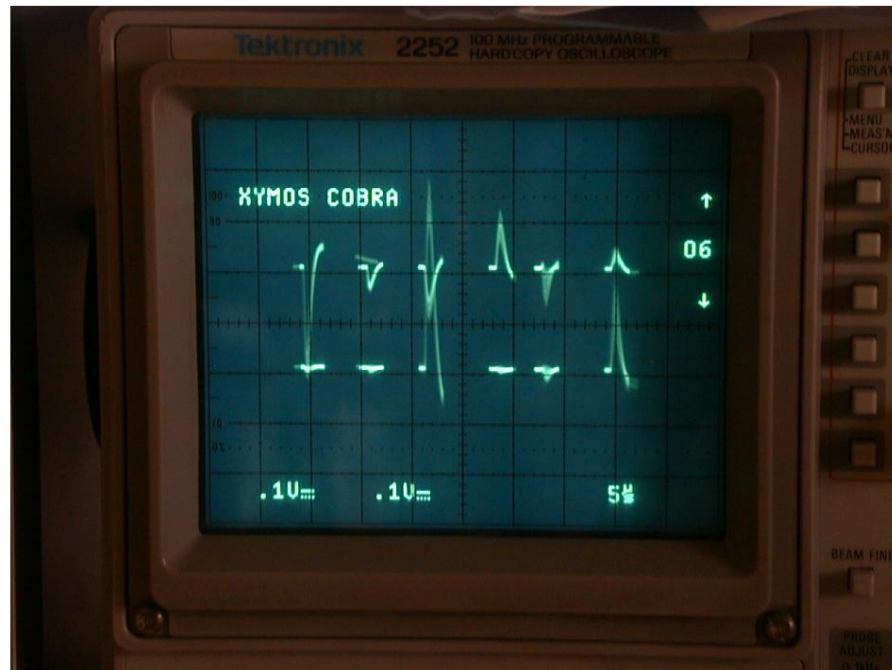


Figura 5.8.: monitor xy della guida del raggio SFTF (segnali orizzontali sopra, segnali verticali sotto)

La Figura 5.8 mostra il risultato finale. Ecco i sei monitor di situazione HF del guida del raggio (vedi Figura 2.1).

6. Riepilogo

6.1. Misurazione ottica del fascio

Dai risultati dell'adattamento del modello alla matrice misurata, il collegamento ai singoli modelli a quadrupolo ricrea le correnti di eccitazione richieste essere calcolato per avvicinarsi all'impostazione target del sistema. Da temporale Per questo motivo, questo non può più essere verificato nell'ambito del presente lavoro. "

Inoltre, è possibile sviluppare una routine automatizzata utilizzando la matrice di trasferimento di questa sezione in breve tempo. "

Oltre a misurare la sezione T2, è opportuno esaminare sistematicamente anche la sezione da QUAD02 a QUAD06 (sezione T1). Inoltre Tuttavia, sono necessari ulteriori magneti di correzione e monitor di posizione HF.

Dispositivi utilizzati

Per misurare le proprietà ottiche del raggio, i segnali dei monitor di posizione HF sono stati digitalizzati utilizzando un oscilloscopio Tektronix (TDS3014B). Questo oscilloscopio consente l'uso automatizzato e può anche manipolare il segnale da salvare. Era principalmente il

" " con una media superiore a 2^n Vengono utilizzati gli eventi trigger (n numero naturale).

6.2. HF-Lagemonitore

I risultati qui presentati mostrano che la meccanica descritta nel Capitolo 4 è molto adatta per eseguire indagini di precisione sul fascio di elettroni. ..

Pertanto, questo strumento è anche una buona possibilità per esperimenti, come l'attuale esperimento A4 sulla violazione di parità, per garantire che i segnali di posizione del

I monitor di posizione indicano effettivamente valori di deviazione realistici durante la valutazione e non entrare in regioni non lineari a causa della scarsa fase dell'onda di riferimento.

Suggerimenti per il miglioramento durante la ricostruzione:

- La conservazione del piatto oscillante dovrebbe essere riconsiderata durante la ricostruzione, per alleggerire il cambio.
- Il riduttore deve essere azionato da una vite senza fine dal motore in modo che il monitor può rimanere nella posizione desiderata.

6.3. Der COBRA-Multiplexer

- Se si utilizza un ingranaggio a vite senza fine, è vantaggioso utilizzare un motore da utilizzare con l'albero passante, poiché la "mano del monitor" può quindi essere "da spostata su questo albero.

Domande senza risposta sui monitor di posizione HF:

- 1. Movimento diagonale durante la calibrazione:** poiché il movimento del monitor è "diagonale" viene eseguito, ovvero uno spostamento x va sempre di pari passo con uno spostamento y , sarebbe ha senso indagare se il monitor cambia dopo una rotazione di $43,2^\circ$ per quanto riguarda il carattere di calibrazione.
- 2. Influenza degli stabilizzatori di modalità:** L'influenza degli stabilizzatori di modalità sulla modalità TM110 non è stata esaminata in dettaglio. Il campo si deforma quando la modalità è eccitata in diagonale? Qui un esame senza gli stabilizzatori dovrebbe chiarire portare.
- 3. Componenti di frequenza più alta:** L'influenza delle componenti di frequenza più alta sul L'elettronica di misura non è stata studiata sistematicamente. L'effetto non lineare potrebbe essere causato da una rettifica di componenti di segnale indesiderate.

6.3. Der COBRA-Multiplexer

La visualizzazione di più monitor HF sull'oscilloscopio di controllo si basa sulla sua capacità di influenzare la luminosità della curva del segnale (ingresso Z). Per visualizzare n segnali di monitoraggio, l'oscilloscopio deve essere attivato n volte. Con quello anche la linea dello zero viene tracciata altrettanto spesso e quindi appare corrispondentemente più chiara. Sfortunatamente, la maggior parte degli oscilloscopi digitali ha questa opzione per la modulazione della luminosità non disponibile.

ringraziamento

Questo lavoro è stato svolto dal maggio 2003 al maggio 2004 presso l'Istituto di Fisica Nucleare "realizzato dall'Università Johannes Gutenberg.

Ringrazio il Professor Dr. Th. Walcher per aver reso possibile la tesi di diploma nel suo gruppo di lavoro sull'acceleratore. In particolare devo al Dott. K.-H. imperatore Grazie, che è stato sempre disponibile come referente competente.

Vorrei anche ringraziare tutti i membri del gruppo di lavoro dell'acceleratore per il " grazie per l'utile supporto e la piacevole atmosfera di lavoro in particolare H. Euteneuer, F. Fichtner, B. Gutheil, A. Jankowiak, P. Jennewein, W. Klag, HJ Kreidel, U. Ludwig-Martin, J. Muller, A. Nuck, J. R  othgen, S. Schumann, B. Seckler, M. W  oll, T. Zschocke e K. Aulenbacher.

Vorrei anche ringraziare tutti i membri dell'istituto che mi hanno aiutato con il il lavoro è stato utile. Un ringraziamento speciale va al Sig. Jung dell'officina meccanica, che ha svolto un ruolo costruttivo nello sviluppo del meccanismo di sollevamento Ha.

Un ringraziamento speciale va a Monika Weis per il suo supporto durante la creazione questa tesi di diploma. Vorrei anche ringraziare la mia famiglia per avermi dato questo studio reso possibile a tutti.

Marco Dehn, sono maggio 2004

Parte IV

Appendice

A. Magneti di correzione

Per determinare la matrice di un sistema, è necessario sapere esattamente quale deflessione è il Raggio sperimentato durante il volo attraverso un magnete di correzione (Wedler).

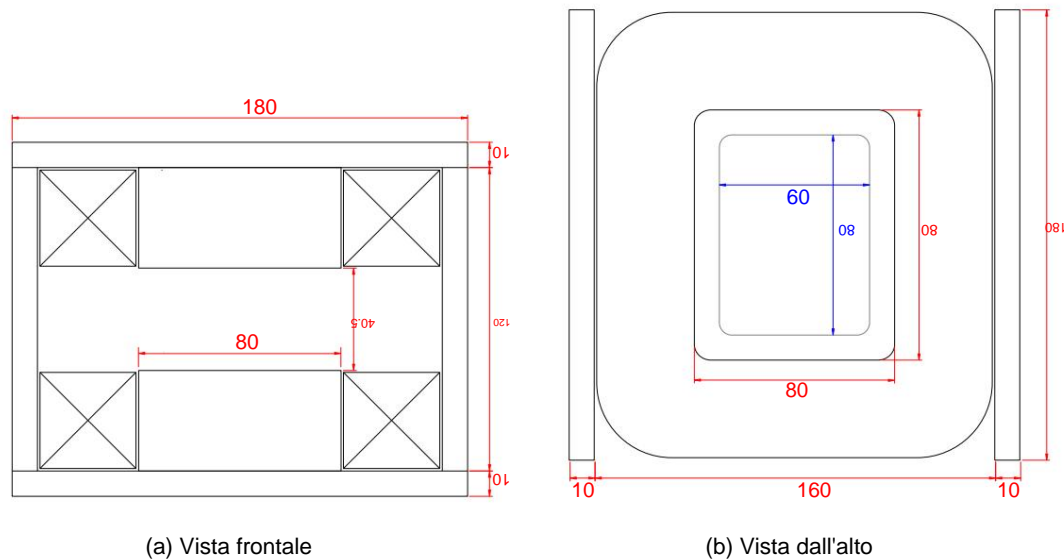


Figura A.1.: Schema del tipo Wedler utilizzato 1. Per il tipo 2 la faccia dell'asta polare è rivolta verso l'alto 80x60 mm² (blu) (corpo in ferro in acciaio lucido ST37).

Esistono due tipi in uso, che differiscono per le dimensioni della bobina (tipo 1 con 2,4 γ con zoccolo 100x80 mm² e tipo 2 con 1,2 γ con zoccolo 80x60 mm²).

Per entrambi i tipi di wedler, le mappe dei campi sono state generate a correnti impostate di 0, 1, 2, 3 e 4 ampere realizzati (vedi figura A.2). Con l'aiuto di queste mappe di campo, l'angolo di deflessione γ_0 può essere determinato dalle sezioni longitudinali lungo l'asse del raggio. Dal La forza di Lorentz si ottiene per: "

$$\gamma_0(i) = \frac{e}{p} \int ZB(i) \cdot ds = \frac{e}{p} \cdot B_0(i) \cdot \text{Sinistra } f \quad (\text{A.1})$$

con il massimo campo magnetico $B_0(i)$ lungo il percorso di integrazione:

$$B_0(i) = a_0 + a_1 \cdot i + O(i^2) \quad (\text{A.2})$$

In particolare il coefficiente a_0 dipende molto dalla storia del Wedler, sono stati misurati valori massimi di 20 gauss. Per creare una cronologia il più possibile definita, la saldatrice è stata prima impostata su +4 A per 200 ms, poi su -4 A e poi su zero prima di impostare l'angolo di deflessione desiderato. Al

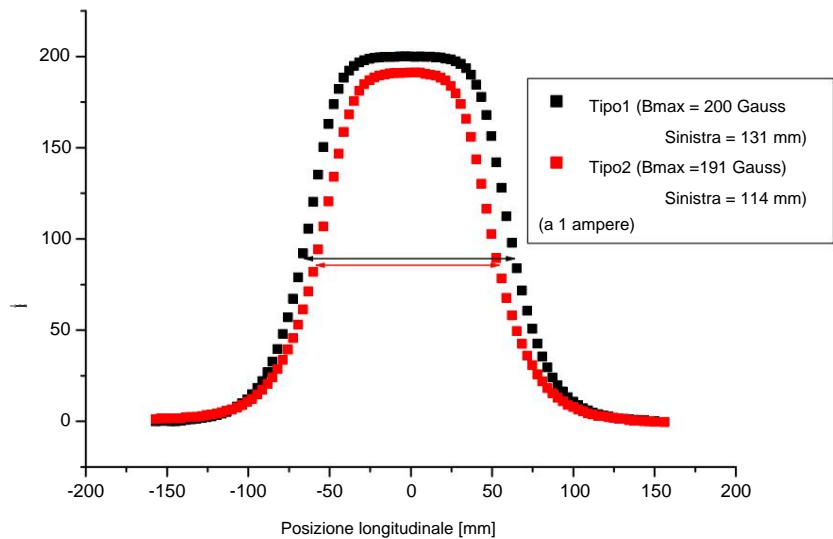


Figura A.2.: Curva di campo longitudinale a 1 ampere

Per verificare il miglioramento di questa procedura di "ciclismo", sono state effettuate due misurazioni sulla trave, in cui il saldatore ha impostato dei valori a dadini prima di ogni impostazione della angola di ha utilizzato la procedura di "ciclismo" della base di dati (0) (controllo di Boyle) rompe di uno l'ordine di grandezza (vedi figura A.3). Per questa misura e anche durante le prove del fascio

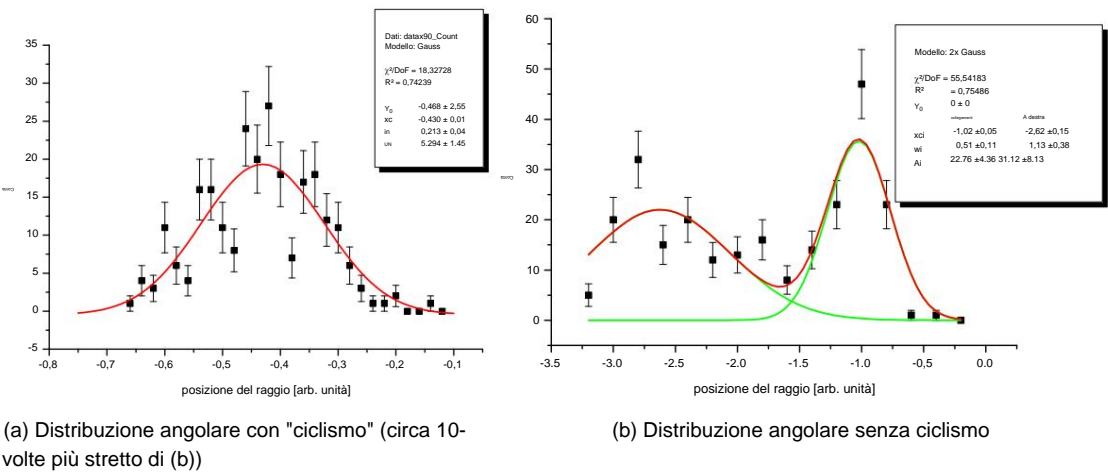


Figura A.3.: Effetto del "ciclo" di Wedler

è stata scelta una pausa di 200 ms in modo che la procedura di "ciclaggio" non richiedesse troppo tempo. Tuttavia, tempi di attesa più lunghi (pochi secondi) in laboratorio hanno determinato un miglioramento di quasi due ordini di grandezza (sebbene con una statistica negativa di soli 10 valori).

A. Magneti di correzione

Influenza di regolazioni errate

Per determinare l'influenza di piccoli disallineamenti del Wedler sull'angolo di deflessione, $\ddot{\gamma}_0$ determinato non solo lungo l'asse del raggio, ma anche fino a una distanza di 12 mm sinistra e destra di esso (Figura A.4).

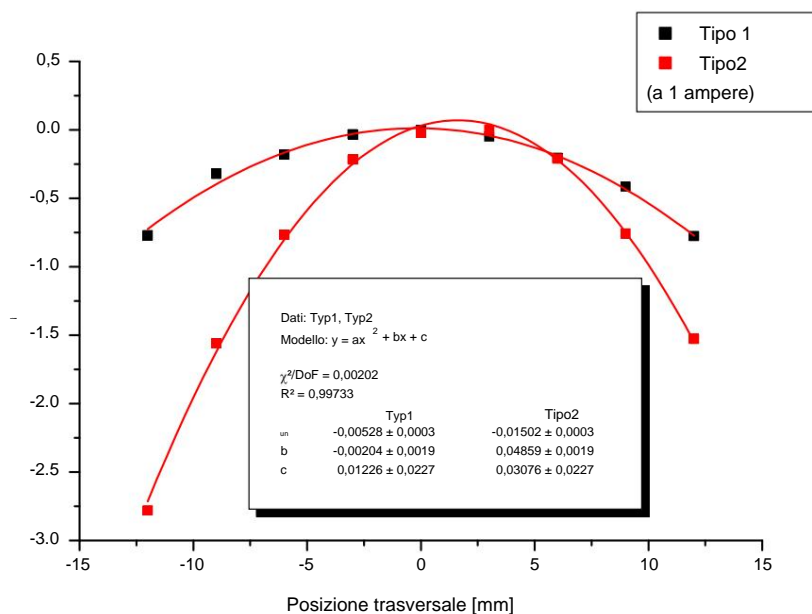


Figura A.4.: Deviazione dell'angolo di deflessione (trasversale) a 1 ampere

Si deve confrontare l'equazione A.1 con la dipendenza trasversale (come mostrato nella Figura A.4) aggiungere per tenere conto di questo effetto: "

$$\ddot{\gamma}(i, x) = \ddot{\gamma}_0(i) \cdot (1 - \ddot{\gamma} \cdot x^2) \quad (\text{A.3})$$

Il valore per $\ddot{\gamma}$ è per il tipo1 5 per il tipo2 10^{-5} mm^{-2} . Questo significa, dell'angolo di deflessione per il tipo1 diminuisca dello 0,5% a 10 mm dall'asse, ma per il tipo2 diminuisce già dell'1% (vedere Figura A.4).

A.1. Compilazione dei dati più importanti

L'angolo di deflessione $\ddot{\gamma}(i)$ è stato determinato per ciascuna intensità di corrente dai profili longitudinali. Il gradiente della retta in Figura A.5 corrisponde alla sensibilità $\ddot{\gamma}_0$. Perché l'additivo Poiché la costante dipende dalla storia del materiale, non è riportata nella Tabella A.1 elencato. "

A.1. Compilazione dei dati più importanti

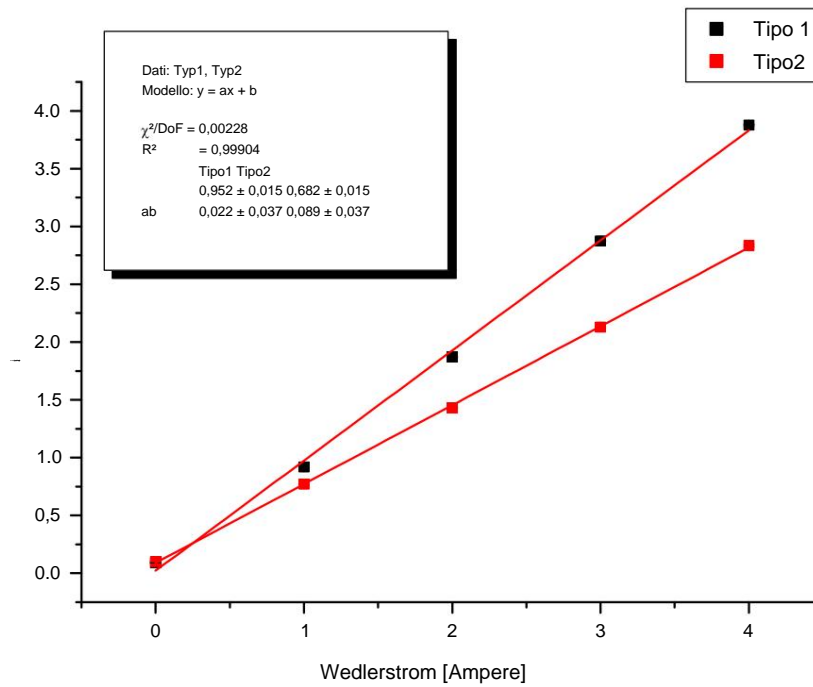


Figura A.5.: Angolo di deflessione del Wedler, determinato utilizzando sette profili longitudinali

Tabella A.1.: Elenco dei dati Wedler

	Typ1	Typ2
\ddot{y}_0 [mrad/A]	$0,952 \pm 0,015$	$0,682 \pm 0,015$
\ddot{y} [mm \ddot{y}^2]	$5,1 \cdot 10^{-5}$	$10,4 \cdot 10^{-5}$

B. Quadrupolo

B.1. Semplice controllo della forza di un quadrupolo

I quadrupoli di Bruker e Danfysik vengono utilizzati nella sezione del sistema di guida del raggio da esaminare (vedere la figura 2.1). I loro dati tecnici (apertura, numero di giri, lunghezza effettiva del campo) sono molto simili, ma differiscono abbastanza chiaramente nelle curve di eccitazione (vedi Figura B.1).

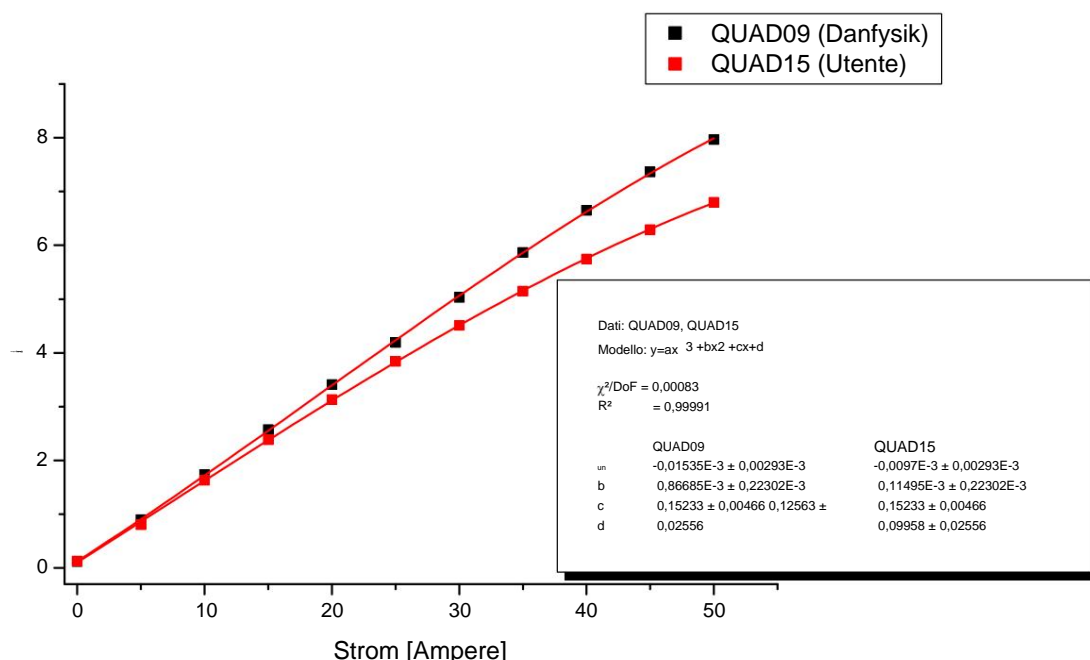


Figura B.1.: Modello della forza del quadrupolo in funzione della corrente di eccitazione - Danfysik QUAD09 im Confronto con Bruker QUAD15

B.1.1. Mappatura punto a punto

Per calibrare il quadrupolo QUAD15 nel modo più semplice possibile e confrontarlo con il modello in Per confrontare la Figura B.1, è stato utilizzato il principio della mappatura point-to-point (vedi Figura B.2). Dalle distanze note degli elementi oltre a quelle nelle schede tecniche L'effettiva forza del quadrupolo s è stata calcolata dalla lunghezza effettiva specificata di QUAD15 e confrontato con il modello in Figura B.1.

La distanza tra il centro del saldatore e l'ingresso del quadrupolo è $L_1 = 4,37 \text{ m}$
 $L_2 = 1,70 \text{ m}$ tra uscita quadrupolo e monitor xy. La lunghezza meccanica del quadrupolo è $L_{\text{Quad}} = 280 \text{ mm}$, ma la lunghezza effettiva è L_{eff} (di seguito abbreviata in l).

B.1. Semplice controllo della forza di un quadrupolo

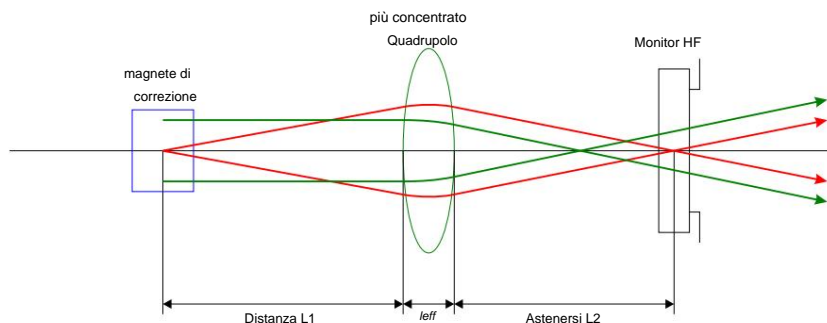


Figura B.2.: Imaging punto a punto con quadrupolo di messa a fuoco

296 mm; questa differenza deve essere presa in considerazione per le distanze effettive di deriva $L1$ e $L2$. La matrice di trasferimento è composta da tre elementi: una sezione di deriva, a Quadrupolo e una seconda sezione di deriva:

$$m = \begin{pmatrix} 1 & L2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\sqrt{y} k l) & \sin(\sqrt{y} k l) / \sqrt{y} k \\ \sqrt{y} \sin(\sqrt{y} k l) & \cos(\sqrt{y} k l) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & L1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (B.1)$$

Ora, la mappatura punto a punto significa che la direzione del raggio può essere arbitraria all'inizio del sistema può essere scelto senza influenzare la posizione del raggio all'uscita del sistema¹. Con quel mosto per l'elemento di matrice $m_{12} = 0$.

A tale scopo WEDL14 ha modificato continuamente il proprio angolo di deflessione in direzione orizzontale. Nel frattempo, la corrente di eccitazione è stata determinata manualmente, alla quale non c'era movimento del raggio in XYMO15 era più riconoscibile. Il risultato di queste misurazioni e di quelle effettuate a varie altre energie dell'acciaio è mostrato nella Figura B.3.

Per determinare l'effetto dell'isteresi, la corrente è stata misurata una volta per ogni energia da 0 A e in una seconda corsa dalla corrente massima di 50 A.

Il vantaggio di questa mappatura punto a punto è che questo metodo è completamente indipendente da angolo di deflessione causato dal Wedler e anche nessuna calibrazione del monitor xy è necessario.

Tabella B.1.: Elenco delle forze del quadrupolo con la corrente di eccitazione associata per punto a Mappatura dei punti e delle corrispondenti forze del quadrupolo del modello se(i) con la loro Deviazione dalla misura

Energia	Misura corrente [A] [T] 1.110	se(i) [T] deviazione
420 MeV 6,46...7,22		1,130±3,8% 1,8%
495 MeV 7,70...8,54	1.303	1,319±3,7% 1,2%
615 MeV 9,68...10,50	1.626	1,599±3,7% -1,7%
855 MeV 13,96...14,86	2.250	2,215±3,9% -1,5%
883 MeV 14,90...15,70	2.334	2,333±4,0% 0,0%

10. b.d. A. Lascia che la posizione sia identica a zero sia all'ingresso che all'uscita del sistema.

B. Quadrupolo

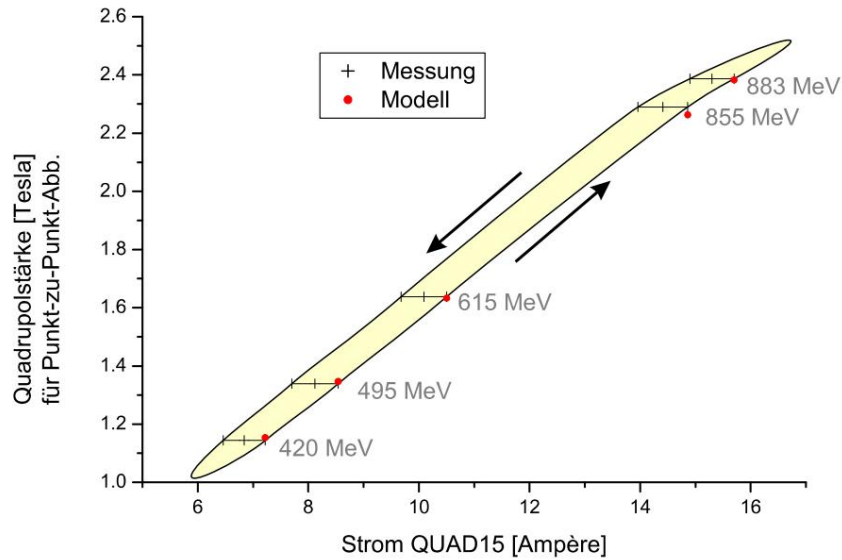


Figura B.3.: Forza del quadrupolo misurata dalla mappatura punto a punto in funzione della corrente di eccitazione. Dalle schede tecniche è stata ricavata una lunghezza effettiva di $l_{eff} = 296$ mm basato su.

dati quadrupolo

La tabella B.2 fornisce i coefficienti per determinare la forza del quadrupolo

$$s(i) = g(i) \cdot I = \frac{\ddot{y}B_x(i)}{l\ddot{y}z} \quad (B.2)$$

specificato secondo l'equazione B.3 (l'indiano "0" indica che la forza del quadrupolo dal dovrebbe essere giocato nello stato off).

$$s(i) = a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i + d \quad (B.3)$$

I punti rossi mostrati nella Figura B.3 sono quelli del modello $se(i)$ (Equazione B.4) forza quadrupolare calcolata. Perché il quadrupolo è sempre in uso dall'inizio stato è portato al suo valore attuale, questo modello era moltiplicativo per a Fattore regolato per poter descrivere al meglio la posizione dei punti utilizzando la curva di isteresi inferiore:

$$se(i) = s(i) \cdot 0,94 \quad (B.4)$$

Tuttavia, questa indagine sulla forza del quadrupolo doveva essere eseguita anche per gli altri quadrupoli. Solo allora si può decidere con certezza se questa correzione ha cause statistiche o sistematiche.

B.1. Semplice controllo della forza di un quadrupolo

Tabella B.2.: Elenco dei coefficienti per la determinazione della forza del quadrupolo
 $s(i) = a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i + d$

Quad Ser.nr.	a	b	c	d
QUAD07 89333 -0,01158E-3	0,65596E-3 ±0,002E-3	0,14675 0,11986 ±0,140E-3 ±0,003 ±0,016		
QUAD08 89335 -0,00768E-3	0,36418E-3 ±0,002E-3	0,15409 0,05934 ±0,140E-3 ±0,003 ±0,016		
QUAD09 89348 -0,01509E-3	0,85364E-3 ±0,002E-3	0,14703 0,1194 ±0,140E-3 ±0,003 ±0,016		
QUAD10 612 2000/13	-0,00567E-3 ±0,002E-3	-0,17044E-3 ±0,004 ±0,022 ±0,192E-3	0,17884 0,11627	
QUAD11 89336 -0,01176E-3	0,62542E-3 ±0,002E-3	0,15177 0,07267 ±0,140E-3 ±0,003 ±0,016		
QUAD12 612 2000/14	-0,00847E-3 ±0,007E-3	0,00830E-3 ±0,04 ±0,019 ±0,177E-3	0,17476 0,11292	
QUAD13 612 -0,00678E-3	-0,19171E-3 ±0,007E-3	0,17991 0,11473 ±0,175E-3 ±0,004 ±0,019		
QUAD14 612 2000/10	-0,00919E-3 ±0,006E-3	-0,03330E-3 ±0,003 ±0,018 ±0,162E-3	0,17810 0,10743	
QUAD15 612 -0,01107E-3	0,13075E-3 ±0,004E-3	0,17386 0,11366 ±0,248E-3 ±0,005 ±0,028		

C. Teoria dei monitor HF (di H. Herminghaus)

La sezione seguente è tratta dalla conferenza di Herminghaus nel semestre estivo del 1978 [Her78] RIMOSSO.

C.1. Campi in guide d'onda cilindriche

Sia le linee di luce che i monitor HF sono oggetti cilindrici. Le coordinate cilindriche sono quindi adatte per descrivere le configurazioni del campo. Quindi le soluzioni delle equazioni di Maxwell possono essere nella forma

$$F(r, \varphi, z, t) = f_1(r) \cdot f_2(\varphi) \cdot f_3(z) \cdot f_4(t)$$

essere separato.

Come soluzioni concrete si hanno due tipi generali di soluzioni: le cosiddette onde H (cioè campi con $H_z \neq 0$) e onde E ($E_z \neq 0$). Di seguito ci occupiamo solo delle onde E, le onde H possono essere trattate in modo analogo. La forma generale della soluzione è quindi (A è un fattore di ampiezza arbitrario con la dimensione di una tensione: φ B [Vs/m²]): $E = A \cdot k \cdot \varphi$ E [V/m] e $B = A \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t}$

$$E_r = \pm A J_0(mkr) \cos(m\varphi) e^{j(\omega t - kz z)} \quad (C.1)$$

$$E_\varphi = \pm A \frac{m}{kr} J_1(mkr) \sin(m\varphi) e^{j(\omega t - kz z)} \quad (C.2)$$

$$E_z = \pm A \frac{k}{kz} J_0(mkr) \cos(m\varphi) e^{j(\omega t - kz z)} \quad (C.3)$$

$$B_r = \pm A \frac{k_0}{kr} \frac{m}{kz} J_1(mkr) \sin(m\varphi) e^{j(\omega t - kz z)} \quad (C.4)$$

$$B_\varphi = \pm A \frac{k_0}{kz} \frac{m}{kz} J_1(mkr) \cos(m\varphi) e^{j(\omega t - kz z)} \quad (C.5)$$

$$B_z = 0 \quad (C.6)$$

con la condizione di separazione

$$k_r^2 + k_z^2 = k_0^2 \quad (C.7)$$

dove il numero d'onda del vuoto $k_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$ viene usato. $j(\omega t - kz z)$

L'espressione $e^{j(\omega t - kz z)}$ descrive la dipendenza dallo spazio e dal tempo e significa che l'onda corre lungo l'asse z positivo nel caso di meno.

Le J_m sono le funzioni di Bessel dell'ennesimo ordine. Poiché B_r ed E_φ devono scomparire in corrispondenza della parete della guida d'onda metallica, la relazione segue dalle equazioni da C.1 a C.6 per un raggio di guida d'onda a

$$J_m(ka) = 0 \quad (C.8)$$

C.2. Onde stazionarie nei risuonatori

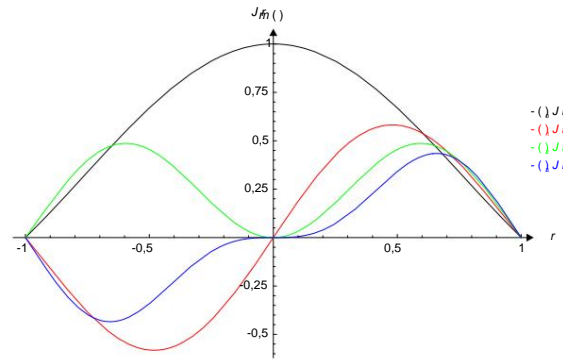


Figura C.1.: Le funzioni di Bessel $J_m(r)$ descrivono l'intensità del campo $E_z(r)$ nella cavità cilindrica $J_m(kr)$ natore. Condizione per superficie $= 0$, ecco le funzioni conduttiva mostrata fino al primo zero.

L'equazione C.8 ha infinite soluzioni per dati a e m , ma produce ..
Equazione C.7 che è un cosiddetto "cutoff" numero d'onda per la rispettiva modalità, in cui è ancora possibile una propagazione dell'onda nella direzione z . Secondo l'equazione C.7, k_z tende a zero, quando kr aumenta. Per frequenze ancora più basse, k_z diventerà immaginario e la propagazione delle onde non è più possibile, i campi decadono in modo esponenziale.

I modi delle onde E sono indicati con Emn o TM_{mn} , dove nell'equazione C.1 bis C.6 m il comportamento azimutale e n come l'ennesimo zero dell'equazione C.8 il comportamento radiale descrivere i campi.

C.2. Onde stazionarie nei risuonatori

..
Se si sovrappongono due onde opposte con la stessa ampiezza, si ottiene uno un'onda stazionaria. Con la stessa ampiezza, la parte dipendente dal tempo di Equazione da C.1 a C.6

$$e^{j(\tilde{y}t + k_z z)} j(\tilde{y}t + k_z z) = 2 \cos(k_z z) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.9)$$

Per i componenti del campo in cui il segnale si inverte con il senso di marcia, da

$$e^{j(\tilde{y}t + k_z z)} \tilde{y} e^{j(\tilde{y}t + k_z z)} = \tilde{y} 2j \sin(k_z z) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.10)$$

Ciò si traduce nelle equazioni da C.1 a C.6

C. Teoria dei monitor HF (di H. Herminghaus)

$$E_r = \frac{2jA_0}{krc} m(krr) \cos(m\tilde{y}) \sin(kzz) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.10)$$

$$E_{\tilde{y}} = \frac{2jA_0}{krc} \frac{m(krr)}{kz} \sin(m\tilde{y}) \sin(kzz) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.20)$$

$$E_z = \frac{2jA_0}{krc} J_m(krr) \cos(m\tilde{y}) \cos(kzz) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.30)$$

$$B_r = 2 \frac{A_0}{krc} \frac{k_0}{kz} \frac{m(krr)}{kz} \sin(m\tilde{y}) \cos(kzz) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.40)$$

$$B_{\tilde{y}} = 2 \frac{A_0}{c} \frac{k_0}{kz} m(krr) \cos(m\tilde{y}) \cos(kzz) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.50)$$

$$B_z = 0 \quad (C.60)$$

C.3. La particella relativistica nel campo HF

Per ulteriori considerazioni assumiamo particelle il cui movimento avviene lungo l'asse z e una deflessione trasversale può essere trascurata. capire che la velocità delle particelle può anche essere considerata approssimativamente costante e che il tempo è correlato alla posizione in modo semplice:

$$t = t_0 + \frac{z}{v} \quad (C.11)$$

La dipendenza temporale dei campi ha la forma seguente:

$$E(r, \tilde{y}, z, t) = E(r, \tilde{y}, z) e^{j\tilde{y}t} \quad (C.12)$$

Abbiamo quindi eseguito un'espansione di Fourier dei campi lungo l'asse z:

$$F(r, \tilde{y}, kz) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(r, \tilde{y}, z) e^{-jkzz} dz \quad (C.13)$$

con l'inversione

$$E(r, \tilde{y}, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(r, \tilde{y}, kz) e^{+jkzz} dk \quad (C.14)$$

Se una particella con carica e attraversa un campo variabile nel tempo $E(r, \tilde{y}, z, t)$, allora la sua variazione di energia in elettronvolt (sia $E \cdot ds$ espressa in volt) sarà

$$\tilde{y}T = \int_S E_k(r(z), \tilde{y}(z), z, t(z)) \frac{ds}{Dz} \quad (C.15)$$

dove la traiettoria $s(t)$ è descritta da $r(z)$ e $\tilde{y}(z)$ ed E_k è l'intensità del campo tangenziale alla traiettoria. Per una particella che vola parallela all'asse z, $r, \tilde{y} = \text{const}$ e $s \tilde{y} z$. Quindi l'equazione C.15

$$\tilde{y}T = \int_S E_z(r, \tilde{y}, z, t(z)) dz \quad (C.16)$$

C.4. Risuonatori rotazionalmente simmetrici

Con l'equazione C.11 e l'equazione C.12 il cambiamento di energia diventa

$$\dot{\gamma}T = e \int_{\gamma_0}^{\gamma} \int_0^z E_z(r, \gamma, z) e^{jk_T z} dz \quad (C.17)$$

riscritto, dove γk_T è impostato. Quindi k_T è il numero d'onda di un'onda il cui γ_0 significa sen velocità corrisponde alla velocità delle particelle v . Il fattore di fase e che il guadagno di energia dipende in modo sinusoidale dalla posizione di fase della particella.

Consideriamo ora una particella che entra ed esce da uno spazio permeato di campo attraverso un fascio luminoso (vedi Figura C.2). Il campo nei tubi del raggio si trova

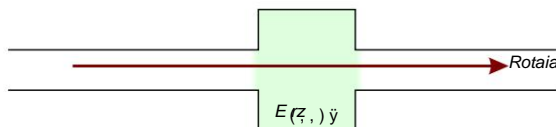


Figura C.2.: La particella vola attraverso il risonatore

facendo dentro "cutoff" e quindi decade rapidamente al di fuori del risonatore. L'integrale poichè il guadagno di energia si estende da γ_0 a γ ed è quindi

$$\dot{\gamma}T = e \int_{\gamma_0}^{\gamma} \int_0^z E_z(r, \gamma, z) e^{jk_T z} dz = F(r, \gamma, k_T) \quad (C.18)$$

La particella è quindi influenzata solo da quella componente spaziale di Fourier la cui velocità di fase concorda con la propria velocità della particella! "

C.4. Risuonatori rotazionalmente simmetrici

Ora il caso di un risonatore rotazionalmente simmetrico di lunghezza l , in cui uno stazionario onda da una moda dovrebbe esistere, trattata:

$$E(r, \gamma, z) = S(k_{rr}, \gamma) \frac{e^{jk_l z} + e^{-jk_l z}}{2} \quad (C.19)$$

con $S(k_{rr}, \gamma)$ come ampiezza del campo elettrico per $z = 0$. S quindi contiene anche r -e γ -dipendenze: $S(k_{rr}, \gamma) = A J_m(k_{rr}) \cos(m\gamma)$, dove ovviamente anche $k_l^2 = k_0^2 - k_{rr}^2$ è applicabile. del 0 spazio pieno di campo dovrebbe essere diverso da $\gamma/2$ a $+l/2$ (vedi Figura C.3). Il caso di R

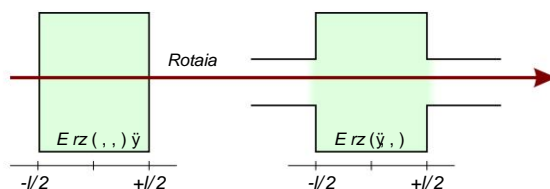


Figura C.3.: Risuonatore senza (sinistra) e con un foro (destra) nel coperchio

C. Teoria dei monitor HF (di H. Herminghaus)

il sonatore con un foro nel coperchio può essere considerato in generale: rappresentiamo il campo nel risonatore cilindrico come integrale sulle funzioni di Bessel delle equazioni di Maxwell in coordinate

$$E(r, \tilde{y}, z) = \int_0^{\tilde{y}} A(kz) J_m(kr) \cos(m\tilde{y}) e^{-jkz} dz \quad (C.20)$$

Confrontando questo con l'inverso della trasformazione di Fourier dall'equazione C.14, si ottiene

$$A(kz) J_m(kr) \cos(m\tilde{y}) = 2\tilde{y} F(r, \tilde{y}, kz) \quad (C.21)$$

e questa a sua volta diventa l'equazione C.18

$$\tilde{y} T = e^{-j\tilde{y} T} A(kT) J_m(kr) \cos(m\tilde{y}) \quad (C.22)$$

Qui, anche i campi di bordo nei tubi a getto vengono presi in considerazione attraverso l'integrazione z da \tilde{y} a $+\tilde{y}$. Ora l'argomento della funzione di Bessel può essere adattato alle nostre esigenze:

$$kr = qk \sqrt{1 - \frac{k_0^2}{k^2}} = j\tilde{y} \sqrt{1 - \frac{v_{in}^2}{c^2}} = \frac{j\tilde{y}}{v_{in}} \sqrt{1 - \frac{v_{in}^2}{c^2}} = \frac{j\tilde{y}}{v_{uscita}} \quad (C.23)$$

con $\tilde{y} = \frac{v_{in}}{c} T$ e $\tilde{y} = T$. Con \tilde{y} si prende la quantità di moto della particella p in unità di $m_0 c$ nel \tilde{y} \tilde{y}^2

Fattura su:

$$p = \tilde{y} m_0 c \quad (C.24)$$

e si può calcolare ulteriormente il guadagno di energia con l'aiuto delle funzioni di Bessel modificate, per le quali $I_m(x) = J_m(jx)$, trasforma:

$$\tilde{y} T = e^{-j\tilde{y} T} A(kT) I_m \left(\frac{v_{uscita}}{k_0 r} \right) \quad (C.25)$$

A causa dei necessari "tagli" nell'area del tubo del getto, $k_0 r$ può essere al massimo dell'ordine di 1, che può essere visto dalla disposizione geometrica. Quindi l'argomento della funzione di Bessel modificata per una particella relativistica con $\tilde{y} \gg 1$ piccolo verso 1 e $I_m(x)$ può essere approssimato per x intorno a 0:

$$\begin{aligned} I_0(x) &\approx 1 + I_1(x) \approx \frac{x}{2} + 1 + \frac{x^2}{8} \\ I_2(x) &\approx \frac{x^2}{8} + 1 + \frac{x^3}{12} \\ I_3(x) &\approx \frac{x^3}{48} + 1 + \frac{x^4}{16} \\ \text{allg.: } I_m(x) &= \frac{(x/2)^m}{m!} + \frac{(x/2)^{m+2}}{2(m+2)!} + \frac{(x/2)^{m+4}}{6(m+4)!} + \dots + \frac{(x/2)^{m+2k}}{(2k)!} + \dots \end{aligned} \quad (C.26)$$

C.4. Risonatori rotazionalmente simmetrici

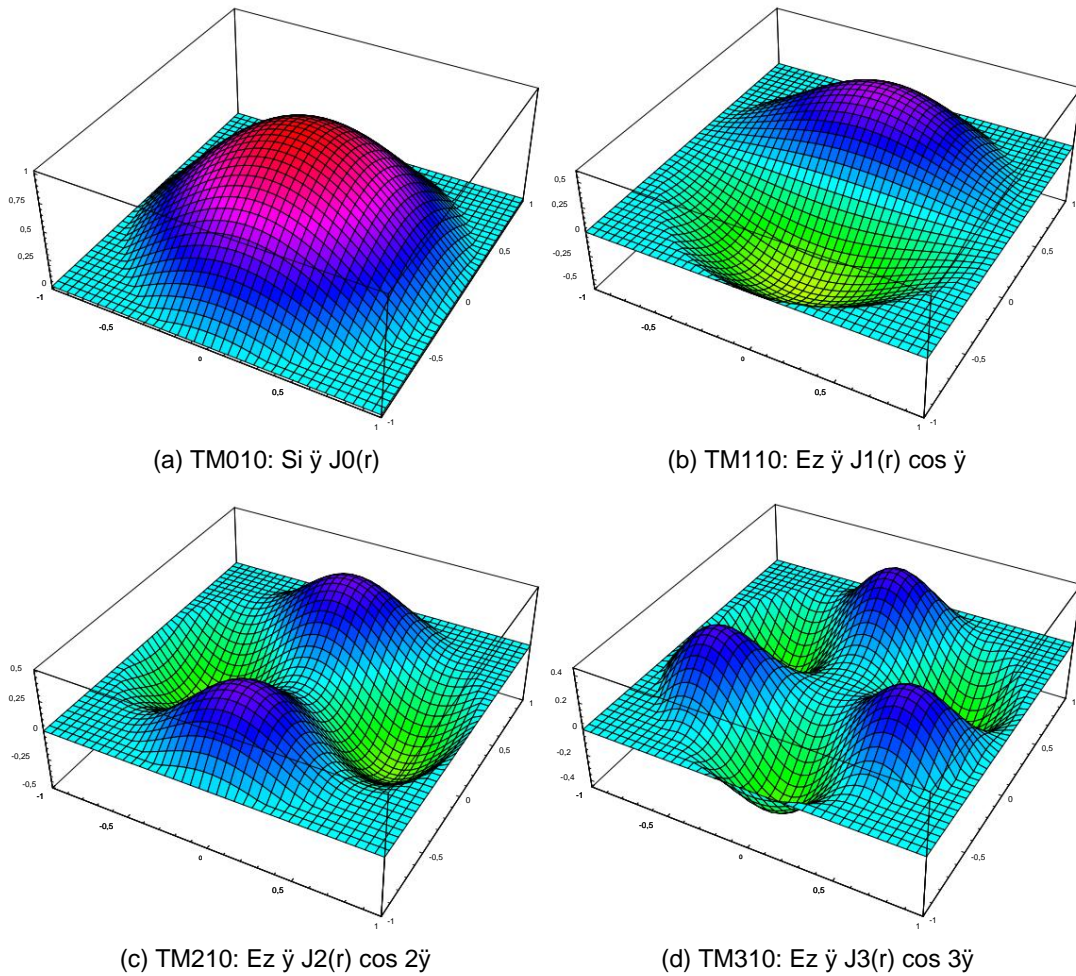


Figura C.4.: Distribuzioni di campo $E_z(r, \phi)$ nel risonatore cilindrico; viene mostrata solo una delle soluzioni (coseno). Stessa tonalità significa stessa intensità di campo. Le antenne sono in posizione (0,0,481) - E_z della modalità TM110 è più grande lì.

C. Teoria dei monitor HF (di H. Herminghaus)

Se si inserisce questo approccio nell'equazione C.25, si ottiene finalmente il guadagno di energia per i primi modi

$$\begin{aligned}
 \ddot{y} &= A(kT) \left(1 + \frac{1}{4} \frac{k_0 r}{\omega_0^2} \right) \cos \ddot{y} & \text{pelliccia } m = 0 \\
 B(kT) k_0 r &= 1 + \frac{1}{8} \frac{k_0 r}{\omega_0^2} \cos \ddot{y} & \text{pelliccia } m = 1 \\
 \ddot{y} &= e^{-j\ddot{y}t_0} \left[C(kT) (k_0 r)^2 \left(1 + \frac{1}{12} \frac{k_0 r}{\omega_0^2} \right) \cos 2\ddot{y} \right. & \text{pelliccia } m = 2 \\
 &+ D(kT) (k_0 r)^3 \left(1 + \frac{1}{16} \frac{k_0 r}{\omega_0^2} \right) \cos 3\ddot{y} & \text{pelliccia } m = 3 \\
 &\left. + \dots \right] & \text{eccetera.}
 \end{aligned} \tag{C.27}$$

All'aumentare della quantità di moto, la dipendenza da r diventa sempre più precisamente proporzionale a r^m due di questi casi sono particolarmente interessanti nella fisica degli acceleratori:

1. I modi E0: $\ddot{y}T \approx \text{const}$ in r (adatto sia per tratti di accelerazione che per fasi e Intensità di monitoraggio)

2. Le modalità E1: $\ddot{y}T \propto r$ (adatto per monitor di posizione)

Per elettroni con energia di 855,15 MeV il valore $f_{\text{RF}} \approx 1673,48 \text{ MHz}$

i successivi termini di ordine superiore sono già soppressi di 7 ordini di grandezza (tuttavia, nei monitor HF, fino a dopo l'iniettore linac (3,5 MeV) ci si deve aspettare non linearità volere).

Lista delle figure

2.1. Panoramica della struttura dell'acceleratore.	9
2.2. sistema di coordinate	10
2.3. Magnete di deflessione (schema)	12
2.4. Corso sul campo del DIPL11	13
2.5. Principio per la misurazione del sistema T2.	14
2.6. Calibrazione di XYMO15.	16
2.7. Impostazione del target con BEAM OPTICS	18
2.8. Determinazione del punto di misura a $\frac{07}{14}$ con WEDL07 su XYMO14	20
3.1. Struttura schematica di un monitor xy (tipo Schumann) . 3.2. aprire il monitor di posizione "high-Q" (foto)	25
3.3. Schema di elaborazione del segnale di un monitor RF.	27
3.4. Predisposizione per la taratura dell'elettronica di misura (schematica)	27
3.5. Taratura dell'elettronica di misura.	28
3.6. Segnale del raggio cw sull'oscilloscopio Tektronix. 3.7. calibrazione cw a 3,6 μ A.	29
3.8. Sensibilità alla corrente di getto.	30
3.9. Segnale di impulso diagnostico su oscilloscopio Tektronix.	31
3.10. Integrazione di impulsi numerici.	32
3.11. Taratura diagnostica del polso.	33
3.12. calibrazione cw con fasi di riferimento regolate.	33
3.13. Andamento delle parti lineare e cubica (\ddot{y} x e \ddot{y} x 3).	34
4.1. Schema del telaio XYMO14 prima e dopo l'installazione del meccanismo di sollevamento.	38
4.2. Piatto oscillante (principio)	39
4.3. Movimento del monitor xy (principio)	41
4.4. Calibrazione della posizione del monitor.	42
4.5. Forze laterali e gioco assiale.	44
4.6. Dimensionamento del meccanismo di sollevamento.	46
4.7. Meccanica di calibrazione nell'SFTF (foto)	47
5.1. Posizioni dei monitor HF inclusa l'estrazione.	48
5.2. Impulsi diagnostici sull'oscilloscopio operativo (foto)	49
5.3. Trigger e segnali di impulsi (vecchio sistema)	49
5.4. Trigger e segnali a impulsi (solo commutazione automatica dei canali)	50
5.5. Trigger e segnali di impulsi (commutazione e trigger automatici)	51
5.6. Jitter da COBRA-Triggers.	52
5.7. Schema a blocchi del sistema COBRA . 5.8. xy monitor della linea di luce SFTF.	54
	55

Lista delle figure

A.1. Schizzo di un magnete di correzione. 60
A.2. profilo di campo longitudinale a 1 ampere. 61
A.3. Effetto del "ciclismo" di Wedler. 61
A.4. Deviazione dell'angolo di deflessione (trasversale) a 1 ampere. 62
A.5. Angolo di deviazione delle fronde. 63
 B.1. Forza quadrupolare QUAD09 e QUAD15 64
B.2. mappatura punto a punto. 65
B.3. Misura della forza del quadrupolo a diverse energie. 66
 C.1. Funzioni di Bessel $J_m(r)$ 69
C.2. Beamline e risonatore. 71
C.3. Risonatore con e senza foro nel coperchio. 71
C.4. Distribuzioni di campo $E_z(r, \tilde{y})$ nel risonatore cilindrico. 73

Elenco delle tabelle

2.1. Elenco dei punti di forza del quadrupolo montati.	22
2.2. Elenco degli indici di campo adattati.	22
3.1. Sensibilità alla corrente del fascio XYMO14	30
A.1. Elenco dei dati Wedler.	63
B.1. Tabella dei punti di forza del quadrupolo per la mappatura punto-punto.	65
B.2. Determinazione dei dati del quadrupolo.	67

bibliografia

- [Bro80] KL Brown et al.: TRANSPORT, un programma per computer per la progettazione di particelle cariche sistemi di trasporto del raggio (rilasciato anche come SLAC-r-091)
(CERN 80-04, <http://pc102.psi.ch/ftp/CERN-80-04/>)
(SLAC 91-03, <http://www.npl.uiuc.edu/~debevec/mulan/documentation/>)
- [CAS84] CERN Accelerator School: General Accelerator Physics, Gif-sur-Yvette, Parigi, Francia 3-14 settembre 1984 (CERN 85-19)
- [CAS86] CERN Accelerator School: Secondo Corso di Fisica Generale degli Acceleratori, Scaticon Centro conferenze, Aarhus, Danimarca 15-26 settembre 1986 (CERN 87-10)
- [DBG99] Motorola: dBUG Manuale di riferimento, Revisione 0.21, 8 aprile 1999, Motorola 1999
- [Dub01] W. Beitz, K.-H. Grote: Brossura per la casa editrice di ingegneria meccanica 20a edizione, Springer Berlin 2001
- [Eut98] H. Euteneuer, A. Alimov: Osservazioni e dati sui monitor HF nel
Guide trave MAMI 1998 , Nota interna 02/98, Istituto di Fisica Nucleare, Università di Magonza,
- [Gre03] Marc Grewe: Applicazioni di SVD nella fisica degli acceleratori, seminario MAMI
27 novembre 2003, Istituto di Fisica Nucleare, Università di Magonza, 2003
- [Her78] H. Herminghaus: Appunti della lezione "Principi fisici dell'essere ad alta frequenza schleuniger", semestre estivo 1978, Istituto di Fisica Nucleare, Università di Magonza, 1978
- [Kla67] G. Klages: Introduzione alla fisica delle microonde stad , dott Dietrich Steinkopf Verlag, Darmstadt 1967
- [Kre81] Hans-Joachim Kreidel: Il sistema per l'ottimizzazione automatica della posizione del getto nel Mainz microtron - il suo sviluppo e test nella fase 14 MeV, tesi di diploma,
Istituto di Fisica Nucleare, Università di Magonza, 1981
- [MCF98] Motorola: Manuale dell'utente del microprocessore integrato ColdFier 2/2M, Handbuch, Motorola 1998
(http://e-www.motorola.com/files/netcomm/doc/ref_manual/COLDFIRE2UM.pdf)
- [Mee03] David Meeker: Metodo magnetico agli elementi finiti - Manuale dell'utente, versione 3.3, maggio 24, 2003 (<http://femm.berlios.de>)
- [Mit92] Dietmar Mittwich: Sviluppo e test di un monitor ad alta frequenza per misurare l'intensità e la posizione di un fascio di elettroni da 855 MeV, tesi di diploma, istituto
fur Kernphysik, Universit at Mainz, 1992
- [SLC72] Rapporto SLAC n. 75 Revisione 3: Teoria delle matrici del primo e del secondo ordine per la progettazione di sistemi di trasporto del fascio e spettrometri di particelle cariche (Karl L. Brown), Stanford University, Stanford, California, agosto 1972
(SLAC 75-03, <http://www.npl.uiuc.edu/~debevec/mulan/documentation/>)

bibliografia

[Shv00] I. Shvedunov: BeamOptik, INP/MSU, Mosca, comunicazioni private, luglio 2000

[Wil96] K. Wille: Fisica degli acceleratori di particelle e delle sorgenti di radiazione di sincrotrone, Teubner Verlag 1996
(<http://www.delta.uni-dortmund.de/BP.html>)