

Il Sistema di Rivelatori di Posizione del Fascio per TTF

L. Cacciotti, M. Castellano, L. Catani, P. Patteri, F. Tazzioli
INFN – Laboratori Nazionali di Frascati, P.O. Box 13, I-00044 Frascati (Roma) Italy

Abstract

È descritto il sistema elettronico di misura della posizione del fascio con i rivelatori a stripline (Beam Position Monitors, BPM), realizzato nella seconda metà del 1995. Sono riportate le procedure di messa a punto e i risultati dei test di caratterizzazione di un sistema completo di monitor ed elettronica, simulando il fascio con un filo percorso da corrente. Sono discussi i problemi relativi alla stabilità della misura in funzione della temperatura, la loro origine e il sistema di calibrazione per la loro correzione software.

Introduzione

La diagnostica per un fascio di elettroni accelerato da un linac convenzionale è prevalentemente intesa a misurare variazioni dei parametri del fascio (posizione, energia, emittanza) tra un macroimpulso e l'altro. In un linac superconduttore (SC) la stabilità del fascio è certamente migliore, e questo richiede una diagnostica con prestazioni particolarmente spinte per guidare le operazioni di messa a punto dell' acceleratore e per controllarne il funzionamento a regime.

Un aspetto del tutto peculiare dei linac SC è la lunghezza del macroimpulso, che si estende facilmente fino a 1 ms e potenzialmente fino a un funzionamento con duty cycle ~ 1 . Alla risoluzione temporale si deve accompagnare quindi un'elevata frequenza di lettura per consentire l'azionamento on-line degli opportuni correttori.

L'uso di diagnostica ad intercettazione, come i bersagli fluorescenti e ad emissione ottica di transizione (OTR), wire scanner e simili, è possibile su un linac, perchè il fascio, diversamente da un anello di accumulazione, passa una sola volta nell' acceleratore. Tuttavia quando il fascio attraversa un bersaglio solido, anche se sottile, è soggetto a scattering multiplo

che ne modifica le caratteristiche nella parte restante della traiettoria, quindi la diagnostica ad intercettazione non è utilizzabile se si vuole avere un campionamento dei parametri di un singolo impulso di elettroni in diversi punti della traiettoria.

Un ulteriore problema è costituito, soprattutto per un linac superconduttori con fascio di alta potenza, dall'energia depositata nei bersagli. Per evitare il danneggiamento può essere necessario ridurre la durata del macroimpulso o defoccheggiare il fascio o limitare la corrente; tutto ciò evidentemente altera le condizioni di misura, per cui l'uso della diagnostica ad intercettazione è opportuno, con le dovute cautele, solo quando non sia possibile fare altrimenti, e le vicende successiva del fascio non abbiano importanza.

In alcuni casi tuttavia la diagnostica ad intercettazione è insostituibile, per esempio per effettuare la misura della distribuzione trasversale di densità o dell'emittanza; poichè queste misure si basano sull'analisi di una immagine, come è tipicamente il caso degli schermi OTR, la quantità di informazioni raccolta è molto elevata e richiede una analisi off-line.

La partecipazione del gruppo ARES dei LNF allo sviluppo della diagnostica per il linac SC Tesla Test Facility (TTF) in costruzione a DESY [1] ha preso avvio dall'esperienza fatta nella messa a punto di LISA nella realizzazione e uso di entrambi i tipi di diagnostica.

Nel seguito di questa nota è presentata la diagnostica senza intercettazione, basata sull'elaborazione dei segnali indotti dal fascio nei monitor a stripline.

Il segnale indotto dal fascio sugli elettrodi del rivelatore a stripline è prevalentemente usato per la misura della posizione del baricentro del fascio; la possibilità di ottenere anche una misura di corrente è allo studio.

Le stazioni di rivelatori richieste per TTF sono 9 di cui 5 nella zona sperimentale (vedi fig. 4) e 4 lungo il canale di trasporto che sostituisce temporaneamente i moduli acceleranti ancora da installare. Nella Tabella I sono riportate le caratteristiche del fascio di TTF e le specifiche di progetto del sistema di BPM.

Tabella I

Parametro	Iniett.	Iniett.
	I	II
$\langle I \rangle_{\text{macropulse}}$ [mA]	8	8
Carica per bunch [pC]	40	8640
freq. μ impulso [MHz]	216.7	1.003
Input @ 217 MHz [mVpp]		20
Risoluzione [μ m]		± 100
Intervallo di misura [cm]		± 1
Tempo di risposta [μ s]		1
Output [V/50 Ω]		± 1

Principi di funzionamento dei monitor di posizione a stripline

La struttura di un BPM è schematizzata in Fig. 1, dove è riportato anche il significato delle variabili usate nel calcolo delle tensioni indotte dal fascio.

Si assuma, per semplificare la descrizione, che il fascio passi al centro del BPM.

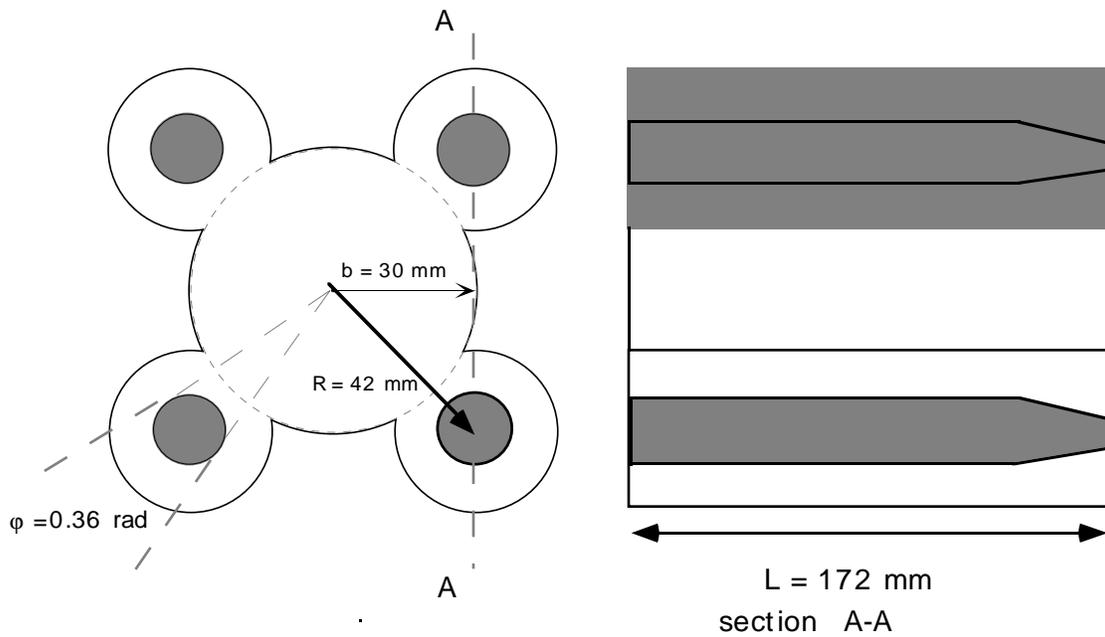


Fig. 1 – Disegno schematico della sezione trasversa del rivelatore di posizione a stripline utilizzato per TTF.

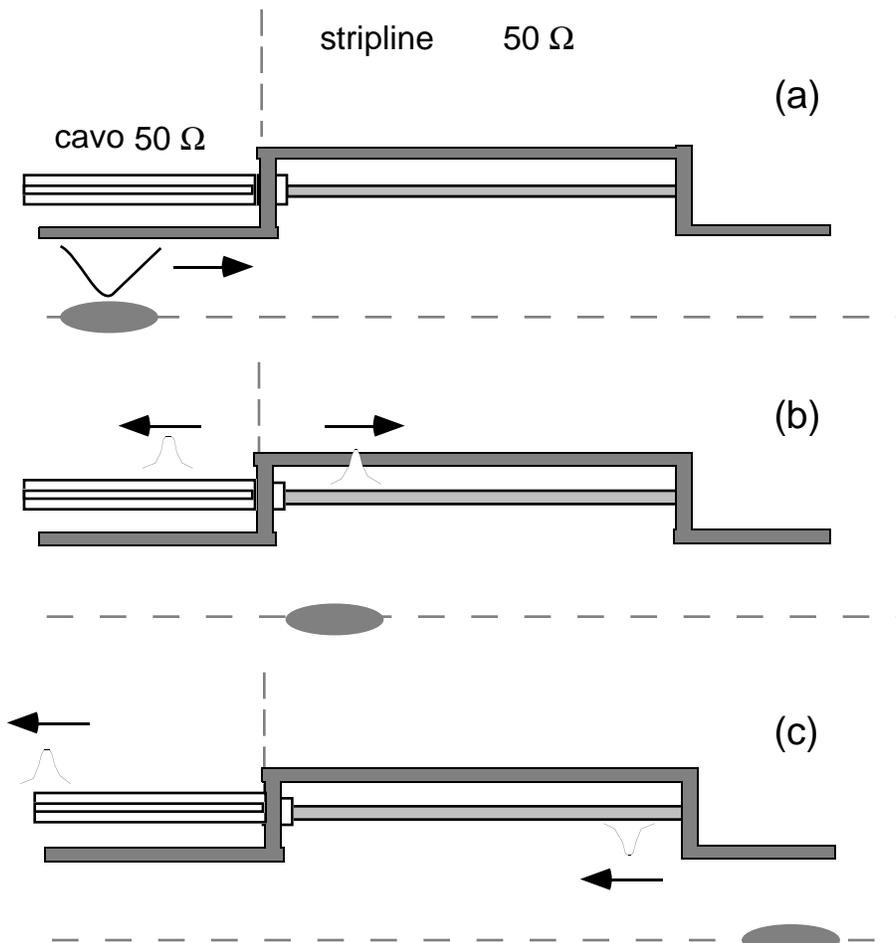


Fig. 2 – Rappresentazione del processo di formazione del segnale indotto dalla corrente immagine di un fascio di elettroni alle discontinuità di una stripline.

Una corrente immagine lo accompagna muovendosi lungo la parete interna continua della camera da vuoto (Fig. 2a). La frazione della corrente immagine intercettata dall' elettrodo interno della stripline raggiunge quest'ultimo attraverso una interruzione del conduttore, in pratica l' isolante del connettore in Fig. 2a, e induce un segnale, dovuto alla corrente di spostamento dD/dt , che si divide equamente tra le due impedenze di 50Ω in parallelo (Fig. 2b).

L'energia del segnale inizialmente diretto all'interno è contenuta nello spazio tra la parete esterna e l' interno dell'elettrodo, mentre la corrente immagine viaggia sul lato dell' elettrodo verso il fascio. Poichè la corrente immagine non incontra altre interruzioni prosegue insieme al fascio senza dare origine ad altre correnti dD/dt ; il segnale nella stripline invece viene riflesso all'indietro dal cortocircuito tra la strip e la parete e segue con polarità invertita quello partito dal connettore verso il cavo a distanza $2L/c$ (Fig. 2c). Perciò il segnale da elaborare è costituito da un doppietto d' impulsi di polarità opposta, distanti temporalmente due volte il tempo di transito sull' elettrodo.

Un fascio centrato induce evidentemente tensioni uguali $V_R = V_L = V_U = V_D = V_o$ sugli elettrodi. Uno spostamento orizzontale x rispetto alla traiettoria centrata provoca una variazione in senso opposto delle tensioni indotte sulle stripline affacciate che è data dalla eq. 1 (vedi rif. 3).

$$V_{STRIP}(x) = V_o \left(1 + \frac{4}{\phi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{n} \left(\frac{x}{b} \right)^n \sin(n(\pi + \phi / 2)) \right] \right) \quad V_{STRIP} = \begin{cases} V_U \\ V_D \\ V_R \\ V_L \end{cases} \quad (1)$$

La misura della posizione del fascio è ricondotta quindi alla misura del rapporto V_1/V_2 o della differenza normalizzata $V_1 - V_2 / V_1 + V_2$ tra i segnali indotti su pick-up opposti. Il rapporto tra i segnali $V(x) = V_R(+x)/V_L(-x)$, equivalente alla differenza normalizzata quando $x/b \ll 1$, è riportato in Fig. 3.

Per spostamenti piccoli rispetto al raggio interno del BPM l'andamento di $V(x)$ è approssimativamente lineare

$$V(x)/V_o = 1 + 2 \frac{x \sin(\phi / 2)}{b \phi / 2} \approx 1 + 2 \frac{x}{b} \quad (1')$$

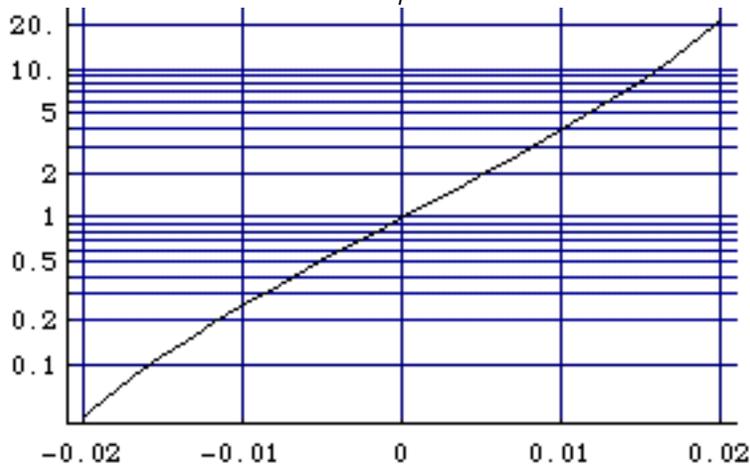


Fig. 3 – Ampiezza del rapporto V_R/V_L dei segnali indotti sugli elettrodi dallo spostamento orizzontale di ± 2 cm.

Tecniche di elaborazione dei segnali da BPM a stripline

La misura per differenza richiede il campionamento e digitalizzazione di segnali ad alta frequenza e la successiva elaborazione, oppure una complessa elaborazione analogica.

La misura del rapporto V_R/V_L è automaticamente normalizzata alla corrente del fascio e si basa su un dispositivo (giunzione ibrida a sfasamento) che converte la differenza di livello tra due segnali in ingresso in una differenza di fase tra due segnali in uscita. Sostanzialmente si tratta di un divisore e di un ricombinatore di segnali, congiunti da linee di trasmissione incrociate e di lunghezza tale da introdurre uno sfasamento di $\pm\pi/2$ (Fig. 4).

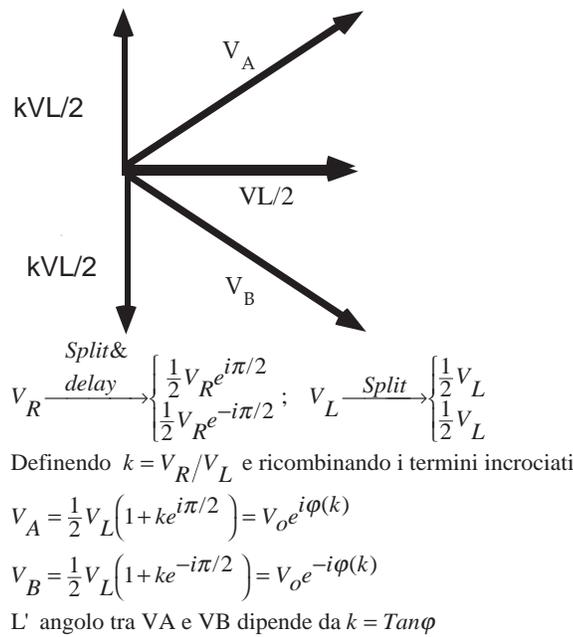


Fig. 4 – Principio di funzionamento di una giunzione ibrida.

In Fig. 5 è riportato lo sfasamento risultante dallo spostamento del fascio di ± 2 cm, ottenuto utilizzando la curva di Fig. 3 per correlare lo spostamento con $|B/A|$.

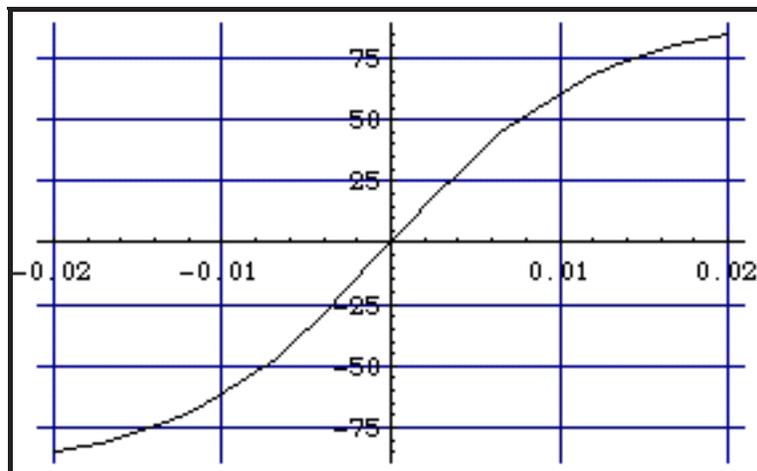


Fig. 5 – Sfasamento verso spostamento.

La misura del rapporto V_1/V_2 è la tecnica usata più frequentemente per l'elaborazione di segnali da BPM, tipicamente con frequenze di ingresso di 10 o 20 MHz [ref. 3], era già stata sperimentata nei LNF per il sistema di BPM di LISA a una frequenza di 50 MHz.

Prestazioni richieste per TTF

I BPM per TTF sono stati realizzati da DESY–Zeuthen secondo il progetto definito al TU Berlin[4]. La struttura coassiale scelta per le stripline (vedi Fig. 1) migliora la risposta ad alte frequenze, come richiesto per altre applicazioni di questi BPM.

La risoluzione richiesta nella misura della posizione del fascio è $\pm 100 \mu\text{m}$, in una zona di $\pm 1 \text{ cm}$ intorno alla posizione centrale.

Dalle misure del BPM riportate in Fig. 1 e dall'eq. 1' si ha $V(x)/V_0 = 1 + 0.067 x[\text{mm}]$. La risoluzione di $100 \mu\text{m}$ implica quindi la misura delle tensioni sulle stripline con un errore $\Delta V/V < 0.6 \%$.

Il fascio di TTF sarà costituito da un macrobunch di $800 \mu\text{s}$ con frequenza di ripetizione di 10 Hz, con una corrente media di 8 mA. La corrente del fascio si prevede sostanzialmente costante; i limiti sull'energia nel macroimpulso durante l'uso della diagnostica ad intercettazione verranno soddisfatti accorciandone la durata, pertanto all'elettronica non è richiesto un campo dinamico particolarmente ampio.

L'iniettore usato per i primi stadi del commissioning produce una microstruttura a 216.7 MHz, con 40 pC per microbunch. La versione finale dell'iniettore produrrà microimpulsi di 8 nC con ripetizione di 1 MHz. Quando TTF sarà equipaggiata con l'iniettore a 1 MHz la diagnostica dovrà distinguere le traiettorie dei singoli bunch, quindi il tempo di risposta a uno spostamento del fascio dovrà essere inferiore a $1 \mu\text{s}$.

Per soddisfare questa condizione il front-end del circuito, che è sostanzialmente un filtro che seleziona una armonica del segnale impulsivo bipolare indotto dal fascio, deve avere larghezza di banda $\sim 5 \text{ MHz}$. Scegliendo la frequenza centrale a 217 MHz viene selezionata la 1^a armonica dell'iniettore I e la 217^a dell'iniettore II. La durata del microimpulso è $\sigma \sim 2 \text{ ps}$, quindi il duty cycle δ è in ogni caso compreso tra 10^{-3} e 10^{-6} . Assumendo per semplicità che il microimpulso abbia profilo gaussiano le sue componenti spettrali hanno ampiezza circa costante fino alle armoniche di ordine $n \sim 1/\delta$.

$$I(t) = I_o + \sum_{m=1}^{\infty} I_m \cos m\omega_o t \quad \text{dove} \quad I_m = I_o e^{-\frac{m\sigma^2\omega_o^2}{2}} \quad (2)$$

dove ω_o è la pulsazione di rivoluzione e σ la durata del bunch. L'ampiezza del segnale filtrato è perciò praticamente la stessa con entrambi gli iniettori ed è proporzionale alla corrente media. La funzione di trasferimento tra la corrente del fascio e la tensione indotta

$$V(\omega) = Z(\omega)I_o \quad (3)$$

dove

$$Z(\omega) = \frac{\alpha Z_o}{2\pi} \sin\left(\frac{n\omega L}{c}\right) \quad (4)$$

dipende inoltre dai parametri geometrici del BPM schematizzati in Fig. 1.

Dalla eq. 4 è evidente che la lunghezza ottimale della strip è $\lambda/4$, che comporterebbe però a un ingombro eccessivo. I BPM per TTF sono realizzati con strip di lunghezza $L = 172$ mm, che è $\sim \lambda/8$; in base alla eq. 4 il segnale risultante è $\sim 70\%$ del massimo. Il vantaggio teorico di ~ 3 db che si sarebbe potuto ottenere con l'uso della seconda armonica a 433 MHz, oltre a comportare una maggiore difficoltà circuitale, sarebbe stato cancellato dalla maggiore attenuazione nei cavi.

L'ampiezza del segnale atteso alla corrente nominale di TTF è ~ 30 mV picco-picco all'uscita dei BPM. L'attenuazione dovuta a ~ 20 m di cavo e a varie transizioni tra connettori diversi è ~ 3 dB.

Il segnale in uscita deve essere compreso tra $\pm 1V$ su 50 Ohm per adattarsi al campo dinamico d'ingresso degli ADC veloci (~ 2 megasample) previsti nel sistema di acquisizione di TTF. La risoluzione degli ADC è di 12 bit, corrispondente a ~ 0.5 mV

Il contributo dell'errore di digitalizzazione è perciò trascurabile alla risoluzione specificata; le altre sorgenti di rumore e di derive devono contribuire complessivamente per un errore in uscita < 10 mV.

Per minimizzare la lunghezza dei cavi, e quindi l'attenuazione del segnale, i moduli di elaborazione sono stati distribuiti lungo il linac, in prossimità dei BPM. In **Fig. 6** è riportato il posizionamento delle nove stazioni di misura e sono schematizzati i collegamenti dell'elettronica di controllo, calibrazione, e acquisizione.

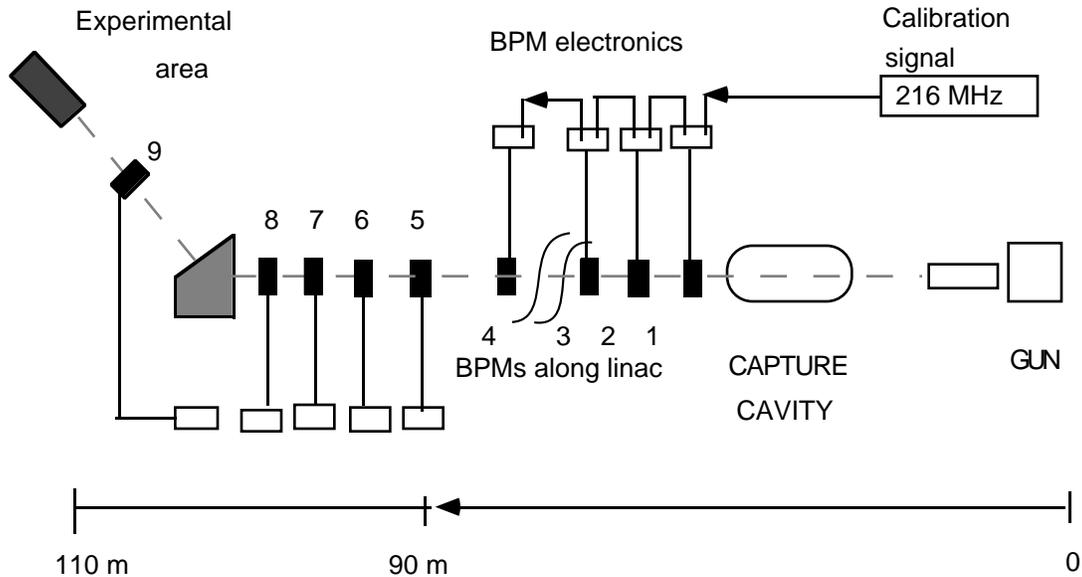


Fig. 6 – Disposizione dei BPM lungo il linac nell' area sperimentale e lungo la linea di trasporto temporanea.

Il circuito elettronico

Il nuovo circuito è stato progettato basandosi sull'esperienza fatta nella messa a punto e funzionamento di quello realizzato per i BPM di LISA.

I punti che in questa operazione erano principalmente apparsi suscettibili di miglioramenti erano stati il circuito di commutazione di ingresso tra i segnali dalle stripline e quello di

calibrazione e il rivelatore di fase. Le soluzioni alternative [2] sono state oggetto di uno studio particolare in collaborazione con la ditta SBEA di Pomezia, che successivamente ha realizzato i dispositivi.

Conservando la sequenza tipica dei blocchi funzionali di questi rivelatori a banda stretta (filtro, amplificatore, convertitore ampiezza-fase, misuratore di fase) [3] tutti i blocchi sono stati sviluppati e talvolta implementati con tecniche diverse per soddisfare le specifiche proprie di TTF, eliminando i problemi che rendevano critica la taratura dei vecchi circuiti.

Il sistema di misura per un BPM, composto dall'alimentatore, da due gruppi di moduli, per l'elaborazione rispettivamente dei segnali verticali e orizzontali, e da un modulo distributore di segnale di calibrazione è contenuto in un unico cestello di dimensioni standard (larghezza 19", altezza 6U). Nella Fig. 7 è mostrato il rack contenente i 5 cestelli relativi alla zona sperimentale. Lo schema a blocchi del circuito è mostrato in Fig. 8.

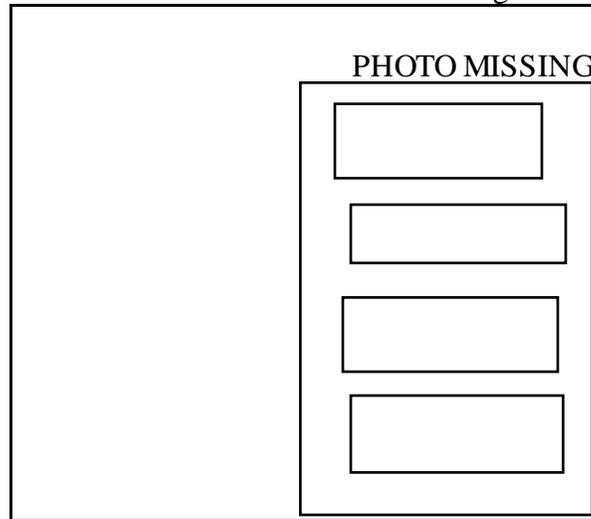


Fig. 7 – Le quattro stazioni di elaborazione dei segnali dei monitor a stripline dell'area sperimentale collocate in un singolo rack, contenente anche gli ADC per l'acquisizione del segnale di uscita.

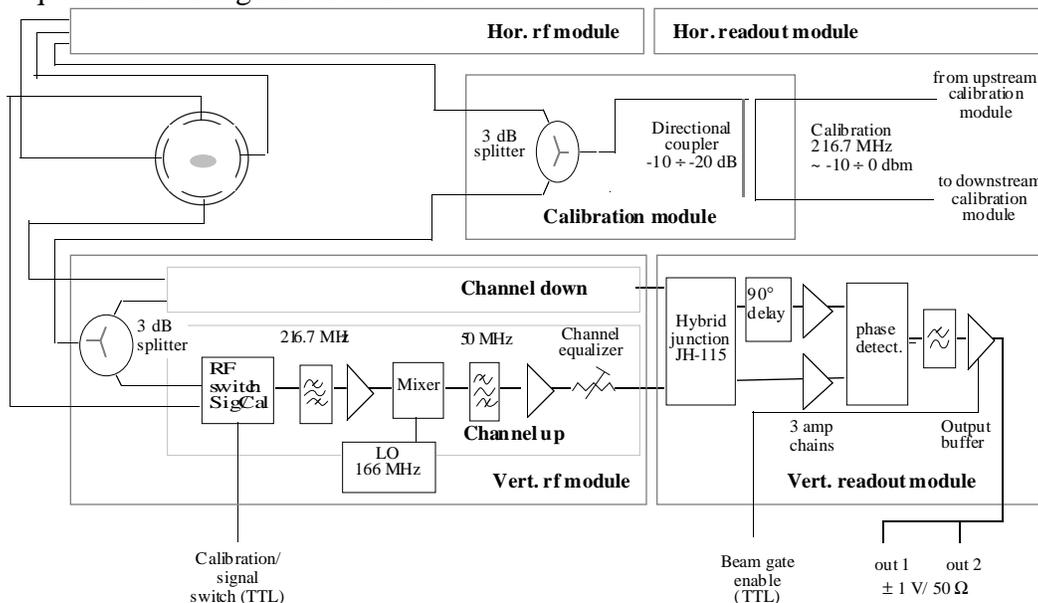


Fig. 8 – Schema a blocchi del circuito di elaborazione del segnale delle stripline.

La realizzazione è stata divisa in due moduli, chiamati in seguito 'modulo RF' e 'modulo rivelatore, montati in contenitori di alluminio massiccio, per ottenere la massima schermatura tra di loro e verso interferenze dall' esterno. Il collegamento tra di loro avviene attraverso cavetti coassiali rigidi fissati sul backplane con le linee di alimentazione e di controllo. Questa configurazione permette di caratterizzare e tarare separatamente i singoli blocchi funzionali del circuito.

Poichè ogni sbilanciamento di amplificazione o di fase tra i canali di una coppia di elettrodi contrapposti appare come uno spostamento del fascio, nelle specifiche di taratura sono stati fissati i limiti superiori accettabili per la differenza di amplificazione ΔA e di fase $\Delta\phi$ di ogni coppia di canali (H-V e R-L).

Nel modulo rf, dove i segnali a basso livello provenienti dal BPM sono filtrati e amplificati, è richiesto $\Delta A < 0.1$ db e $\Delta\phi < 0.5^\circ$.

Il convertitore ampiezza-fase (APC), che è il punto nodale del sistema, è all'ingresso del modulo rivelatore; dopo la conversione la grandezza critica diventa lo sfasamento differenziale tra i due segnali, che appare, dopo il rivelatore di fase, come un offset della tensione di uscita. Il valore assoluto dell' offset non è particolarmente importante, purchè contenuto entro poche decine di mV per non ridurre la dinamica di uscita; l'offset viene compensato via software, pertanto la specifica più stringente è stata definita sulla deriva dell'offset, che, in base alla risoluzione voluta, deve essere $< \pm 5$ mV in tutto l'intervallo delle presumibili condizioni operative.

Nella catena di amplificazione successiva i segnali sono amplificati da tre amplificatori limitatori SL532 fino al livello richiesto per il funzionamento del mixer a doppio bilanciamento che svolge la funzione di rivelatore di fase.

Una coppia di circuiti uguali elabora i segnali provenienti rispettivamente dalla coppia di stripline orizzontali e verticali. All'interno di ogni circuito si è cercato di realizzare un layout simmetrico.

In ingresso è stato usato un filtro elicoidale molto robusto, sia per proteggere i circuiti successivi da eventuali perdite di fascio sugli elettrodi, sia per l'elevata ampiezza degli impulsi indotti dal fascio sugli elettrodi. Una stima basata sulla lunghezza e sulla carica di un bunch dà ~ 10 V con l'iniettore I e 2 kV con l'iniettore II; naturalmente la banda passante \leq qualche GHz della stripline e del cavo limita l'ampiezza degli impulsi che effettivamente raggiungono l'ingresso del modulo rf. La larghezza di banda dei filtri è ~ 10 MHz e perdita di inserzione dovuta a questo filtro è compensata dall'amplificatore AMP1; questa configurazione peggiora la cifra di rumore, ma in compenso elimina problemi di intermodulazione dovuti ai segnali impulsivi.

Lo stadio successivo effettua la conversione in frequenza da 217 a 50 MHz con una normale tecnica di eterodina. Il filtro a 50 MHz dopo il mixer limita la larghezza di banda intorno alla portante a ~ 5 MHz ed è quindi l'elemento cruciale per il tempo di risposta a variazione del segnale.

Misure di caratterizzazione e messa a punto

L' equalizzazione in ogni coppia di canali ottenuta in fase di calibrazione dipende dalla differenza di comportamento di omologhe parti del circuito. Durante le misure di caratterizzazione effettuate sul prototipo sono stati individuati due fattori limitanti la stabilità termica e la dinamica. Il primo è legato all' adattamento imperfetto dei coefficienti termici dei filtri a 50 MHz; il secondo al comportamento in limitazione degli amplificatori precedenti il rivelatore di fase. Per avere una descrizione esauriente delle prestazioni di ogni unità è stata misurata, in fase di caratterizzazione, una serie di parametri, riportati in Tabella II, che permettono di individuare l' intervallo operativo in diverse condizioni di funzionamento.

Nella Fig. 9 è mostrato il comportamento dell'offset misurato sul prototipo in funzione della temperatura, controllata in camera termostatica; la linearità dell'andamento permette, se necessario, una correzione software del drift termico.

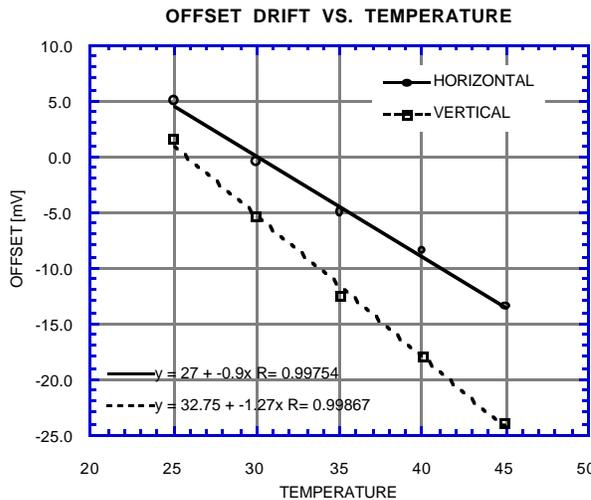


Fig. 9 – Andamento dell'offset in funzione della temperatura ambiente nel prototipo.

Per i dieci dispositivi costruiti nella versione finale sono riportati in Tabella II i coefficienti termici misurati in laboratorio in condizione operative simili a quelle reali, misurando contemporaneamente l'offset e la temperatura nel rack in cui era collocato il sistema. Due curve tipiche di offset e di rumore in funzione dell' ampiezza del segnale in ingresso sono riportate in Fig. 10. L' ampiezza attesa dalle stripline di TTF con la corrente nominale è 20 mVrms, corrispondenti a ~ -21 dbm. Un' ulteriore perdita di ~4 db è stimata per l' attenuazione nei cavi e le perdite delle connessioni, quindi il segnale atteso all' ingresso dell'elettronica è ~ -25 dbm. Questo valore si colloca verso l'estremità dell' intervallo misurato, prima che inizi, a ~ -15 dbm, una significativa distorsione di fase, e in corrispondenza al miglior rapporto segnale rumore.

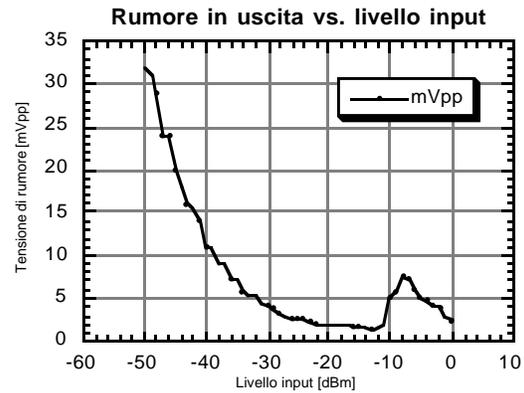
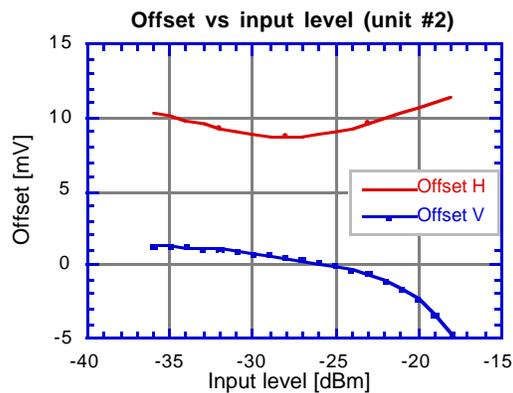


Fig. 10a – Andamento dell'offset in funzione del livello del segnale di ingresso.
Fig. 10b – Andamento del rumore in funzione del livello del segnale di ingresso.

La risposta della giunzione ibrida che effettua la conversione ampiezza fase è poco sensibile a piccoli errori di fase $\sim < 5^\circ$ dei segnali in ingresso; a 217 MHz e con velocità relativa al vuoto del segnale nel cavo coassiale ~ 0.66 , un errore di 1° corrisponde ad una differenza di lunghezza tra i cavi di 2.5 mm, quindi la lunghezza di ~ 20 m dei cavi di ogni coppia deve essere uguale entro ± 5 mm. Un altro effetto, che dipende questa volta dalla lunghezza assoluta dei cavi, può variare l'offset quando le impedenze Z_{in} di ingresso dei moduli RF non siano uguali al valore nominale $Z_0 = 50 \Omega$, oppure le impedenze di sorgente degli elettrodi non siano uguali tra loro a coppie. Piccoli disadattamenti ΔZ provocano la formazione di onde stazionarie di ampiezza $\Delta Z/Z_0$ del segnale originario con cui si combinano con una fase che dipende dalla lunghezza del cavo. Un disadattamento $\Delta Z/Z \sim 2\%$ comporta una variazione di offset di ~ 10 mV. Per minimizzare questo effetto occorrerebbe che le lunghezze dei cavi di collegamento fossero un numero semintero di lunghezze d'onda. In pratica, con l'ausilio di un network analyzer è stato realizzato un adattamento di impedenza migliore di 1%, per cui è risultato sufficiente rendere i cavi di collegamento di lunghezza uguale a coppie. Una curva tipica è mostrata in Fig. 11.

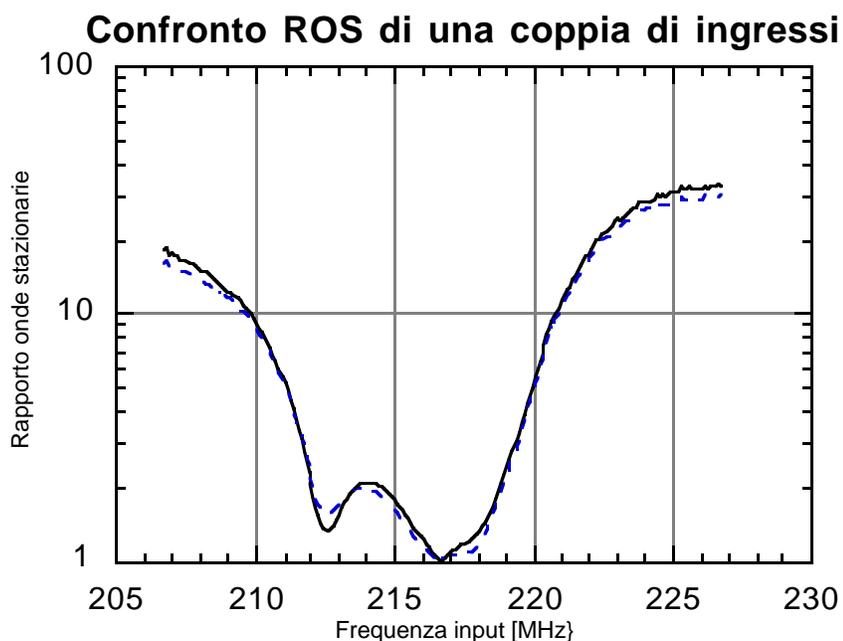


Fig. 11 – Andamento del rapporto di onde stazionarie in funzione della frequenza del segnale di ingresso.

Tabella II – Parametri riassuntivi delle caratteristiche di 10 BPM.

Unità	#	V_{offset} [mV]	$\Delta V_{\text{off.}}$ [mV]	k_H [mV/dB]	V_T [mV/C°]	Range[dBm]	ROS
BPM 1	1	39.0	3.2	—	—	-36 / -21	1.046 / 1.044
	2	32.7	1.5	—	—	-36 / > -18	1.048 / 1.052
BPM 2	3	9.7	0.8	90.2	—	-36 / -18	—
	4	-0.3	1.7	88.8	—	-36 / > -18	—
BPM 3	5	15.9	0.8	95.2	-0.3	-36 / > -18	1.046 / 1.025
	6	12.5	3.0	91.5	-0.5	-36 / -20	1.035 / 1.062
BPM4	7	8.7	5.7	95.1	-2.0	-32 / -22	1.053 / 1.047
	8	6.2	3.3	93.1	-2.5	-34 / -20	1.018 / 1.032
BPM 5	9	10.2	0.9	92.8	-1.5	-36 / > -18	1.040 / 1.038
	10	18.9	5.2	92.2	-1.5	-30 / -22	1.034 / 1.043
BPM 6	11	12.8	2.4	101.8	-2.0	-36 / -19	1.045 / 1.031
	12	17.2	1.6	85.1	-0.75	-36 / -19	1.048 / 1.023
BPM 7	13	22.2	1.4	90.3	—	-36 / > -18	1.049 / 1.031
	14	5.2	1.8	89.2	—	-36 / -19	1.042 / 1.031
BPM 8	15	16.0	0.9	92.7	—	-36 / > -18	1.044 / 1.034
	16	-0.2	2.3	63.3	—	-36 / > -18	1.041 / 1.034
BPM 9	17	-1.7	3.2	90.2	—	-36 / -21	1.038 / 1.043
	18	-7.8	1.0	86.9	—	-36 / > -18	1.044 / 1.029
BPM 10	19	16.2	2.1	87.8	-0.7	-36 / -19	1.050 / 1.034
	20	8.0	3.6	98.8	—	-36 / -21	1.020 / 1.013

Nella Tabella sono riportate le prestazioni misurate per i venti moduli realizzati, suddivisi in dieci stazioni diagnostiche (BPM1÷BPM10) in coppie per i segnali orizzontali (# dispari) e verticali (# pari). Il significato dei dati incolonnati è il seguente:

V_{offset}	: Valor medio della tensione di offset [mV] misurata su tutto l' intervallo di caratterizzazione $-36 < V_{\text{in}} < -18$ dBm.
ΔV_{offset}	: Deviazione standard delle tensioni di offset [mV].
k_H	: Coefficiente [mV/dB] tra la tensione di uscita dal modulo rivelatore e lo sbilanciamento di livello in una coppia di segnali in ingresso al modulo rf.
V_T	: Coefficiente di deriva termica [mV/°C] rispetto alla temperatura ambiente delle stazioni nella configurazione di lavoro.
Range	: Ampiezza dell' intervallo della tensione bilanciata di ingresso [dBm] in cui il valore dell' offset in uscita è $< \pm 4$ mV rispetto al valore misurato a un livello di ingresso di riferimento [-25 dBm].
ROS	: Rapporto di onde stazionarie misurato a 216.7 MHz per i quattro ingressi di ogni BPM.

Il sistema di calibrazione on line

Nella Fig. 6 è schematizzato il funzionamento del sistema di calibrazione. Un segnale sinusoidale a 216.7 MHz attraversa i moduli di calibrazione nei quali, mediante accoppiatori direzionali, una parte viene prelevata e distribuita ai moduli RF. Mediante un'opportuna scelta del fattore d'accoppiamento e con attenuatori si cerca di rendere il piu' possibile uguali i segnali distribuiti alle varie stazioni, tenendo conto dell'attenuazione nel cavo di collegamento e negli splitters.

Gli offset rilevati in opera sia per i canali normali che per quelli di calibrazione (relativi a un solo valore del segnale di calibrazione) sono mostrati in Tabella III. Le differenze sia tra di loro che rispetto a quelli misurati in laboratorio (Tabella II) vanno attribuite a un imperfetto bilanciamento delle linee di collegamento, incluse le connessioni. Questi valori di offset verranno immagazzinati nel calcolatore di misura e sottratti opportunamente dai valori misurati. Si assume, secondo quanto verificato in laboratorio, che la deriva termica degli offset di calibrazione rispecchi quella degli offset nella configurazione di misura. Quest'ultimi non sono verificabili senza sconnettere i vari cavi, mentre è possibile, con una semplice commutazione comandata da un segnale TTL, verificare on line gli offset di calibrazione.

Tabella III

Unità	#	V _{offset} conness. BPM [mV]	V _{offset} calibr. on line [mV]
BPM 1	1		
	2		
BPM 2	3	-4.5	8.2
	4	10.5	-11.0
BPM 3	5	16.0	7.2
	6	11.5	3.1
BPM4	7	14.0	-7.6
	8	-19.0	-53.1
BPM 5	9	27.0	-1.0
	10	23.0	5.0
BPM 6	11	30.0	3.4
	12	23.0	15.6
BPM 7	13	24.0	12.7
	14	6.0	0.8
BPM 8	15	31.0	21.0
	16	2.5	-0.1
BPM 9	17	-4.5	-11.3
	18	-9.0	-11.6
BPM 10	19	15.5	6.4
	20	12.5	7.5

Ringraziamenti

Ringraziamo i nostri tecnici G. Fuga e R. Sorchetti per l'assistenza nella messa in opera; M. Serio e i tecnici del Servizio Elettronica per la consulenza; l' Ing. Antonelli e collaboratori della SBEA per l'entusiastica collaborazione; H.J.Schreiber, M.Sachwitz e F.Tonish del Desy-Zeuthen per la messa disposizione di un prototipo dei rivelatori e per la partecipazione alle misure con il medesimo.

Riferimenti bibliografici

- [1] – TTF Linac Design Report – Desy report 1995.
- [2] – Specifica tecnica BPM– Ditta SBEA–Gennaio 95.
- [3] – R.E.Schafer – IEEE Trans. NS, Vol-32, No 5, oct. 85, p. 1933.
- [4] – R.Lorenz et al.–EPAC 96.