



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRIESTE

**XXIX CICLO DEL DOTTORATO DI RICERCA IN
INGEGNERIA ED ARCHITETTURA**

**RICERCA DI UN SISTEMA INNOVATIVO
PER LA RILEVAZIONE DELLA POSIZIONE
DEL FASCIO DI CARICHE IN MACCHINE DI LUCE
DI TERZA E QUARTA GENERAZIONE**

Settore scientifico-disciplinare: ING-INF/01 ELETTRONICA
AREA 09 - ING. INDUSTRIALE E DELL'INFORMAZIONE

**DOTTORANDO
GABRIELE BRAJNIK**

**COORDINATORE
PROF. DIEGO MICHELI**

**SUPERVISORE DI TESI
PROF. SERGIO CARRATO**

**CO-SUPERVISORE
DOTT. GIUSEPPE CAUTERO**

**CO-SUPERVISORE
SIG. RAFFAELE DE MONTE**

ANNO ACCADEMICO 2015/2016

INDICE

INTRODUZIONE	xi
1 SORGENTI DI LUCE	1
1.1 Evoluzione delle sorgenti di luce	1
1.2 Macchine di terza generazione	3
1.2.1 Booster	4
1.2.2 Anello di accumulazione	4
1.2.3 Linee di luce	6
1.3 Macchine a bassa emittanza	6
2 TECNICA A QUATTRO QUADRANTI: INTRODUZIONE AL METODO	9
2.1 Non idealità del metodo	10
2.1.1 Fattore di scala	10
2.1.2 Offset	10
2.1.3 Possibili soluzioni	12
2.2 Estensione a quattro quadranti	12
2.3 Considerazioni su varianza e r	13
3 SPIN DETECTOR DI MOTT	17
3.1 Scattering di Mott	18
3.2 Struttura del sistema	19
3.2.1 Preamplificatori	19
3.2.2 Elettronica digitale	23
3.3 Risultati	24
4 BEAM POSITION MONITORS	27
4.1 Proprietà elettromagnetiche	27
4.2 Elenco delle caratteristiche	29
4.3 Segnali da fasci non centrati	30
4.4 Trattamento del segnale per pick-up capacitivi	32
4.4.1 Caso di multi bunch	37
4.5 Tipi di Pick-up	40
4.5.1 Pick-up di tipo linear-cut	40
4.5.2 Pick-up a bottone	41
4.5.3 Pick-up di tipo stripline	43
4.5.4 Confronto	47
4.6 Rumore	48
4.7 Modalità di utilizzo dei BPM	48
4.8 Tipologie di processing	50
4.8.1 Banda larga	50
4.8.2 Banda stretta	51
4.8.3 Digital signal processing	52

5	FRONT END ANALOGICO	55
5.1	Compensazione proposta	56
5.2	Schema a blocchi	58
5.2.1	Filtro passa basso	59
5.2.2	Sommatore	59
5.2.3	Filtro passa banda	61
5.2.4	Attenuatori variabili	61
5.2.5	Amplificatori	64
5.2.6	Splitter del riferimento	65
5.2.7	Tono di riferimento	66
5.3	Realizzazione e caratteristiche	67
6	SETUP DI MISURA	71
6.1	Campionatore	71
6.1.1	Schema a blocchi	72
6.1.2	Codice su FPGA	74
6.2	Timing e jitter	76
6.2.1	Scheda di timing	77
6.3	Descrizione della misura	79
6.3.1	Demodulazione in fase e in quadratura	79
6.3.2	Trasformata di Fourier	81
7	RISULTATI SPERIMENTALI	83
7.1	Setup del sistema	83
7.2	Campagna di misure	85
7.2.1	Analisi in laboratorio	85
7.2.2	Analisi in macchina	85
7.3	Considerazioni	91
	CONCLUSIONI	95
A	AMPLIFICATORE DI CARICA	97
B	SCHEMATICI DEL FRONT END	101
	BIBLIOGRAFIA	109

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1	Rappresentazione indicativa di un sincrotrone	3
Figura 2	Ondulatore	5
Figura 3	Fascio a bassa emittanza	7
Figura 4	Confronto fra strutture di magneti	7
Figura 5	Calcolo posizione con DoS	9
Figura 6	Effetti del cambio di scala nella DoS	11
Figura 7	Effetti dell'offset nella DoS	11
Figura 8	Calcolo posizione a quattro quadranti	12
Figura 9	Relazione tra SNR e risoluzione spaziale	15
Figura 10	Stazione Mott detector	20
Figura 11	Schema a blocchi sistema Mott	20
Figura 12	Rilevatore e modello equivalente	21
Figura 13	Amplificatore di carica	22
Figura 14	Amplificatore composito	23
Figura 15	Impulsi provenienti dai detector	25
Figura 16	Misura dell'isteresi magnetica	26
Figura 17	Contrazione del campo elettrico	28
Figura 18	Modello per il fascio non centrato	31
Figura 19	Risposta in sezione considerando ΔI	33
Figura 20	Risposta in sezione considerando $\Delta I/\Sigma I$	33
Figura 21	Confronto tra i metodi - 1	34
Figura 22	Confronto tra i metodi - 2	34
Figura 23	Confronto tra i metodi - 3	35
Figura 24	Confronto tra i metodi - 4	35
Figura 25	Modello di un pick-up capacitivo	36
Figura 26	Modulo del filtro passa alto	38
Figura 27	Fase del filtro passa alto	38
Figura 28	Tensione in uscita dai pick-up	39
Figura 29	Spettro in uscita dai pick-up	39
Figura 30	Pick-up di tipo linear-cut	40
Figura 31	Esempio di pick-up a bottone	42
Figura 32	Posizionamento planare dei bottoni	43
Figura 33	Mapping della posizione	43
Figura 34	Segnale nei pick-up stripline	45
Figura 35	Segnale negli stripline cortocircuitati	45
Figura 36	Architettura a larga banda con ibrido	51
Figura 37	Architettura a larga banda <i>log-ratio</i>	51
Figura 38	Architettura a banda stretta	52
Figura 39	Architettura a banda stretta multiplexata	52
Figura 40	Architettura DSP	53
Figura 41	Schema a blocchi del front end	59

Figura 42	Parametri S per LFCN-575	60
Figura 43	Carta di Smith per LFCN-575	60
Figura 44	Parametri S per ADP-2-9	62
Figura 45	Carta di Smith per ADP-2-9	62
Figura 46	Parametri S per ADP-2-9 adattato	63
Figura 47	Carta di Smith per ADP-2-9 adattato	63
Figura 48	Parametri S per BPF-B503	64
Figura 49	Parametri S per MGA-633	65
Figura 50	Schema dello splitter	66
Figura 51	Parametri S per lo splitter	67
Figura 52	Front end analogico	69
Figura 53	Schema a blocchi del campionatore	72
Figura 54	Assieme del campionatore	73
Figura 55	ADC evaluation board	74
Figura 56	Schema a blocchi della scheda Altera DE3	75
Figura 57	Scheda Altera DE3	75
Figura 58	Scheda Ether-w-Ease	76
Figura 59	Schema a blocchi codice Verilog	76
Figura 60	Schema a blocchi LMK04828B	78
Figura 61	Scheda di timing	79
Figura 62	Demodulatore in fase e in quadratura	81
Figura 63	Software di acquisizione - 1	84
Figura 64	Software di acquisizione - 2	84
Figura 65	Spettro acquisito in laboratorio	86
Figura 66	Test in laboratorio: posizione x	87
Figura 67	Test in laboratorio: posizione y	87
Figura 68	Schema a blocchi del setup di misura	88
Figura 69	Front end nel tunnel di Elettra	88
Figura 70	Spettro acquisito in anello	89
Figura 71	Relazione tra temperatura e posizione	90
Figura 72	Test in anello: posizione x	92
Figura 73	Test in anello: posizione y	92
Figura 74	Modelli di un sensore capacitivo	97
Figura 75	Amplificatore di carica ideale	97
Figura 76	Amplificatore di carica reale	98
Figura 77	Funzione di trasferimento	99
Figura 78	Rumore nell'amplificatore di carica	100
Figura 79	Schematici del front end - 1	102
Figura 80	Schematici del front end - 2	103
Figura 81	Schematici del front end - 3	104
Figura 82	Schematici del front end - 4	105
Figura 83	Schematici del front end - 5	106

Figura 84	Schematici del front end - 6	107
-----------	--	-----

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 1	Rumore negli operazionali	22
Tabella 2	Confronto tra pick-up	47
Tabella 3	Caratteristiche del front end	68
Tabella 4	Spostamenti verticali del fascio	86

SOMMARIO

Nelle sorgenti di luce è di fondamentale importanza avere un sistema di diagnostica che permetta di determinare la posizione del fascio di cariche: maggiore è la sua precisione, migliore sarà la qualità della luce emessa dalla macchina. Tutti i sistemi allo stato dell'arte usano un approccio "a quattro quadranti", il che significa usare quattro rivelatori per ricavare la posizione del baricentro del fascio in due dimensioni in una sezione di misura mediante algoritmi ben noti. Per ottenere risoluzioni dell'ordine del micrometro, è necessario tenere conto di alcuni fattori (drift termici, non linearità, variazioni della risposta in frequenza dei cavi). Questi sono responsabili di differenze intercanale che influenzano la misura, introducendo fluttuazioni incontrollate nella posizione calcolata.

La parte innovativa sviluppata in questo lavoro riguarda l'utilizzo di un segnale noto a priori da usare come riferimento al fine di correggere tutti gli effetti sia di deriva termica, sia dovuti ai cavi, sia di non linearità introdotti dall'elettronica che processa i segnali. Ci si è quindi concentrati prima sullo studio teorico e simulativo dell'efficacia di questo metodo correttivo e, in seguito, sulla realizzazione di un'elettronica analogica capace di elevate prestazioni nel trattare i segnali e nell'accoppiare a loro un tono di riferimento.

I risultati ottenuti collegando il sistema agli elettrodi di un sincrotrone reale (Elettra) sono stati ottimi: con questo metodo si è riusciti a migliorare la risoluzione della posizione di un fattore quattro in una finestra di misura lunga 24 ore rispetto a una misura non compensata. Il lavoro è stato presentato a varie conferenze del settore, suscitando l'interesse della comunità internazionale e aprendo la strada a una possibile collaborazione con vari enti di ricerca europei.

INTRODUZIONE

Gli acceleratori di particelle nell'ambito della ricerca scientifica possono essere divisi in due categorie principali: quella dei *collider* e quella delle sorgenti di luce. Mentre i primi vengono impiegati nello studio della fisica alle alte energie facendo collidere fra loro diversi fasci di particelle, i secondi sfruttano la radiazione di sincrotrone per generare luce a diverse energie. I fotoni emessi vengono usati in numerose indagini, ed il risultato di queste dipende fortemente dalla qualità della luce, la quale è determinata da numerosi parametri. Uno dei più importanti è la *brillanza*, definita come il numero di fotoni al secondo incidenti su una superficie, per area unitaria della sorgente, per angolo solido unitario, per larghezza di banda relativa dello 0,1% (affinché abbiano la stessa energia). I sincrotroni di *terza generazione* fanno uso di dispositivi appositi (*ondulatori* e *wiggler*) che permettono di raggiungere elevati valori di brillanza. Tuttavia, incrementare ancora questo parametro è una sfida: una strada potrebbe essere aumentare la corrente nell'anello di accumulazione, a discapito di stabilità ed energia necessaria al corretto funzionamento dell'acceleratore.

Di conseguenza le macchine di *quarta generazione* puntano ad avere un fascio a bassa *emittanza*, ovvero si vuole minimizzare la dispersione delle particelle al fine di concentrarlo il più possibile. Tale proprietà permette di avvicinarsi ad avere una sorgente puntuale e quindi accrescere la brillanza di essa. Le macchine a bassa emittanza hanno anche vantaggi dal punto di vista energetico: un fascio più concentrato permette l'uso di camere da vuoto (dove transitano gli elettroni) di diametro minore, con la conseguente riduzione delle dimensioni dei magneti rispetto a quelli usati tradizionalmente.

Per acceleratori di queste caratteristiche, i sistemi che monitorano la posizione del fascio devono avere prestazioni superiori a quelli attuali, dovendo determinare l'orbita con precisione molto maggiore al fine di far coincidere il più possibile l'orbita teorica con quella reale. Tali sistemi vengono chiamati Beam Position Monitor (BPM), con acronimi che variano leggermente a seconda del tipo di particelle rilevate: ad esempio si parla di Photon Beam Position Monitor (pBPM) in caso di fotoni, e di Electron Beam Position Monitor (eBPM) in caso di elettroni. Quasi la totalità di questi strumenti adotta una tecnica di rilevamento chiamata *a quattro quadranti*, facente uso dell'algoritmo *difference-over-sum* per calcolare la posizione, con relativamente poche differenze a seconda dei diversi ambiti.

L'attività di dottorato presentata in questa tesi è partita quindi da uno degli elementi del vasto mondo dei BPM: essendo un lavoro di ricerca si è voluto comprendere tutti gli aspetti della metodologia a quattro quadranti, cercando ispirazione anche da applicazioni che utilizzano tale metodo per misure del tutto diverse da quelle relative alla posizione di un fascio di elettroni. In questa direzione è risultata molto formativa l'esperienza acquisita

grazie al progetto Mott detector: tramite una variante della tecnica menzionata si è potuta misurare la polarizzazione di spin di diversi materiali magnetici e si sono dovuti affrontare i principali problemi che affliggono l'utilizzo di tale metodo, ovvero le *differenze intercanale*.

Tali complicanze giocano un ruolo ancora più determinante nel caso principe analizzato in questo lavoro, ovvero gli eBPM. Come verrà ampiamente descritto in questo documento, l'informazione relativa alla posizione (o ad altri parametri) deriva dalla rilevazione del segnale proveniente da quattro sensori, i quali solo idealmente riportano in maniera fedele le informazioni relative all'intensità della grandezza fisica monitorata. Nella realtà sperimentale, per la qualità della misura non solo risultano dannosi i consueti problemi relativi al rumore inevitabilmente presente sul campo, ma anche si rivela particolarmente importante la *differenza dei disturbi* che subiscono i quattro segnali. Questa può essere causata da percorsi leggermente diversi (spesso il segnale deve viaggiare per decine di metri prima di arrivare all'elettronica di lettura), da variazioni termiche, da non idealità dei componenti attraversati (che possono essere diverse da canale a canale) finanche a differenze legate a umidità o alle consuete variazioni climatiche.

Questo problema è stato affrontato in passato, e parzialmente risolto, dall'unica realtà commerciale che nel panorama internazionale al momento offre elettroniche per i sistemi BPM in grado di fornire la risoluzione necessaria per sincrotroni di terza generazione, ovvero Instrumentation Technologies. Quest'ultima, dopo un lavoro di ricerca durato più di una decina d'anni ed eseguito in collaborazione con alcuni dei più importanti sincrotroni esistenti, ha sviluppato un sistema di correzione delle differenze intercanale basato sulla cosiddetta *crossbar switch*, che verrà descritto, e che sostanzialmente fa uso di una permutazione dei segnali in ingresso tra i vari canali di acquisizione. A parere di molti esperti del settore questo approccio ha raggiunto il limite delle sue possibilità. Per questo motivo si è deciso di considerare diversamente il problema, partendo da una rigorosa impostazione analitica e utilizzando quanto appreso negli anni da chi presso il sincrotrone Elettra si occupa di questi aspetti.

È nata quindi l'idea di esplorare un approccio del tutto diverso: da una parte affrontare in modo minuzioso, ridisegnandola completamente, la sezione a radio frequenza (RF), che come si vedrà è per buona parte la sorgente dei numerosi problemi osservati nei dispositivi attualmente in circolazione; dall'altra impiegare una tecnica innovativa per la compensazione delle differenze. Quest'ultima consiste nell'usare un segnale aggiuntivo, noto a priori, che segua esattamente il percorso fatto dai segnali da analizzare, al fine di subirne in tutto e per tutto le stesse trasformazioni per poi compensarle. L'analisi teorica ha dato conferma della fattibilità di tale criterio, pertanto si è proceduto alla realizzazione di alcuni prototipi che comprendono tutta la catena di elaborazione: dalla raccolta del segnale all'uscita del trasduttore fino al calcolo digitale della posizione.

Per la prima volta nel panorama delle macchine di luce un prototipo che impiega questo approccio, separando la parte di front end RF da quella

di acquisizione e posizionando la prima all'interno della macchina, è stato utilizzato in un anello di accumulazione di un sincrotrone (su una sezione dedicata di Elettra) e i dati ottenuti sono stati ottimi, confermando la bontà del metodo e permettendo di comprendere appieno molti altri aspetti legati alle non idealità dei vari blocchi che compongono il sistema, altrimenti difficilmente investigabili.

I risultati hanno riscosso ampia eco nella recente conferenza dedicata alla diagnostica del fascio di acceleratori, ed oltre ad essere oggetto di pubblicazione hanno dato avvio a numerosi contatti con altri enti di ricerca e richieste di collaborazione che forse sfoceranno in accordi anche di carattere commerciale.

Questo documento sarà quindi strutturato come segue:

- IL PRIMO CAPITOLO** offre una visione d'insieme delle sorgenti di luce, partendo dalla scoperta della radiazione di sincrotrone e discutendo la loro evoluzione, fino a soffermarsi sul funzionamento di una macchina di terza generazione quale è Elettra. Ne viene evidenziata la sua struttura e le sue caratteristiche, messe a confronto con quelle riguardanti le future macchine a bassa emittanza.
- IL SECONDO CAPITOLO** introduce la tecnica a due e quattro quadranti, sottolineandone gli utilizzi tipici e i vari punti deboli ai quali è soggetta quando viene applicata a segnali reali e particolarmente rumorosi.
- IL TERZO CAPITOLO** descrive sinteticamente il progetto Mott, dapprima con un breve accenno al processo fisico alla base dell'esperimento, per poi illustrare l'elettronica sviluppata sia nella parte analogica che in quella digitale, in particolare gli amplificatori di carica a basso rumore.
- IL QUARTO CAPITOLO** affronta i sistemi BPM, spiegandone la loro composizione ed il principio di funzionamento, presentando alcuni termini utilizzati nel settore. Vengono trattati in maniera formale sia il modo in cui i trasduttori generano i segnali in uscita a partire dal fascio, sia il segnale stesso. Diverse tipologie di pick-up sono messe a confronto, elencando poi le tipiche modalità di utilizzo dei BPM, per concludere con l'analisi delle architetture possibili per la loro implementazione pratica.
- IL QUINTO CAPITOLO** illustra la compensazione proposta facente uso del tono pilota e la sua realizzazione, presentando quindi il front end analogico sviluppato: ne viene elencata la struttura in ogni suo elemento e le figure di merito ottenute in seguito alla caratterizzazione.
- IL SESTO CAPITOLO** si occupa di descrivere il setup utilizzato per le misure riguardanti il front end e la compensazione, in particolare soffermandosi sulle parti costituenti il campionatore a 16 bit e 160 MS/s realizzato per l'occasione.
- IL SETTIMO CAPITOLO** raccoglie i risultati ottenuti dalle misure effettuate sia in laboratorio che con i segnali provenienti dal fascio di elettroni di

Elettra, dimostrando la validità della compensazione proposta e discutendo le criticità scoperte legate al comportamento dei convertitori.

Le sorgenti di luce di sincrotrone sono delle macchine appositamente progettate per il seguente scopo: accelerano delle particelle cariche viaggianti a velocità relativistiche e mediante un campo magnetico ne curvano il moto. La curvatura genera una radiazione elettromagnetica di ampio intervallo spettrale ed elevata brillantezza, caratteristiche che la rendono una candidata ideale come strumento di indagine scientifica in numerosi ambiti disciplinari quali chimica, biologia, medicina, fisica, ecc.

Al fine di capire come venga prodotta artificialmente questa radiazione e cosa indichi la numerazione progressiva della generazione delle sorgenti, nelle sezioni seguenti si affronterà brevemente la storia dei sincrotroni e la loro evoluzione. Successivamente si descriverà la struttura e il funzionamento di una odierna macchina di terza generazione prendendo come riferimento il modello di Elettra. Inoltre, dello spazio verrà dedicato agli acceleratori di quarta generazione, per inquadrare meglio il contesto nel quale si è svolto il lavoro e spiegare alcuni concetti chiave fondamentali per questa trattazione.

1.1 EVOLUZIONE DELLE SORGENTI DI LUCE

Come spesso accade, la verifica sperimentale della radiazione di sincrotrone avvenne quasi per caso e molto tempo dopo la sua formalizzazione teorica. Infatti il primo a proporre un'espressione per la potenza irradiata da una particella carica accelerata fu Larmor nel 1897 [1]. Successivamente con il lavoro di Liénard [2] essa venne estesa al caso di una particella relativistica sottoposta ad un'accelerazione centripeta in una traiettoria circolare e poi Schott [3] ottenne la distribuzione angolare della radiazione in funzione della frequenza orbitale. Per quasi vent'anni non vi furono nuovi contributi, poiché l'attenzione della comunità scientifica si spostò sulle nuove teorie di Rutherford e Bohr sulla struttura atomica.

L'interesse sulla radiazione emessa da elettroni si risvegliò negli anni venti del secolo scorso, quando si cominciò a pensare di poter usare degli acceleratori circolari di elettroni al fine di produrre fasci di raggi X. Tali teorie si concretizzarono nel primo betatrone da 2,3 MeV, costruito nel 1940 da Kerst. Parallelamente, gli scienziati sovietici Iwanenko e Pomeranchuk nel 1944 dimostrarono che il limite dell'energia ottenibile da un betatrone (stimato in circa 500 MeV era dovuto proprio alla perdita di energia irradiata dalla curvatura della traiettoria degli elettroni [4]. A questo punto ci furono delle trattazioni sistematiche da parte di vari autori (come Schwinger nel 1945 [5]) che permisero di attestare alcune proprietà peculiari della luce di sincrotrone, come il deciso spostamento verso l'alto dello spettro della radiazione

emessa (nel visibile e nei raggi x) rispetto alle frequenze di accelerazione e di rivoluzione, e la marcata collimazione nel verso del moto del fascio.

Tuttavia, essa non fu osservata sperimentalmente fino al 1947, ed in maniera fortuita negli Stati Uniti: il nuovo sincrotrone per elettroni da 70 MeV della General Electric aveva una sezione dell'anello ove circolavano gli elettroni non completamente schermata, ma in parte trasparente. Ciò permise l'osservazione di un bagliore che sul momento fu scambiato per una scarica elettrica, ma che Pollock e Langmuir identificarono subito come "radiazione di Schwinger" (di sincrotrone) [6]. I motivi per i quali la radiazione fu osservata solo relativamente tardi furono principalmente due: innanzitutto non ci si aspettava che la radiazione avesse un'energia così elevata, ma che risiedesse nella parte bassa dello spettro, e quindi veniva ricercata sotto forma di onde radio e microonde; inoltre tutte le varie camere dove fluivano gli elettroni erano schermate ed opache, non permettendo l'osservazione della luce visibile.

A partire da questo momento, crebbe in maniera significativa l'interesse verso la luce di sincrotrone, grazie anche allo sviluppo di acceleratori di grandi dimensioni deputati però allo studio della fisica delle alte energie. Per questo motivo si può parlare di macchine di *prima generazione* in funzionamento parassita, dove venivano riservati dei turni di macchina allo studio della radiazione di sincrotrone. Durante questo periodo si compresero meglio varie proprietà e vari aspetti realizzativi che permisero di migliorare la luce prodotta; divenne evidente la superiorità degli *anelli di accumulazione* come sorgenti: gli elettroni circolanti continuamente nell'anello ad una data energia garantiscono correnti e stabilità superiori, traducendosi quindi in un maggiore flusso della luce irradiata con uno spettro di emissione costante nel tempo.

Tra la fine degli anni '70 e l'inizio degli '80 si passò alla cosiddetta *seconda generazione*, ovvero macchine dedicate esclusivamente alla produzione di luce di sincrotrone locate in tutto il mondo, come ad esempio NSLS a New York (USA), KEK a Tsukuba (Giappone), LURE ad Orsay (Francia), BESSY a Berlino (Germania). Gli utilizzatori di questi impianti si accorsero subito che la brillantezza spettrale (ovvero il numero di fotoni per unità di tempo) spesso era più importante rispetto al solo flusso per molti esperimenti. In tale direzione si mosse lo sviluppo dei *dispositivi d'inserzione*, cioè *ondulatori* e *wiggler* (descritti in seguito), volti ad incrementarne il valore. Tuttavia l'impiego di tali dispositivi nelle macchine di seconda generazione si rivelò difficoltoso, poiché non erano state progettate per la loro adozione e quindi lo spazio disponibile alla loro installazione era limitato.

Le macchine di *terza generazione* superano questo scoglio poiché disegnate per l'uso sistematico di ondulatori e wiggler, e sono praticamente la maggior parte dei sincrotroni esistenti ai giorni nostri. Questi acceleratori hanno avuto molto successo in quanto, benché relativamente piccoli e relativamente economici rispetto a delle macchine di alta energia (dai 2 ai 3 GeV di energia e circonferenza attorno ai 300 metri al posto di 6-7 GeV e circonferenze prossime al chilometro), sono comunque in grado di emettere una luce con una

elevata brillantezza su di un ampio spettro.

In certi casi sperimentali, anche l'elevata qualità della radiazione prodotta dalle sorgenti di terza generazione può non essere sufficiente: attualmente gli utenti richiedono dei miglioramenti sia in termini di brillantezza che di coerenza e di brevità degli impulsi prodotti. Si definisce quindi di *quarta generazione* una macchina che riesca ad avere delle prestazioni superiori a quelle di terza di almeno un ordine di grandezza in una o più delle caratteristiche menzionate. In tale categoria possono rientrare tipologie di sorgenti molto diverse fra loro per modalità di funzionamento, come sincrotroni a bassa emittanza, *free electron laser* (FEL) ed *energy recovery linac* (ERL). Pur avendo delle caratteristiche simili, ci si concentrerà esclusivamente sui sincrotroni, lasciando al lettore la facoltà di approfondire struttura e specifici punti chiave dei FEL e degli ERL [7].

1.2 MACCHINE DI TERZA GENERAZIONE

Per descrivere la struttura e il funzionamento di una moderna macchina di terza generazione si farà ampio uso di riferimenti al sincrotrone italiano Elettra, locato a Basovizza, frazione di Trieste. Tale acceleratore è in funzione dal 1993, ed ha subito due significativi aggiornamenti nel 2007 e nel 2010. Principalmente può essere suddiviso nei seguenti macroblocchi essenziali: il *booster*, l'*anello di accumulazione* e le *linee di luce*.

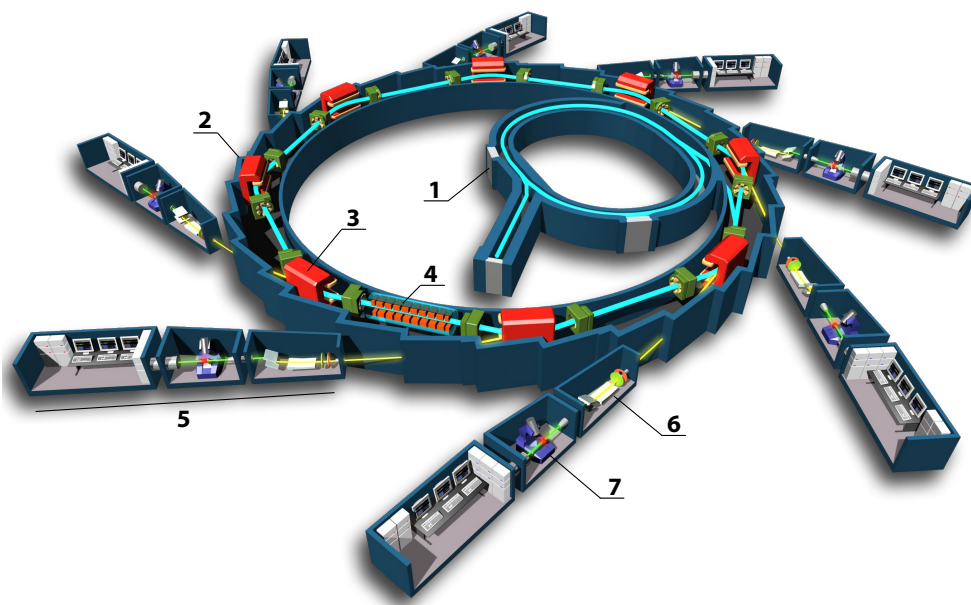


Figura 1: Rappresentazione indicativa degli elementi principali di un sincrotrone di terza generazione: 1. booster; 2. anello di accumulazione; 3. magnete curvante; 4. dispositivo d'inserzione; 5. linea di luce; 6. hutch ottica; 7. hutch sperimentale (immagine presa da [8]).

1.2.1 Booster

Il booster è stato introdotto solo nel 2007, ed è praticamente un anello di accumulazione di ridotte dimensioni. Gli elettroni inizialmente vengono estratti da un catodo riscaldato ed accelerati da un linac fino a 100 MeV (questa sezione viene chiamata *preiniettore*), per poi venire iniettati nel booster. Qui vengono accelerati all'energia desiderata (tipicamente quella di funzionamento della macchina) mediante una tecnica di *ramping* e quindi trasferiti all'anello vero e proprio mediante una *linea di trasferimento*. Per *ramping* s'intende l'operazione che incrementa l'energia degli elettroni circolanti aumentando contemporaneamente sia il campo accelerante sia il campo magnetico curvante. Prima di tale impianto, veniva utilizzato un acceleratore lineare esterno all'anello molto più lungo e capace di raggiungere energie di 1 GeV; solo dopo il trasferimento e l'accumulazione della corrente desiderata si usava l'anello stesso per aumentare l'energia fino a quella finale di 2 o 2,4 GeV, con notevoli perdite di tempo per gli utenti durante le fasi di *ramping*. Nel 2010 si è aggiornata la macchina alla modalità *top-up*, che consiste nell'iniettare periodicamente elettroni nell'anello di accumulazione, sempre facendo uso del booster, e permettendo così di mantenere costante la corrente del fascio e di aumentare il suo tempo di vita teoricamente all'infinito. Attualmente Elettra detiene il record tra le sorgenti di luce di sincrotrone per numero di ore di luce senza interruzioni.

1.2.2 Anello di accumulazione

L'anello è costituito, come i vari impianti, da camere ad ultra alto vuoto (UHV) per evitare che le cariche accelerate si perdano a causa di interazioni con molecole di gas. Le camere sono dei tubi di sezione romboidale di 40 mm di lato raccordati fra di loro, formanti così una geometria poligonale (non un perfetto anello circolare). I magneti qui utilizzati possono essere classificati in quattro tipologie:

- i 24 magneti *curvanti*, installati nei punti di giunzione del poligono deflettono il fascio di elettroni in modo da seguire la traiettoria dell'anello. Come spiegato precedentemente, la deflessione è responsabile dell'emissione di radiazione da *bending*, che viene fatta uscire tramite apposite finestre di trasmissione e consegnata così alle linee da *bending*;
- i 108 *quadrupoli*, che si occupano di focalizzare fortemente il fascio;
- i 72 *sestupoli*, che servono a correggere eventuali aberrazioni cromatiche o non linearità;
- gli 82 *correttori* o *steering magnets*, che permettono piccole correzioni dell'orbita circolare.

Le lunghe sezioni rettilinee dell'anello sono tipiche delle macchine di terza generazione, poiché permettono l'installazione dei sopra citati dispositivi

d'inserzione. Gli ondulatori sono formati da due file di magneti permanenti posizionati in modo da alternarne la polarità; il campo magnetico periodico così generato fa oscillare il fascio di elettroni che procede non più in linea retta ma a serpentina. Le deflessioni producono quindi radiazione di sincrotrone per tutta la lunghezza del dispositivo, garantendo grazie alla periodicità una forte direzionalità alla luce e di conseguenza un deciso aumento della brillantezza.

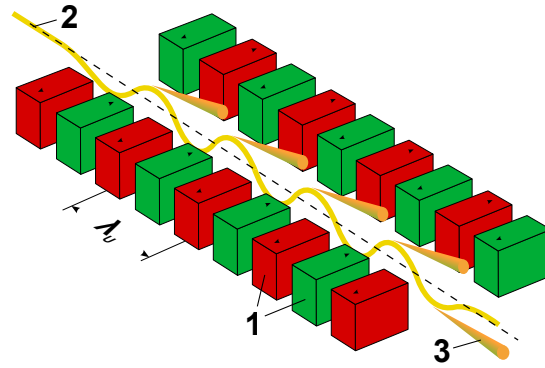


Figura 2: Ondulatori: 1. magneti permanenti a polarità alternata; 2. fascio di elettroni in ingresso; 3. radiazione generata. λ_U è la lunghezza d'onda privilegiata (immagine presa da [9]).

La caratteristica degli ondulatori è quella di generare una luce quasi monocromatica e con una brillantezza superiore a quella da bending di sei ordini di grandezza. Ciò avviene in quanto la curvatura della traiettoria non è molto accentuata (il campo magnetico generato è debole) e la radiazione emessa ad ogni curva si sovrappone a quella precedente, dando l'avvio a un'interferenza costruttiva solo per valori d'angolo prossimi alla direzione longitudinale e privilegiando una lunghezza d'onda ben precisa. La luce generata è quindi ben collimata e presenta uno o più picchi spettrali molto stretti (la fondamentale e le sue armoniche).

I wiggler, a differenza, non producono luce monocromatica: il campo magnetico dei dipoli è molto più intenso e le deviazioni più marcate che avvengono su più piani. La radiazione emessa a ogni deflessione comunque viene sommata, ma manca l'interferenza coerente che garantisce la monocromaticità. Per tale motivo la luce generata ha uno spettro continuo ed è molto simile a quella proveniente da un magnete da bending, ma con un flusso molto più elevato.

Gli elettroni che circolano all'interno dell'anello sono raggruppati in pacchetti (*bunch*) lunghi circa 100 ps e distanti 2 ns l'uno dall'altro. La lunghezza della circonferenza pari a 259,2 metri permette di accumulare al massimo 432 pacchetti: $2 \text{ ns} \cdot 432 = 864 \text{ ns}$ è pari al tempo che gli elettroni relativistici impiegano a percorrere un giro dell'anello, chiamato periodo di rivoluzione, cioè $864 \text{ ns} = 1/1,156 \text{ MHz}$. In quattro sezioni dell'anello sono installate delle *cavità a radiofrequenza* che trasferiscono energia agli elettroni (per recuperare quella persa sotto forma di luce) e mantengono costante il loro impacchetta-

mento. La frequenza operativa è pari all'intervallo tra i pacchetti elettronici, ovvero 499,654 MHz.

Elettra ha diverse modalità operative, legate alla tipologia di riempimento dell'anello. Si parla quindi di:

- *multi-bunch mode* quando il riempimento arriva a un livello del 95%, con un intervallo privo di cariche di circa 43 ns chiamato *dark gap*. La corrente massima accumulabile in questa modalità è di 300 mA con elettroni a 2 GeV oppure 140 mA ad un'energia di 2,4 GeV;
- *single-bunch mode* dove nell'anello è presente un unico pacchetto di elettroni che da solo può contenere fino a 10 mA di corrente;
- *hybrid mode* quando si combinano i modi precedenti, ovvero nella *dark gap* si inietta un *single bunch*.

1.2.3 Linee di luce

Le linee di luce (o *beamlines*) sono delle stazioni sperimentali poste nei pressi di specifici punti di uscita della luce chiamati *front end*. Data l'estrema varietà di esperimenti ai quali ogni linea è dedicata, la composizione e il funzionamento delle stesse possono variare in maniera significativa di caso in caso. Generalmente dopo il *front end* vi è sempre la *hutch ottica*, ovvero un locale dove vi sono tutti gli elementi necessari per trattare in maniera corretta la luce, come monocromatori, specchi focalizzanti, shutter e valvole per bloccare il passaggio della luce e disaccoppiare il vuoto; infatti non è detto che sulla linea serva un vuoto così spinto come quello utilizzato nell'anello di accumulazione. In seguito, può esserci la *hutch sperimentale*, dove trovano posto tutte le strumentazioni utilizzate per l'esperimento; se non vi è rischio radiativo, è possibile allestire il tutto anche in aree aperte.

1.3 MACCHINE A BASSA EMITTANZA

Come detto in precedenza, sotto la categoria di sorgenti di quarta generazione possono essere annoverati vari tipi di macchine completamente diverse fra loro. Tra di esse considereremo esclusivamente gli anelli a bassa emittanza, essendo questi la naturale evoluzione dei sincrotroni di terza generazione. Per *emittanza* s'intende la dispersione media delle particelle di un fascio guardandone la sezione: in pratica, guardando la figura 3, l'emittanza indica l'area del fascio. Spesso però ci si riferisce solo alla coordinata dove essa si estende maggiormente, parlando quindi di emittanza *verticale* oppure *orizzontale*. Quindi dimensionalmente può venire espressa come un'area, oppure come una lunghezza (tipicamente nm), o come una lunghezza per un angolo (ad esempio nm·rad).

Le macchine di terza generazione non sono state progettate per avere una bassa emittanza, e il tipico fascio da esse prodotto è "piatto": per questo

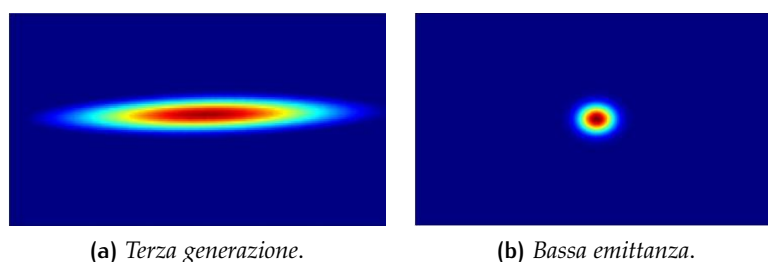


Figura 3: Confronto tra i fasci prodotti da macchine di diversa generazione: si nota la riduzione dell'emittanza orizzontale.

motivo risulta utile parlare di emittanza orizzontale come il parametro discriminante tra le due generazioni. Per citare qualche numero, nel previsto aggiornamento di ESRF si vuole passare da 4 nm a 0,15 nm, mentre per Elettra si parla di 230-280 pm·rad a fronte degli attuali 7 nm·rad, riferendosi sempre all'emittanza orizzontale. Oltre a produrre un aumento della brillantezza (il numero di fotoni resta lo stesso, ma l'area diminuisce), la riduzione dell'emittanza permette di aumentare la coerenza della luce prodotta, determinante per alcuni esperimenti.

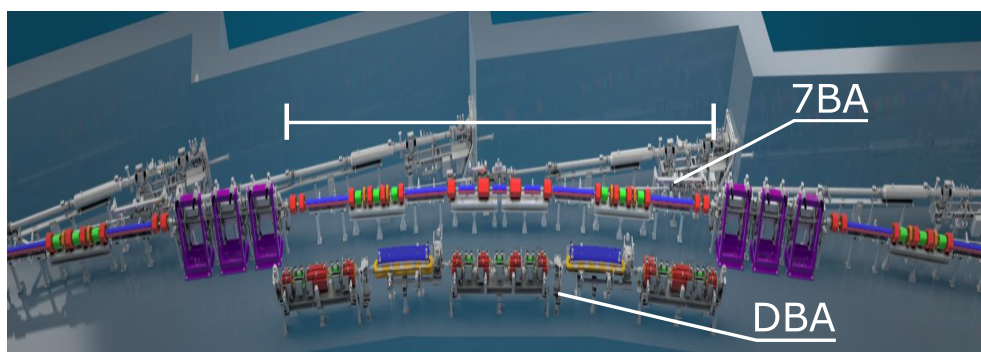


Figura 4: Confronto dell'upgrade del *lattice* di ESRF da una struttura a due magneti (DBA) a una a sette magneti (7BA).

Per focalizzare meglio il fascio è necessario cambiare la struttura dei magneti dislocati lungo l'anello: nelle macchine di terza generazione ad ogni curva si trovano due o tre magneti (*double bend achromat*, DBA o *triple bend achromat*, TBA); nelle macchine di quarta generazione è necessario aumentare il numero di magneti, ottenendo strutture da cinque fino a sette magneti (5BA o 7BA). Tuttavia, per non stravolgere le dimensioni degli acceleratori negli upgrade, le nuove strutture (chiamate anche *lattice*) devono poter venire installate nello stesso spazio disponibile (figura 4). Questo porta a realizzare magneti di dimensioni inferiori a quelli attuali ma molto più vicini al fascio in modo che il campo prodotto sia comunque intenso; anche il raggio e la geometria delle camere vengono riconsiderati, riducendo il primo e passando da una forma romboidale a circolare.

2 | TECNICA A QUATTRO QUADRANTI: INTRODUZIONE AL METODO

Per tecnica a due o quattro quadranti si intende un metodo molto usato in varie discipline per estrarre l'informazione che risiede nello sbilanciamento (o nell'asimmetria) di due o più grandezze. Per semplicità, analizzeremo prima il caso che ne comprende due per poi estenderlo a quattro. Esso fa uso dell'algoritmo chiamato somma su differenza o difference-over-sum (DoS); ovvero date due grandezze A e B , la loro DoS viene definita come:

$$DoS = \frac{A - B}{A + B} \quad (1)$$

A volte può essere utile prenderne anche il valore assoluto: ad esempio, data un'urna con $A = 100$ palline rosse e $B = 200$ palline bianche, l'equazione

$$DoS = \left| \frac{A - B}{A + B} \right| = \left| \frac{100 - 200}{100 + 200} \right| = \frac{1}{3} \quad (2)$$

ci dice che tra i due colori c'è uno sbilanciamento del 33%. Risulta interessante notare che il numero prodotto è adimensionale e le grandezze prese in considerazione possono essere di svariate categorie a seconda dell'esperimento. Per esempio, nel caso che verrà discusso in seguito riguardante il Mott detector, l'informazione di interesse risiede nell'asimmetria del numero di elettroni fotoemessi da un campione: due rivelatori, posti ad angoli ben precisi, contano il numero di particelle che li hanno colpiti e la DoS restituisce lo sbilanciamento tra i conteggi.

Tale algoritmo può venire applicato anche per calcolare la posizione: consideriamo la figura 5 rappresentante la sezione trasversale di una camera da vuoto di raggio r ove circola un fascio di elettroni, captato in maniera capacitiva da due trasduttori posizionati a sinistra e a destra.

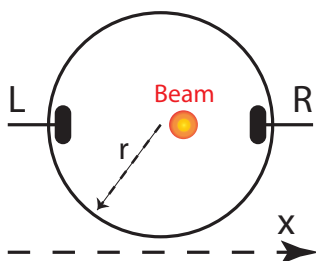


Figura 5: Difference over sum usata per il calcolo della posizione.

Se indichiamo con L l'ampiezza del segnale proveniente dal sensore di sinistra e con R quella proveniente da quello di destra, possiamo scrivere che la coordinata x vale:

$$x = r \cdot \frac{R - L}{R + L} \quad (3)$$

infatti per $R = L$ otteniamo $x = 0$, ovvero il centro della camera, mentre se $R \rightarrow 0$ oppure $L \rightarrow 0$ otterremo rispettivamente $x \rightarrow -r$ e $x \rightarrow r$. L'esempio qui presentato in maniera intuitiva serve solo per familiarizzare con il metodo e comprendere il concetto. Il caso reale riguardante il calcolo della posizione di un fascio di cariche verrà trattato in maniera rigorosa nel capitolo 4; è bene ricordare quindi che anche la successiva sezione dedicata all'estensione ai quattro quadranti sarà molto superficiale.

2.1 NON IDEALITÀ DEL METODO

Data la sua semplicità, l'algoritmo si può comportare in maniera anomala se le grandezze utilizzate presentano variazioni rispetto al caso ideale. Per convenienza considereremo solo due tipologie, sufficienti tuttavia a modellizzare la maggior parte delle situazioni reali: fattori di scala (o amplificazione) oppure offset diversi fra le due variabili.

2.1.1 Fattore di scala

Riconsideriamo la figura 5 e l'equazione 3: supponiamo che il segnale in uscita dal trasduttore sinistro subisca un cambio di scala, e quindi venga utilizzato nell'algoritmo non L , bensì $L' = \alpha L$. La formula diventa quindi (trascurando r):

$$x' = \frac{R - \alpha L}{R + \alpha L} \quad (4)$$

Rispetto a una trattazione analitica rigorosa, risulta più utile osservare una simulazione numerica al variare del parametro α in figura 6.

Risulta evidente che un'amplificazione o un'attenuazione di uno dei due segnali rispetto all'altro produce inevitabilmente una *distorsione* rispetto al caso ideale, più o meno pronunciata a seconda del fattore.

2.1.2 Offset

Ripetendo il ragionamento svolto sopra, supponiamo ora che il segnale proveniente dal trasduttore sinistro abbia un offset additivo pari a ΔL , quindi abbiamo $L' = L + \Delta L$ che andiamo a sostituire nuovamente in 3:

$$x' = \frac{R - L - \Delta L}{R + L + \Delta L} = \frac{R - L}{R + L + \Delta L} - \frac{\Delta L}{R + L + \Delta L} \quad (5)$$

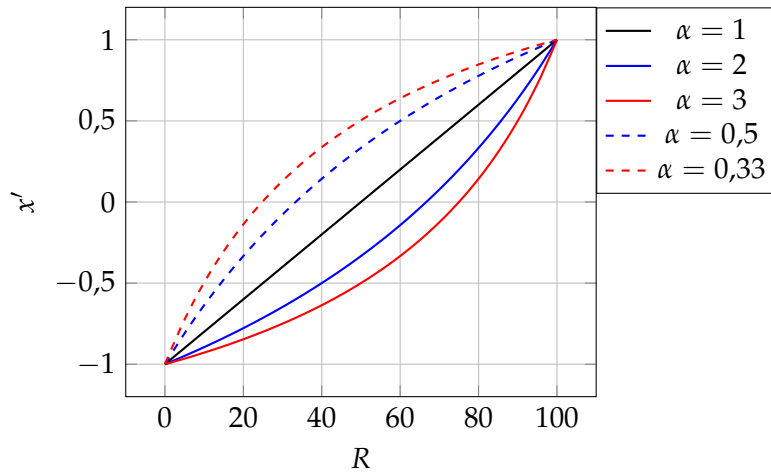


Figura 6: Simulazione numerica della presenza di un cambio di scala su una variabile: notare la distorsione prodotta. Per migliorare la leggibilità, in ascissa è stata omessa la seconda scala riferita a L , che è pari a $(100 - R)$.

A questo punto si possono fare alcune osservazioni sui due termini isolati: solitamente ΔL è molto minore rispetto a L o R , quindi si potrebbe dire che $(R + L + \Delta L) \approx (R + L)$. In questo modo il primo termine tenderebbe al risultato ideale, tuttavia la presenza di ΔL al numeratore non è affatto trascurabile; se è maggiore di $R - L$, cosa che spesso accade in quanto le asimmetrie cercate sono minori di alcuni ordini di grandezza rispetto al segnale misurato, può letteralmente annullarlo e diventare dominante, falsando quindi il risultato.

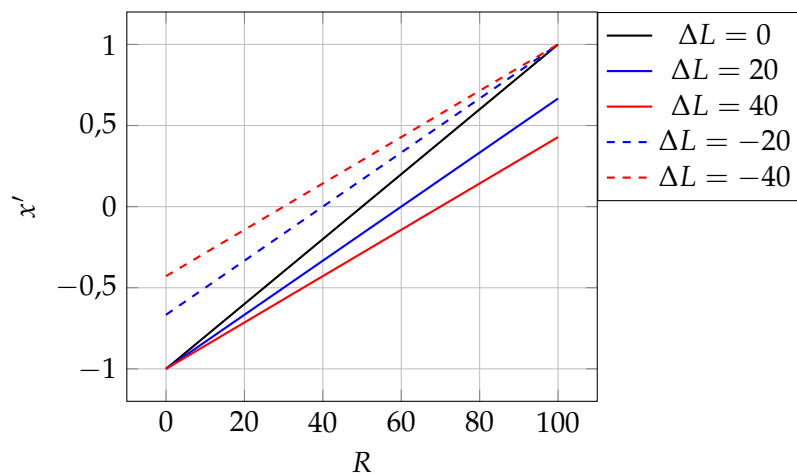


Figura 7: Simulazione numerica della presenza di un offset su una variabile: notare la distorsione prodotta. Per migliorare la leggibilità, in ascissa è stata omessa la seconda scala riferita a L .

2.1.3 Possibili soluzioni

Purtroppo nella realtà spesso le grandezze misurate soffrono di entrambe le problematiche; se la differenza di guadagno e l'offset sono stabili e tempo-invarianti, è possibile valutare il loro impatto tramite delle tecniche di *mapping*: il sistema viene calibrato spostando la grandezza di interesse (nell'esempio presentato il fascio) in posizioni note al fine di mappare le distorsioni in tutto lo spazio. Altre soluzioni prevedono sempre una calibrazione dei vari blocchi che compongono il sistema per poi tenerne conto nell'elaborazione finale.

Il discorso cambia completamente se i parametri chiamati α e ΔL sono tempo-varianti: in questo caso non esiste nessun metodo che riesca a tenere conto delle loro variazioni con una caratterizzazione a priori del sistema. Pertanto è necessario implementare un metodo che valuti *dinamicamente* la loro evoluzione per permettere un utilizzo affidabile dell'algoritmo.

2.2 ESTENSIONE A QUATTRO QUADRANTI

Riprendendo in esame la figura 5, diventa naturale voler estendere il metodo al calcolo della coordinata y . In prima battuta si potrebbero aggiungere due sensori, uno in alto e uno in basso perpendicolari al piano formato da quelli orizzontali. Solitamente questo viene effettuato, ma in aggiunta si ruota il sistema dei sensori di 45 gradi, per ottenere il diagramma mostrato in figura 8. Tale sistemazione permette di ottenere due vantaggi: la sensibilità viene aumentata in quanto per il calcolo delle coordinate si combinano le informazioni provenienti da tutti e quattro i trasduttori; inoltre considerando il caso di un fascio di elettroni, c'è un'emissione di radiazione lungo il piano orizzontale che potrebbe danneggiare il sensore.

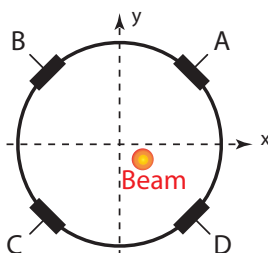


Figura 8: Difference over sum usata per il calcolo della posizione: estensione al caso dei quattro quadranti.

Come anticipato, l'argomento verrà approfondito nel capitolo 4; per il momento presentiamo le equazioni per il calcolo della posizione se la camera considerata ha un raggio r [10]:

$$x = r \cdot \frac{(A + D) - (B + C)}{A + B + C + D}; \quad (6)$$

$$y = r \cdot \frac{(A + B) - (C + D)}{A + B + C + D}; \quad (7)$$

2.3 CONSIDERAZIONI SU VARIANZA E r

Nel campo ingegneristico e soprattutto in quello delle telecomunicazioni, è prassi comune modellizzare eventi come il rumore con delle variabili aleatorie. Un approccio di questo tipo, in aggiunta a parametri tradizionali come il rapporto segnale-rumore, permette di comprendere il problema e di interpretarlo in maniera corretta. Per questo motivo, come si vedrà in seguito, è utile analizzare anche dal punto di vista statistico le formule ricavate precedentemente. Prendiamo a questo scopo l'equazione 6 e consideriamo il caso di fascio centrato. Questo limite può essere accettato in quanto per un anello di accumulazione si vuole proprio che il fascio sia in posizione centrale rispetto alla camera, e mantenuto in tale posizione dal sistema di correzione dell'orbita, altrimenti sarebbe impossibile accumulare la corrente voluta; inoltre, come si vedrà nel capitolo 4, vi sono crescenti non linearità se ci si allontana molto dal centro. Supponiamo anche che il rumore sulle quattro variabili sia additivo e gaussiano bianco. Tali ipotesi ci permettono di modellizzare A, B, C, D come quattro variabili aleatorie gaussiane indipendenti fra di loro, tutte con la stessa media μ diversa da zero e varianza σ^2 . Ricordando che la somma e la differenza di v.a. gaussiane è a sua volta una v.a. gaussiana la cui media è la somma algebrica delle medie e la somma delle varianze, possiamo scrivere:

$$x = r \cdot \frac{(A + D) - (B + C)}{A + B + C + D} = r \cdot \frac{N(0, 4\sigma^2)}{N(4\mu, 4\sigma^2)} = r \cdot \frac{U}{V}, \quad (8)$$

dove $U \sim N(0, 4\sigma^2)$ e $V \sim N(4\mu, 4\sigma^2)$.

Ora, il rapporto tra due v.a. gaussiane è una distribuzione di Cauchy [11], e come tale è difficile da trattare non possedendo nè media nè varianza. Nonostante ciò, è possibile approssimare il rapporto a una v.a. gaussiana divisa per una costante se vengono soddisfatte alcune condizioni [12, 13], ovvero che:

- il coefficiente di variazione di U , definito come il rapporto tra varianza e media della distribuzione ($c_v = \sigma/\mu$), sia *maggiore* di 0,19;
- il coefficiente di variazione di V sia *minore* di 0,09;
- il coefficiente di correlazione tra U e V , definito come il rapporto tra la covarianza delle due variabili e il prodotto delle loro varianze ($\rho_{U,V} = \text{Cov}(U, V)/\sigma_U\sigma_V$), sia *minore o uguale* di 0,5.

Sostituendo si ottiene:

$$c_v(U) = \frac{2\sigma}{0} \rightarrow \infty; \quad (9)$$

$$c_v(V) = \frac{2\sigma}{4\mu} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma}{\mu}; \quad (10)$$

$$\rho_{U,V} = \frac{\text{Cov}(U,V)}{4\sigma^2} = \frac{E[UV] - E[U]E[V]}{4\sigma^2}; \quad (11)$$

dove con E s'intende l'operatore aspettazione o valore atteso, ma $E[U] = 0$ (la media è nulla) e

$$\begin{aligned} E[UV] &= E[(A + D - B - C)(A + B + C + D)] \\ &= E[A^2] - E[B^2] - E[C^2] + E[D^2] = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

poiché le variabili sono indipendenti fra di loro. Avendo soddisfatto due delle tre ipotesi per qualsiasi condizione, resta da imporre che $c_v(V) = \sigma/2\mu < 0,09$, ma vedremo in seguito che non è un'assunzione così restrittiva. Se anche questa è verificata, possiamo riscrivere l'equazione 8 come:

$$x = \frac{r}{4\mu} \cdot N(0, 4\sigma^2), \quad (13)$$

ovvero la coordinata spaziale x si comporta come una variabile aleatoria gaussiana a media nulla e varianza σ_x^2 :

$$\sigma_x^2 = \frac{r^2}{(4\mu)^2} \cdot 4\sigma^2 = \frac{r^2}{4} \cdot \frac{\sigma^2}{\mu^2}. \quad (14)$$

Nell'ultimo termine è facile riconoscere il rapporto segnale-rumore (SNR, definito come rapporto tra la potenza del segnale e la potenza del rumore): può essere comodo riscrivere sia la 14 che la condizione 10 in funzione proprio di SNR per ottenere:

$$c_v(V) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}}} \quad (15)$$

$$\sigma_x = \frac{r}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}}}, \quad (16)$$

e quindi

$$c_v(V) < 0,09 \quad \rightarrow \quad \text{SNR} > \frac{1}{(2 \cdot 0,09)^2}, \quad (17)$$

che in scala logaritmica si traduce nella necessità di avere un rapporto segnale rumore maggiore di 15 dB.

La figura 9 conferma la bontà della relazione trovata rispetto a una simulazione che rispecchia il caso reale senza approssimazioni: per comodità il grafico è semilogaritmico e SNR è espresso in dB come è uso comune in elettronica. Con $r=20$ mm (il caso di Elettra per esempio, dove la camera ha

quella dimensione) si nota che per avere una risoluzione spaziale di almeno un micrometro il rapporto segnale-rumore deve essere migliore di 80 dB, cosa che automaticamente verifica la condizione 10 (e che in realtà viene verificata sempre poiché l'equivalente SNR di 15 dB non sarebbe di alcuna utilità nelle applicazioni in esame). Tutto il ragionamento può essere esteso alla variabile y con esattamente gli stessi passaggi.

Come era lecito aspettarsi, il parametro r , oltre a convertire dimensionalmente il risultato dell'algoritmo, ha un impatto diretto sulla varianza: maggiore è il valore (più distanti si è dalla camera), maggiore sarà il rumore sulla coordinata calcolata. Questo è un altro motivo per il quale nelle macchine di quarta generazione a bassa emittanza il diametro della camera è inferiore a quello attuale: per esempio nel futuro aggiornamento di Elettra è prevista una camera da 10 mm di raggio.

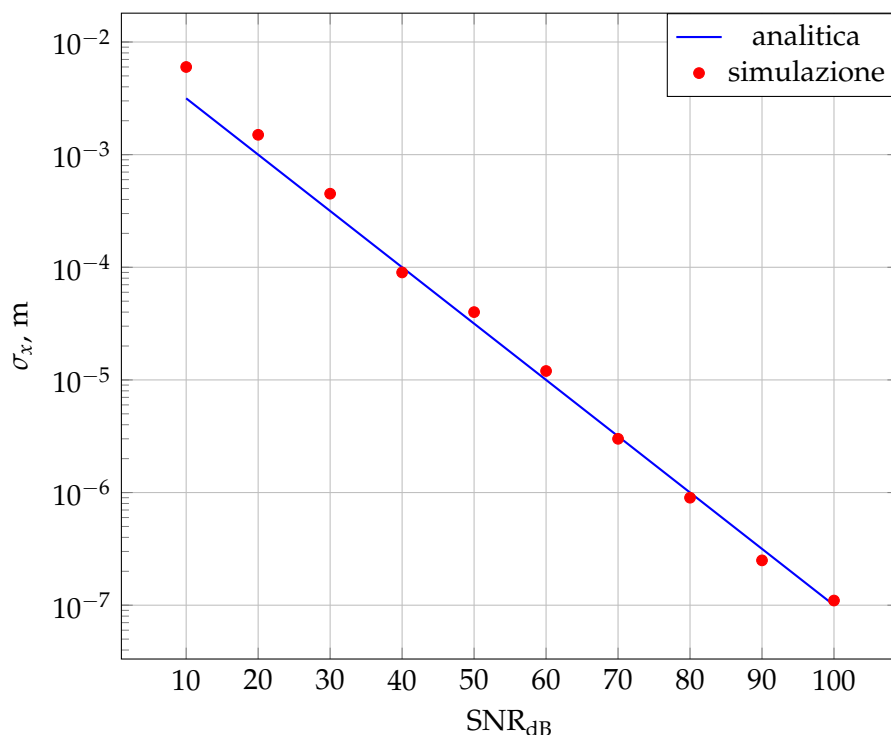


Figura 9: Relazione tra SNR e risoluzione spaziale: in blu la relazione trovata, in rosso i valori provenienti da una simulazione numerica che non tiene conto delle approssimazioni.

3

SPIN DETECTOR DI MOTT

Come è stato scritto in precedenza, la tecnica dei quattro quadranti è ampiamente diffusa nella ricerca, anche in applicazioni molto diverse da quelle relative al posizionamento di un fascio di particelle. Questo fatto ha dato la possibilità di sviluppare parallelamente un'elettronica di acquisizione basata sui quattro quadranti in un ambito del tutto diverso dai Beam Position Monitors (BPM, trattati nel capitolo 4), avvenuta durante le prime fasi di questo progetto, nelle quali la ricerca era focalizzata sullo stadio a radiofrequenza. In questo modo è stato possibile familiarizzare con la tecnica a quattro quadranti, provare particolari soluzioni oltre che accumulare esperienza con alcuni componenti (in particolare la parte digitale), impiegati in seguito anche nel calcolo della posizione del fascio.

Questa opportunità è stata offerta dall'esigenza di sviluppare un sistema innovativo di *spin detection* (progetto "Mott for FEL"), che consente di studiare le proprietà magnetiche dei materiali tramite l'analisi dello stato di polarizzazione di spin degli elettroni fotoemessi da un campione dopo che questi viene illuminato da un fascio di raggi X. Per valutare lo spin, si sfrutta il processo di scattering tra gli elettroni emessi e i nuclei di materiali pesanti (tipicamente oro o tungsteno): la teoria alla base di tale interazione è stata sviluppata dal fisico britannico Mott con i metodi appartenenti alla meccanica quantistica, e permette di determinare lo spin degli elettroni in funzione della loro direzione dopo lo scattering con il metallo.

Poiché il processo di Mott ha una sezione d'urto molto bassa, è visibile solo se si considera un grande numero di eventi, ovvero un flusso adeguato di fotoni incidenti sul campione in un tempo ragionevole (dell'ordine dei secondi o dei minuti). Le macchine di terza generazione sono delle sorgenti ottimali per tale utilizzo: dai 10^9 ai 10^{11} fotoni al secondo vengono indirizzati sul campione. Anche se un numero paragonabile a questo viene fotomesso sotto forma di elettroni, solo una piccola parte di questi contribuisce al processo (circa 10^5 elettroni al secondo), sufficiente però a garantire dei buoni risultati. A questo punto, gli elettroni vengono rilevati da due appositi detector posti in direzioni ben precise, e si misura la differenza del numero di elettroni ricevuti. In questo modo si valuta l'*asimmetria* del processo di diffusione proprio con il metodo a quattro quadranti, che porta direttamente al valore di spin degli elettroni fotoemessi.

A differenza di un sincrotrone dove i fotoni sono distribuiti uniformemente con una *repetition rate* dell'ordine dei nanosecondi, in un FEL tutti i fotoni disponibili (che sono in numero molto maggiore) arrivano sul campione in un tempo di circa 100 fs. La struttura temporale completamente diversa compromette la misura usando elettroniche progettate per un flusso continuo di fotoni: l'impiego di esse su di un FEL produrrebbe un unico conteggio per

ogni bunch arrivato senza fornire altre informazioni utili.

Il non poter effettuare misure di materiali magnetici su dei FEL è quindi una grave limitazione principalmente per due motivi: innanzitutto la misura dello spin è una delle poche possibili con dei campioni allo stato solido (lo spin degli elettroni si conserva anche dopo la formazione del plasma dovuto all'interazione dei fotoni provenienti dal FEL con il campione); inoltre la particolare brevità temporale dei pacchetti del FEL permetterebbe di valutare la magnetizzazione della materia con risoluzioni temporali molto elevate.

Pertanto, grazie a uno studio che ha dimostrato che i dispositivi usati per rilevare gli elettroni rispondono in maniera proporzionale [14], è stato avviato un progetto di ricerca strumentale ("Mott for FEL") che consente di modificare l'approccio, non più basato sul conteggio di eventi, bensì realizzando un'elettronica di acquisizione che digitalizza i segnali in uscita dai detector al fine di valutarne la forma, ed in particolare l'ampiezza. Grazie a questo accorgimento, anche usando un FEL sarà possibile effettuare delle misure consistenti che rispecchiano la quantità di elettroni ricevuti dai rivelatori.

Questo capitolo sarà quindi dedicato alla descrizione di tale sistema, fornendo prima una breve considerazione del processo fisico alla base dello scattering di Mott, poi una panoramica sull'elettronica sviluppata evidenziando le criticità affrontate, per concludere con l'analisi dei risultati ottenuti e le attenzioni rivolte all'algoritmo difference-over-sum, utilizzato anche nell'ambito del progetto BPM. Va menzionato il fatto che i risultati ottenuti con tale sistema, confermando la validità dell'approccio, hanno fruttato un'importante pubblicazione nel settore della strumentazione scientifica [15].

3.1 SCATTERING DI MOTT

Esula da questa tesi il voler esporre tutta la teoria che sta alla base del processo di scattering di Mott [16], pertanto ci si limiterà a una descrizione qualitativa. Illuminando con un fascio di radiazione di una sorgente molto energetica un campione solido, questi fotoemette degli elettroni che posseggono delle informazioni sulle proprietà magnetiche del campione che risiedono nel valore di spin. Lo spin elettronico può essere visto come un momento angolare intrinseco dell'elettrone, diverso però dal momento angolare dovuto all'orbita della particella stessa. Questa grandezza è associata ad un momento magnetico, contribuendo quindi a definire le proprietà magnetiche del materiale. Tali elettroni vengono accelerati mediante un potenziale ed impattano su una lamina di un metallo pesante: qui avviene il processo di scattering elastico tra gli elettroni e gli atomi del metallo. L'interazione spin-orbita porta a una deviazione della traiettoria originaria degli elettroni, che preferiscono una direzione rispetto ad un'altra a seconda del loro spin.

Affinché il processo abbia una sezione d'urto accettabile, è necessario fare delle scelte ben precise: almeno 40 kV di potenziale, l'oro come metallo ed

angoli di $\pm 120^\circ$ ai quali vanno posizionati i rivelatori sensibili agli elettroni ricevuti. L'asimmetria dei segnali prodotti dai detector permette quindi di risalire statisticamente alla polarizzazione di spin del fascio di elettroni di partenza in quanto, come è stato scritto, la direzione di scattering è funzione dello spin dell'elettrone incidente.

3.2 STRUTTURA DEL SISTEMA

In figura 10 è mostrata la stazione usata ad Elettra: il campione è posizionato in una camera sperimentale in ultra alto vuoto e viene bombardato da un fascio di radiazioni. I test sono stati fatti con un cannone elettronico che riesce a simulare sia una sorgente impulsata come un FEL, sia una sorgente continua come un sincrotrone. L'ostacolo maggiore è stato realizzare un'elettronica flottante a causa dell'alta tensione presente proprio nella parte dei rivelatori. La figura 11 rappresenta lo schema a blocchi della parte elettrica ed elettronica. Il segnale proveniente dai detector (posti in vuoto) viene preamplificato e poi digitalizzato da dei convertitori analogico-digitali gestiti da una FPGA (Field Programmable Gate Array). Tutta questa sezione è riferita al potenziale di 40 kV necessario per accelerare gli elettroni. Per alimentare questa elettronica è stato scelto di impiegare un generatore accoppiato meccanicamente ad un motore riferito al potenziale di terra. Al fine di preservare l'isolamento, i due vengono collegati mediante una barra di materiale plastico che li distanzia di una misura sufficiente anche in caso si voglia aumentare il potenziale fino a 100 kV. Oltre al motore, la parte in bassa tensione comprende un'altra sezione digitale che tratta i dati. Di seguito verranno fornite alcune descrizioni più dettagliate, soprattutto della parte analogica che ha richiesto alcuni accorgimenti particolari.

3.2.1 Preamplificatori

I rivelatori utilizzati, chiamati PIPS (Passivated Implanted Planar Silicon), vengono prodotti da Canberra Industries e sono composti da una giunzione p-n planare di silicio [17]. Anche se principalmente vengono usati per la rivelazione di particelle pesanti quali neutroni o particelle α , riescono a fornire una buona risposta anche con gli elettroni, purché questi siano sufficientemente energetici. Il principio di funzionamento è quello classico dei rivelatori a stato solido usati come moltiplicatori di carica: la giunzione viene polarizzata inversamente a un potenziale ben definito, creando una regione di svuotamento. L'arrivo in questa zona di un elettrone porta alla generazione di un numero di coppie elettrone-lacuna: tale quantità dipende sia dal materiale utilizzato sia dall'energia delle particelle in arrivo. Nel nostro caso, possiamo dire che il numero medio di portatori di carica generato considerando l'arrivo di un singolo elettrone accelerato a 40 kV è:

$$N = \frac{E}{\epsilon} = \frac{40 \text{ keV}}{4 \text{ eV}} = 10\,000, \quad (18)$$

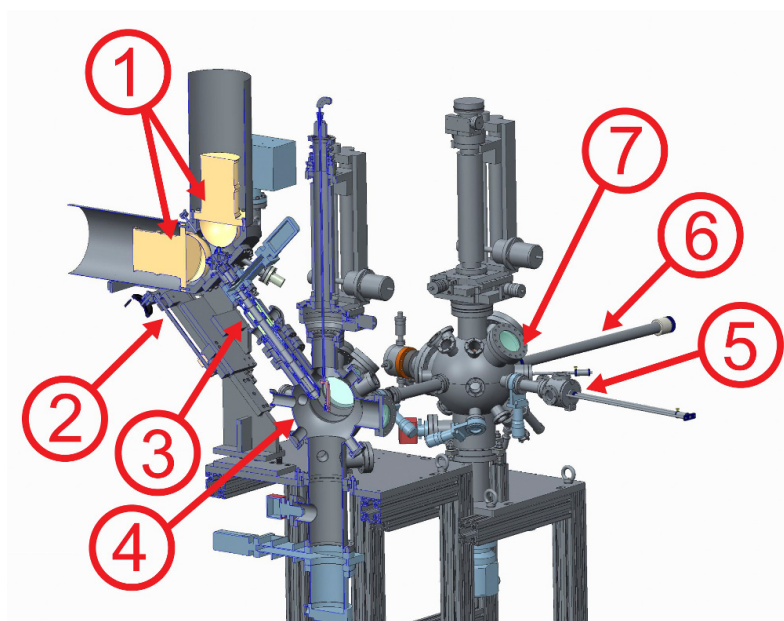


Figura 10: Rendering in 3D della stazione del progetto NFFA ad Elettra: si notano le parti contenenti i detector e la lamina d'oro (1), un gruppo di lenti elettrostatiche (3) e la camera principale contenente il campione (4) (immagine presa da [15]).

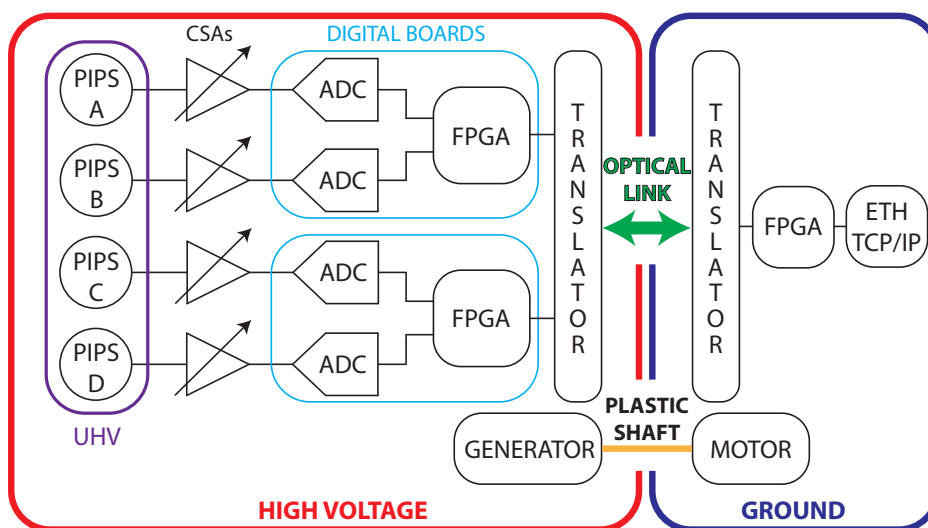


Figura 11: Schema a blocchi della sezione elettronica del Mott detector: la parte a sinistra nel riquadro rosso indica tutti i componenti flottanti riferiti a 40 kV, mentre quella a destra quelli riferiti a massa.

in quanto l'energia necessaria a generare una coppia di portatori viene fissata (sovrastimandola per sicurezza) in circa 4 eV per il silicio, ed è indipendente dall'energia dell'elettrone di partenza. Sapendo che la carica di un elettrone è pari a circa $1,6 \cdot 10^{-19}$ C, ogni singolo arrivo di un elettrone accelerato a 40 kV provoca quindi una carica di 1,6 fC all'uscita del rivelatore.

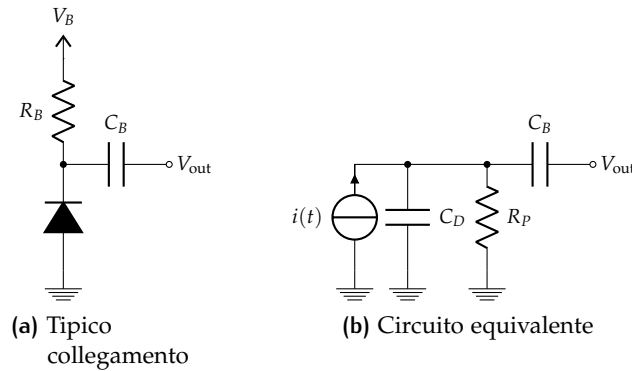
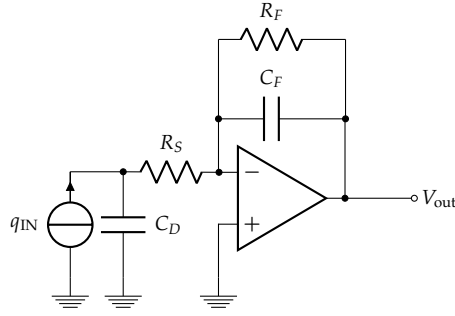


Figura 12: Tipico schema di collegamento di un detector al silicio e suo equivalente ai piccoli segnali.

Dal punto di vista circuitale, un tipico collegamento è mostrato in figura 12: il detector, che di fatto si comporta come un diodo, viene collegato a un potenziale V_B attraverso la resistenza R_B . Quest'ultima serve sia a limitare la corrente durante la fase di ricarica, sia ad isolare il detector da eventuali disturbi sull'alimentazione. La capacità di disaccoppiamento C_B elimina la tensione continua di polarizzazione copiando sul nodo V_{out} solo le variazioni di carica (e quindi di tensione) generate dal detector. Il modello equivalente ai piccoli segnali può essere visto come un generatore di corrente con in parallelo una capacità e una resistenza: la prima è pari a quella che si viene a creare nella regione di svuotamento, mentre la seconda risulta essere il parallelo tra R_B e quella intrinseca del rivelatore. Solitamente quest'ultima è più grande di quella di polarizzazione di alcuni ordini di grandezza, pertanto è lecito assumere $R_P \approx R_B$. Un possibile altro collegamento è quello che prevede di monitorare la corrente in uscita dal diodo interponendosi tra anodo e massa: nel nostro caso questa scelta non è stata possibile poiché l'anodo è stato collegato alla massa generale della camera in modo permanente.

Per amplificare il piccolo segnale presente in uscita dal detector, si è scelto di usare un *amplificatore di carica* realizzato mediante un amplificatore operazionale: per brevità in figura 13 viene mostrato solo lo schema semplificato, mentre la trattazione completa viene effettuata in appendice A. Sotto opportune condizioni (il circuito si comporta in questo modo tra due frequenze di taglio) è possibile dire che la tensione prodotta in uscita è pari alla carica di ingresso divisa per C_F .

Sempre in appendice viene analizzata la densità spettrale di rumore in tensione presente all'uscita. Essa viene riportata nell'equazione 22, dove i tre termini hanno la seguente interpretazione: i_n^2 è la densità spettrale del rumore in corrente dell'operazionale, e_{n,R_F}^2 è la densità spettrale del rumore



$$V_{\text{out}} = -\frac{q_{\text{IN}}}{C_F} \quad (19)$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_F C_F} \quad (20)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_S C_D} \quad (21)$$

Figura 13: Schema semplificato di un amplificatore di carica con amplificatore operazionale.

in tensione della resistenza di feedback R_F ed e_n^2 è la densità spettrale del rumore in tensione dell'operazionale.

$$e_{n,\text{out}}^2 = i_n^2 \cdot \left| \frac{R_F}{1 + f C_F R_F} \right|^2 + e_{n,R_F}^2 \cdot \left| \frac{1}{1 + f C_F R_F} \right|^2 + e_n^2 \cdot \left| 1 + \frac{C_D}{C_F} \right|^2; \quad (22)$$

Per fornire un'analisi quantitativa, è utile ricordare che i valori tipici di R_F e di C_F per ottenere un buon comportamento del sistema sono dell'ordine rispettivamente dei megaohm e dei picofarad; per questo motivo l'elevata capacità intrinseca dei PIPS, pari circa a 100 pF, rende ancora più critica la realizzazione del preamplificatore. La scelta della tipologia dell'operazionale risulta fondamentale per un risultato accettabile: di primo acchito si sarebbe portati a scegliere un modello che presenti il più basso rumore in tensione possibile.

La tabella 1 mette a confronto lo stato dell'arte delle due tipologie di operazionali ad alte prestazioni disponibili oggi sul mercato e compatibili con tale applicazione: quelli il cui stadio di ingresso è basato su una coppia differenziale di transistor ad effetto di campo (FET) e quelli basati su una classica coppia di transistor bipolari (BJT). Quest'ultima tuttavia ha un rumore in corrente ben 3 ordini di grandezza superiore: nessuna delle due opzioni riesce a garantire le prestazioni cercate, poiché inserendo i rispettivi valori nell'equazione 22, il rumore risulta essere superiore al segnale utile di ben 3 volte.

Tabella 1: Parametri di rumore a seconda della tipologia di operazionale: si considerano solo due modelli che sono allo stato dell'arte per quanto riguarda rumore e prodotto banda-guadagno.

Tipo	i_n	e_n
OPA659 (FET)	1,8 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	8,9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
ADA4899 (BJT)	2,6 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1,0 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

In letteratura il problema è ben noto [18, 19], e viene risolto mediante l'utilizzo di amplificatori di carica realizzati sia a componenti discreti [20], sia mediante la fabbricazione di ASIC specifici [21]. In questa applicazione

si è optato per una via intermedia illustrata in figura 14, interponendo tra la sorgente e un operazionale con ingresso a BJT un JFET in configurazione drain comune [22]. Tale soluzione permette di mantenere un basso rumore in tensione (a quello dell'operazionale si aggiunge quello del transistor, pari a circa $0,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) e un basso rumore in corrente, in quanto la sorgente di rumore non si chiude sulla resistenza di feedback, ma su quella di source del transistor (molto più piccola). Le resistenze R_1 ed R_2 formano un partitore di tensione, presente sia sul piedino invertente che su quello non invertente grazie alla massa virtuale. Trascurando la corrente assorbita dal piedino non invertente, la corrente di drain è impostata da R_T , polarizzando così il JFET ad un opportuno punto di lavoro.

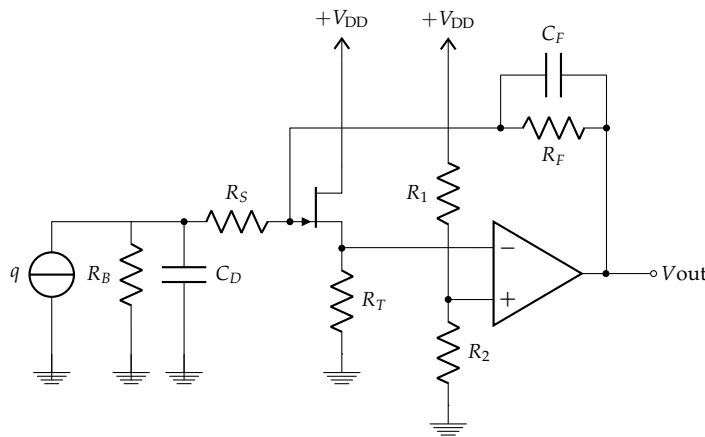


Figura 14: Schema di un amplificatore di carica composito.

Scegliendo $R_F = 1 \text{ M}\Omega$, $C_F = 2 \text{ pF}$ e $R_S = 22 \Omega$, il singolo evento che genera una carica di $1,6 \text{ fC}$ produce in uscita una tensione di circa $0,8 \text{ mV}$, mentre la densità spettrale di rumore in uscita si attesta sui $51 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Integrando questo risultato sulla banda di interesse (tra f_H e f_L), si ottengono circa $430 \mu\text{V}$, un livello sufficientemente basso da permettere la rilevazione degli impulsi dovuti a singoli elettroni che colpiscono il detector.

Successivamente a questo, sono presenti altri due stadi di amplificazione a guadagno variabile per avere maggiore libertà di scegliere la sorgente che illumina il campione: con l'impulso proveniente dai FEL o dai laser HHG (High Harmonic Generator) ci si aspetta un segnale molto più intenso rispetto a quello dovuto a luce di sincrotrone.

3.2.2 Elettronica digitale

La sezione digitale è divisa in due parti. La scheda allocata nella zona in alta tensione ha il compito di digitalizzare i segnali provenienti dai pre-amplificatori mediante dei convertitori analogico-digitali da 16 bit capaci di campionare fino a 160 MS/s gestiti da una FPGA.

La sfida principale del progetto è consistita nel dimostrare che misurando l'ampiezza dei quattro impulsi provenienti dai detector e trattando i loro rapporti con l'algoritmo difference-over sum, si ottengano risultati coerenti

con l'approccio classico misurante i conteggi, possibile solo con una sorgente continua. Per questo motivo l'elettronica di acquisizione è stata sviluppata utilizzando un'architettura estremamente versatile, dove fosse possibile effettuare sia l'acquisizione in conteggio, sia valutando le ampiezze del segnale, senza dover cambiare di volta in volta il setup. Variando solo i parametri della sorgente di elettroni (in questo caso un cannone elettronico utilizzato in modo continuo o in "choppered mode", cioè impulsato) è possibile acquisire il numero di conteggi e parallelamente memorizzare in un buffer circolare una sequenza di campioni provenienti dagli ADC con la medesima elettronica; i dati vengono così raccolti permettendo di ottenere anche la forma dell'impulso fornito dai detector.

La scheda a potenziale di terra riceve i segnali da quella in alta tensione attraverso delle fibre ottiche, garantendo così l'isolamento tra le due zone. In questa parte si processano i dati ottenuti attraverso il collegamento ottico seguendo il protocollo TCP su un link Ethernet a 100 Mbit/s: questa scelta è stata fatta sia per avere una buona velocità, sia per rendersi indipendenti da schede di acquisizione proprietarie. Infatti qualunque computer con un'interfaccia di rete Fast Ethernet risulta adeguato alla ricezione dei dati.

3.3 RISULTATI

Al fine di verificare le prestazioni del sistema, sono stati confrontati i risultati ottenuti in acquisizione tradizionale, quindi continua, e quella impulsata. Come riferimento si è misurato il ciclo di isteresi di un campione magnetico preparato per l'occasione depositando un film di ferro-silicio. Un cannone elettronico illumina il campione e permette di poter passare da un regime di funzionamento all'altro senza toccare il setup sperimentale.

Se nel caso continuo la misura dell'asimmetria utilizzando la DoS restituisce dei valori non influenzati dalle distorsioni viste nel capitolo 2 (vengono misurati dei conteggi e si calibra facilmente il sistema con una condizione di zero conteggi sotto una certa soglia), nel caso pulsato la situazione è più critica. Infatti, come è visibile in figura 15, ogni catena di acquisizione ha una risposta diversa. Pertanto è stato necessario rielaborare i dati con un algoritmo che calcola per ogni curva l'offset e lo sottrae, sfruttando il fatto che prima dell'impulso vi è sempre una baseline di riferimento; inoltre per calibrare il guadagno si è scelta una configurazione di partenza dove non vi sono asimmetrie ottenendo le varie risposte di riferimento dei canali. La figura 16 confronta direttamente i risultati ottenuti: sia la traccia rossa (rappresentante la modalità continua) che quella nera (modalità impulsata) rappresentano lo stesso ciclo di isteresi; la modalità impulsata risulta più rumorosa in quanto l'energia di eccitazione fornita dal cannone elettronico è sì più elevata di quella del caso continuo, ma applicata per un tempo molto minore (circa 1 μ s). Raggiungere la stessa energia equivalente equivarrebbe ad aumentare di molto l'intensità del cannone, cosa che purtroppo porta in saturazione i rivelatori.

Ciononostante, il risultato sperimentale è stato considerato eccellente in quanto ha dato chiara indicazione della possibilità di utilizzare segnali fortemente impulsati per eseguire analisi di spin; per eventuali approfondimenti si rimanda all'articolo pubblicato [15]. Attualmente si sta lavorando ad un'elettronica capace di prestazioni superiori sia dal punto di vista del campionamento, sia sul piano del trasferimento dati, con l'obiettivo di poter usare come sorgente un laser HHG capace di fornire impulsi con una frequenza di ripetizione pari o superiore a 1 kHz.

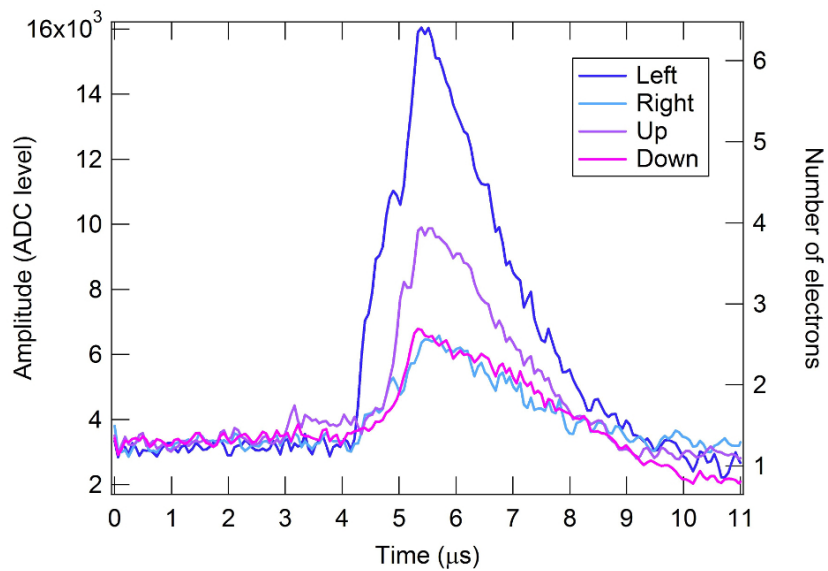


Figura 15: Impulsi provenienti dai detector e digitalizzati dagli ADC: la scala a destra indica quanti elettroni hanno originariamente colpito i rivelatori (immagine presa da [15]).

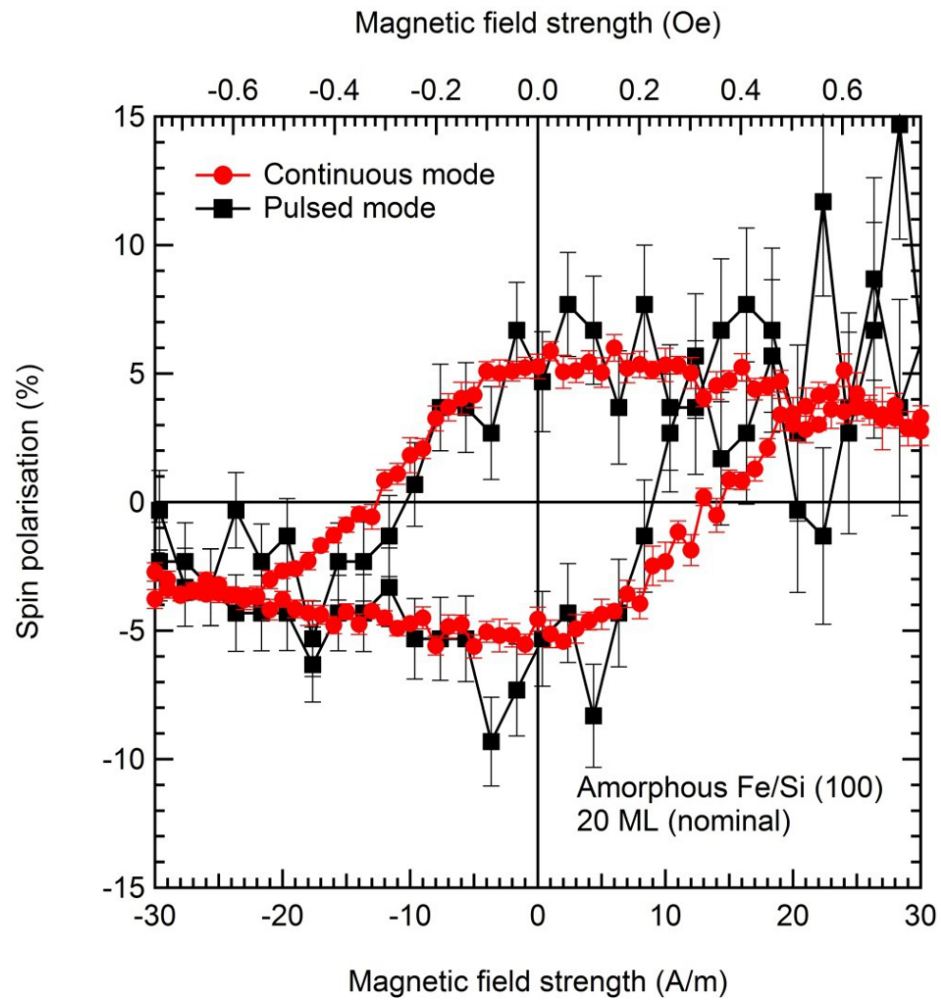


Figura 16: Misura dell'isteresi magnetica di un campione di ferro-silicio di spessore 20 strati molecolari (ML) mediante i due metodi: la traccia rossa in conteggio, mentre la nera con l'acquisizione pulsata (immagine presa da [15]).

4

BEAM POSITION MONITORS

Con il termine Beam Position Monitors (BPM) si indica il sistema di diagnostica *non distruttivo* (ovvero non perturbante il fascio) che permette la misurazione della posizione del centro di massa del fascio. Tra gli esperti del settore è prassi comune aggiungere il suffisso *pick-up* (BPM-PU) o *electronics* (BPM-electronics) all'acronimo per riferirsi alle due componenti principali del sistema, ovvero i trasduttori che rilevano il passaggio delle cariche e l'elettronica di acquisizione che processa il segnale proveniente da questi ultimi. Entrambi hanno numerose tipologie di implementazione, anche molto diverse fra loro a seconda delle particelle di cui è costituito il fascio, delle sue proprietà (velocità e lunghezza dei bunch) e delle caratteristiche della lettura della posizione che si vogliono ottenere (sensibilità, risoluzione, range dinamico, ...).

In questo capitolo si esporranno prima alcune assunzioni basilari riguardo ai BPM, come il principio di funzionamento ed alcuni termini specifici dell'ambito, per poi passare a trattare in maniera formale sia il modo in cui i trasduttori generano i segnali di uscita a partire dal fascio, sia il segnale stesso. Verranno quindi analizzate diverse tipologie di BPM pick-up mettendo a confronto le loro peculiarità, spostandosi in seguito sulle applicazioni più frequenti che utilizzano l'informazione riguardante la posizione. Infine si esamineranno le architetture delle elettroniche di processing disponibili, focalizzando l'attenzione su quella che attualmente garantisce prestazioni allo stato dell'arte.

4.1 PROPRIETÀ ELETTROMAGNETICHE

La totalità dei pick-up analizzati in questo documento sfrutta un accoppiamento di tipo elettromagnetico. Infatti, un fascio di particelle cariche viaggiante a una velocità $v_b = \beta_b \cdot c$ (dove c è la velocità della luce) in una camera conduttiva circolare di raggio b , genera sia un campo elettromagnetico che lo accompagna, sia una densità di corrente indotta (o *immagine*) uniformemente distribuita sulle pareti, della stessa intensità di quella del fascio ma di polarità opposta. In base alle trasformazioni relativistiche di Lorentz, la velocità del fascio gioca un ruolo fondamentale nel modificare la struttura del campo elettromagnetico prodotto: mentre le componenti parallele sia del campo magnetico che di quello elettrico non variano nei due sistemi di riferimento considerati (quello del fascio e quello solidale alla camera), quelle trasverse (o perpendicolari) scalano con il fattore di Lorentz γ , ovvero:

$$\mathbf{E}'_{\parallel} = \mathbf{E}_{\parallel} \quad \mathbf{B}'_{\parallel} = \mathbf{B}_{\parallel} \quad (23)$$

$$\mathbf{E}'_{\perp} = \gamma \mathbf{E}_{\perp} \quad \mathbf{B}'_{\perp} = \gamma \mathbf{B}_{\perp} \quad (24)$$

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta_b^2}} \quad (25)$$

dove si può vedere che queste ultime (denotate con l'apice) aumentano con l'incrementare della velocità del fascio. La figura 17 illustra il fenomeno: per velocità non relativistiche le linee di campo che vanno dalle particelle cariche alla camera hanno un'estensione longitudinale finita lungo l'asse della camera e *precedono* il fascio, rendendo difficoltosa la misura. Aumentando la velocità, il campo si contrae (contrazione di Lorentz) e diventa un campo TEM (*transverse electromagnetic*): non vi sono componenti di campo magnetico od elettrico nella direzione di propagazione z e i due campi sono perpendicolari fra loro. La sostituzione del fascio con un'onda TEM risulta un'ottima approssimazione anche per velocità inferiori; solo se $\beta_b < 0,5$ sono necessarie delle modifiche al modello. Questa condizione assicura che vi è campo *solo* nel punto di passaggio del fascio: i pick-up captano questo campo, o la corrispondente corrente indotta, e restituiscono una grandezza proporzionale ad esso. Risulta utile notare che con tali tecniche è possibile misurare solo la componente variabile nel tempo (cioè alternata) del fascio e non quella continua.

In alcuni testi si analizzano i pick-up in maniera separata tra quelli che rilevano l'onda TEM e quelli che rilevano la corrente indotta sulla parete: va precisato che non c'è differenza fra loro. Supponendo che $I_b(t)$ sia la corrente del fascio situata nel centro della camera di raggio b , il campo magnetico azimutale da essa prodotto è $H_{\theta}(r, t) = I_b(t)/2\pi r$. Se consideriamo l'equazione di Maxwell per il campo magnetico nella componente z , $[\nabla \times \mathbf{H}(t)]_z = J_z(t)$, la discontinuità dovuta alla parete metallica in $r = b$ impone come condizione al contorno $J_z(b, t) = H_{\theta}(b, t)$. Per questo motivo è possibile considerare in maniera del tutto indifferente la densità di corrente sulle pareti o l'onda TEM come sorgente del segnale.

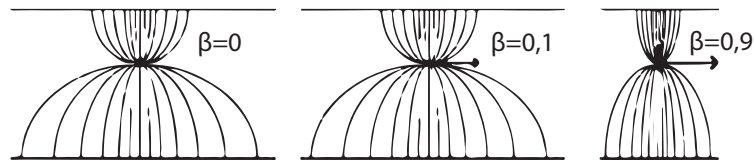


Figura 17: Contrazione delle linee di campo elettrico al variare della velocità del fascio.

4.2 ELENCO DELLE CARATTERISTICHE

Sia nella realizzazione che nella caratterizzazione di un sistema BPM vengono usati spesso dei termini che possono risultare di non immediata comprensione. Per fare chiarezza, li analizzeremo in questa sezione, cercando di dare una breve descrizione per ciascuno di essi.

ACCURATEZZA si riferisce all'abilità del sistema di misurare la posizione rispetto a un punto fisso o qualsiasi altro asse noto preso come riferimento. Ad esempio nei sincrotroni si prende come centro assoluto il centro magnetico del quadrupolo più vicino, o addirittura spesso pick-up e magneti sono solidali fra loro. Il motivo è dovuto al fatto che se il fascio non è perfettamente al centro, il quadrupolo si comporta da dipolo distorcendo l'orbita con ripercussioni sulla stabilità di essa all'interno dell'anello di accumulazione. I fattori limitanti l'accuratezza sono principalmente di natura meccanica (errori di allineamento, tolleranze meccaniche) ma anche elettronica (drift degli amplificatori, interferenze elettromagnetiche, rumore).

RISOLUZIONE indica la capacità di misurare piccoli spostamenti del fascio. Differisce dall'accuratezza in quanto le variazioni considerate sono *relative* e non assolute; solitamente la risoluzione di un sistema è maggiore della sua accuratezza, e dipende fortemente dal tempo di misura. È possibile aumentarla grazie a tecniche di filtraggio e mediando più letture. Dipende quasi completamente dal rumore dell'elettronica e dall'intensità del segnale prodotto dal fascio.

LARGHEZZA DI BANDA questo termine a sua volta può avere due interpretazioni: larghezza di banda *analogica* e larghezza di banda *di acquisizione* o *di aggiornamento*. La prima indica l'intervallo di frequenze alle quali opera l'elettronica che preamplifica il segnale proveniente dai trasduttori, ed è da limitare con filtri analogici al fine di ridurre il rumore; la seconda è legata alla frequenza di aggiornamento dei dati in uscita dal sistema: per aumentare la risoluzione è possibile ridurre la frequenza considerando una finestra di acquisizione di durata maggiore.

SENSITIVITÀ è la costante proporzionale tra la posizione del fascio e l'intensità del segnale. Si definisce usando le derivate sia nel caso lineare che in quello logaritmico:

$$S_x(x) = \frac{d}{dx} \left(\frac{\Delta U_x}{\Sigma U_x} \right) \quad S_x(x) = \frac{d}{dx} \left(\log \frac{U_R}{U_L} \right) \quad (26)$$

dove si è preso come esempio la direzione orizzontale x ottenuta tramite l'algoritmo DoS e tramite quello *log-ratio* (U_L e U_R sono rispettivamente i segnali provenienti da sinistra e da destra). Si misura in %/mm nel caso lineare (usando la DoS come visto nel cap. 2) oppure in dB/mm nel caso logaritmico che verrà discusso in seguito. Per spostamenti di piccola entità ci si aspetta un valore costante, mentre per

ampie variazioni può essere soggetta a fenomeni non lineari ed a una dipendenza dalla frequenza. Spesso viene usato l'inverso di S , chiamato $k = 1/S$ ed avente come unità di misura una lunghezza (l'esempio nel capitolo 2 prendeva $k = r$).

RANGE DINAMICO si riferisce all'intervallo di variazione dell'intensità del fascio nel quale ci si aspetta che il sistema lavori correttamente. Ad esempio, per un sincrotrone, la posizione deve essere corretta sia con poca corrente in macchina, sia ad accumulazione completata. L'adattamento a livelli di segnale in ingresso diversi di solito viene effettuato mediante amplificatori a guadagno variabile. È auspicabile inoltre che la posizione non dipenda dal livello del segnale in ingresso in tutto il range specificato.

RAPPORTO SEGNALE-RUMORE comunemente indicato come SNR, è il rapporto tra la potenza del segnale utile e la potenza del rumore. Quest'ultimo non comprende solo quello termico, ma anche quello dovuto a interferenze elettromagnetiche causate da dispositivi vicini.

Solitamente è molto difficile, se non impossibile, realizzare un sistema che eccella su tutti i fronti: sono necessari dei compromessi per portare a termine un risultato che sia accettabile per l'applicazione specifica.

4.3 SEGNALI DA FASCI NON CENTRATI

Nel capitolo 2 è stato fatto l'esempio di calcolo della posizione considerando un fascio centrato e due elettrodi laterali che ne captano la corrente indotta. Di seguito si tratterà il caso di un fascio non centrato, ipotizzando una camera circolare di raggio b e una corrente di sezione trascurabile I_b posizionata ad un angolo θ ed ad una distanza r dal centro (figura 18), praticamente un modello quasi elettrostatico in due dimensioni. All'interno della camera si può risolvere l'equazione di Laplace in coordinate polari, trovando prima il potenziale V , poi passando al campo elettrico \mathbf{E} con l'operatore gradiente ($-\nabla V = \mathbf{E}$) e al teorema di Gauss $\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho/\epsilon_0$ che porta alla densità di corrente sulla parete in funzione di φ , ovvero [23, 24]:

$$J(b, \varphi, t) = \frac{-I_b(t)}{2\pi b} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{r}{b}\right)^n \cos n(\varphi - \theta) \right] \quad (27)$$

dove la sommatoria infinita è tipica delle soluzioni nella geometria circolare o cilindrica. È possibile ottenere un risultato in forma chiusa usando il metodo delle immagini, ovvero supponendo di avere all'esterno della camera una corrente (e quindi una carica) di segno opposto, e di imporre le dovute condizioni al contorno alle componenti dei campi elettrici generati [24, 25]. Tale calcolo, usando sempre il teorema di Gauss, porta a:

$$J(b, \varphi, t) = \frac{-I_b(t)}{2\pi b} \left[\frac{b^2 - r^2}{b^2 + r^2 - 2br \cos(\varphi - \theta)} \right] \quad (28)$$

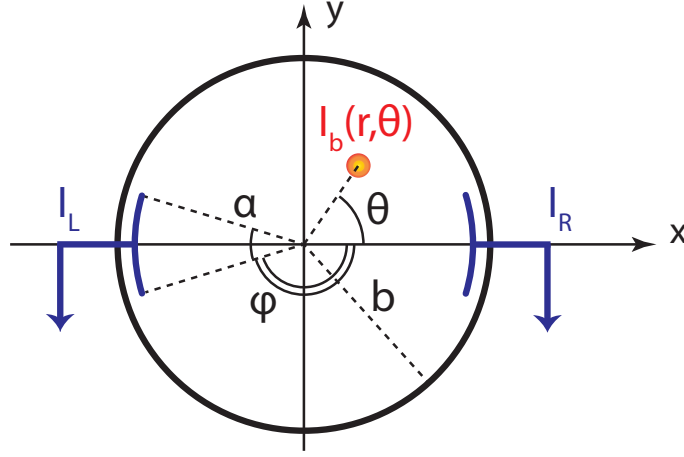


Figura 18: Modello geometrico con coordinate polari utilizzato per il calcolo della densità di corrente in caso di fascio non centrato.

equivalente alla precedente. Tuttavia, per calcolare la corrente che scorre su due elettrodi posti a 0° e a 180° di ampiezza angolare α è necessario valutare il seguente integrale:

$$I_{PU}(t) = \int_{-\alpha/2}^{+\alpha/2} b \cdot J(b, \varphi, t) d\varphi \quad (29)$$

il quale fa propendere per l'uso dell'equazione 27, in quanto l'integrale della 28 non è di banale risoluzione [25]. Chiamando I_R e I_L le correnti rispettivamente dell'elettrodo destro e di quello sinistro otteniamo [26]:

$$I_R(t) = \frac{-I_b(t)\alpha}{2\pi} \left[1 + \frac{4}{\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{b}\right)^n \cos(n\theta) \sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \right] \quad (30)$$

$$I_L(t) = \frac{-I_b(t)\alpha}{2\pi} \left\{ 1 + \frac{4}{\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\frac{r}{b}\right)^n \cos(n\theta) \sin\left[n\left(\pi + \frac{\alpha}{2}\right)\right] \right\}. \quad (31)$$

Passando alle coordinate cartesiane, quindi $x = r \cos \theta$ e $y = r \sin \theta$, si può notare che una semplice differenza tra le due correnti porta ad un comportamento non affatto lineare. La situazione migliora considerando la DoS dei due segnali:

$$\frac{I_R - I_L}{I_R + I_L} = \frac{4 \sin(\alpha/2)}{\alpha} \cdot \frac{x}{b} + O\left(\frac{x^3}{b^3}\right) + O\left(\frac{xy^2}{b^3}\right) \quad (32)$$

dove con O si indicano i termini di ordine superiore. Per un comportamento più lineare è possibile valutare il rapporto tra I_R e I_L espresso in dB:

$$20 \log_{10} \left(\frac{I_R}{I_L} \right) = \frac{\sin(\alpha/2)}{\alpha} \cdot \frac{x}{b} + O\left(\frac{x^3}{b^3}\right) + O\left(\frac{xy^2}{b^3}\right). \quad (33)$$

In entrambe le equazioni, i termini di ordine superiore giocano un ruolo differente a seconda della zona considerata; se è di interesse solo la parte centrale, questi possono venire trascurati, approssimando la sensitività S_x con una costante che dipende dalla dimensione degli elettrodi senza commettere grossi errori. Nei casi reali tuttavia non sempre è così facile ricondursi al modello sopra descritto per molteplici motivi: ad esempio le camere non sono circolari e gli elettrodi non sono connessi allo stesso potenziale della camera. Pertanto per S_x si usa spesso un valore mediato trovato empiricamente con delle calibrazioni. Se è necessaria una maggiore precisione sia al centro che nelle zone più esterne, è d'obbligo la correzione della posizione dopo la lettura con delle funzioni polinomiali che tengano conto delle varie non idealità e dei termini sopra trascurati.

Nelle figure che seguono si è prima considerato il caso di una camera di raggio b da 20 mm: la figura 19 mostra la risposta in tutta la sezione della camera considerando la differenza tra le correnti, mentre la figura 20 considerando la somma su differenza. Le scale sono diverse per migliorare la chiarezza dei grafici, ma si nota comunque a livello qualitativo che la DoS riesce a essere più lineare della sola differenza in una sezione più ampia. Non è stato riportato il caso log-ratio in quanto molto simile alla DoS e difficile da apprezzare sul grafico. Le figure 21 e 22 confrontano le tre possibilità di calcolo sopra menzionate fissando la coordinata y prima vicina al centro, ovvero a -1 mm e poi molto esterna, a -11 mm. Rispetto al caso ideale si può osservare che la DoS e il rapporto tra i logaritmi garantiscono una buona linearità; questa tuttavia viene a mancare per tutti i metodi di calcolo quando la coordinata y è molto fuori centro.

Riducendo il raggio della camera a 10 mm, le figure 23 e 24 mostrano come la non linearità emerge già a $y = -5$ mm: ciò è dovuto a causa del cambio di scala introdotto dalla variazione delle dimensioni della camera. Vista la tendenza delle macchine di quarta generazione ad adottare camere di raggio simile a questo, si capisce l'importanza rivestita dalla risoluzione ottenibile dai sistemi BPM al fine di lavorare il più possibile al centro per mantenere la linearità.

4.4 TRATTAMENTO DEL SEGNALE PER PICK-UP CAPACITIVI

La categoria dei pick-up capacitivi prevede che questi consistano in un anello o in un piatto inserito nella camera: su di questo si induce una carica proporzionale a quella del fascio (come visto in fig. 18). Supponendo che la corrente del fascio sia $I_b(t)$ ed abbia una velocità $v_b = \beta_b \cdot c$, la sua carica è:

$$q_b(t) = \frac{I_b(t)}{\beta_b c}. \quad (34)$$

Sulla superficie del pick-up appare una carica di segno opposto e proporzionale sia alla dimensione angolare α che alla lunghezza longitudinale l (lungo

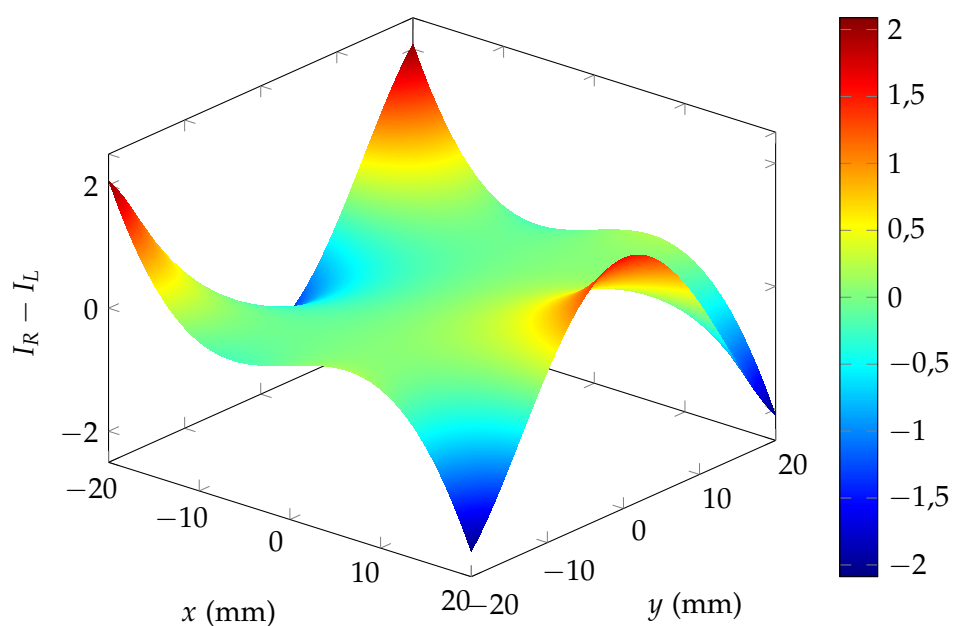


Figura 19: Risposta in tutta la sezione della camera considerando la differenza delle correnti, raggio di 20 mm e sezione angolare degli elettrodi di 36° .

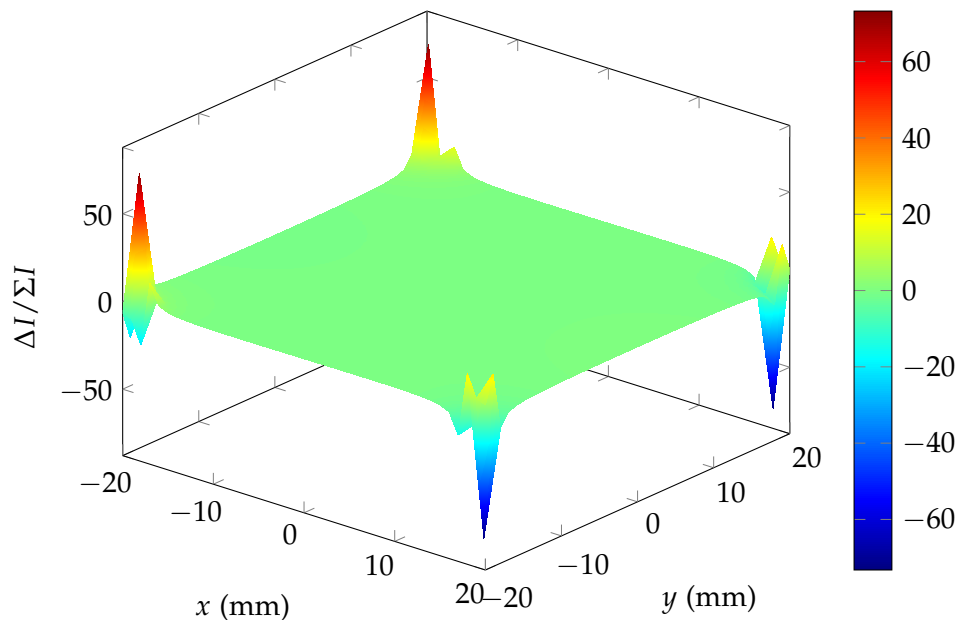


Figura 20: Risposta in tutta la sezione della camera considerando la somma su differenza delle correnti, raggio di 20 mm e sezione angolare degli elettrodi di 36° .

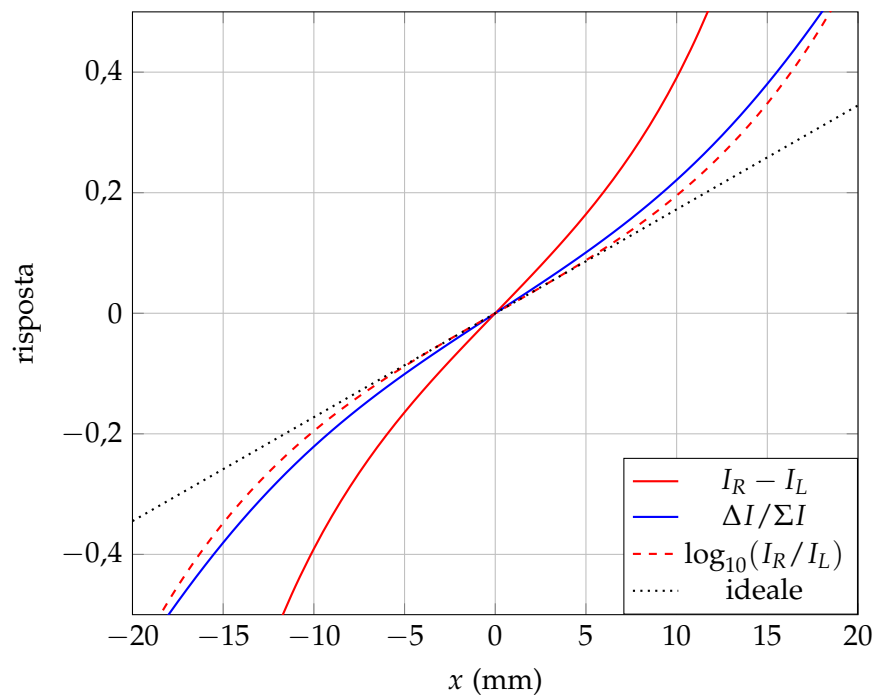


Figura 21: Confronto tra le varie posizioni ottenute a seconda del metodo utilizzato ponendo la coordinata $y = -1$ mm. Il raggio della camera è $b = 20$ mm e la sezione angolare degli elettrodi è 36° .

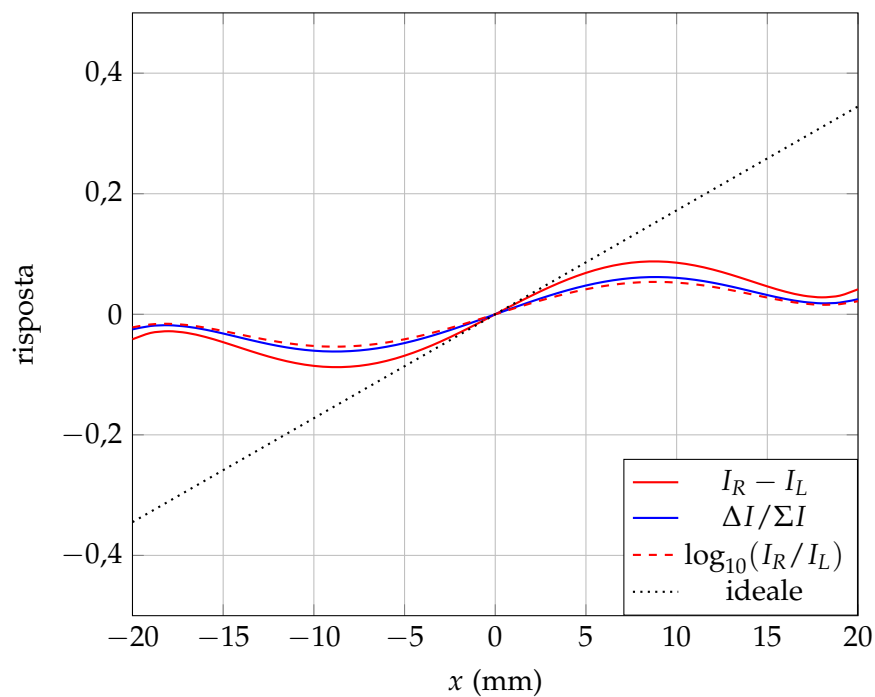


Figura 22: Confronto tra le varie posizioni ottenute a seconda del metodo utilizzato ponendo la coordinata $y = -11$ mm. Si nota la risposta fortemente non lineare di tutti i metodi. Il raggio della camera è $b = 20$ mm e la sezione angolare degli elettrodi è 36° .

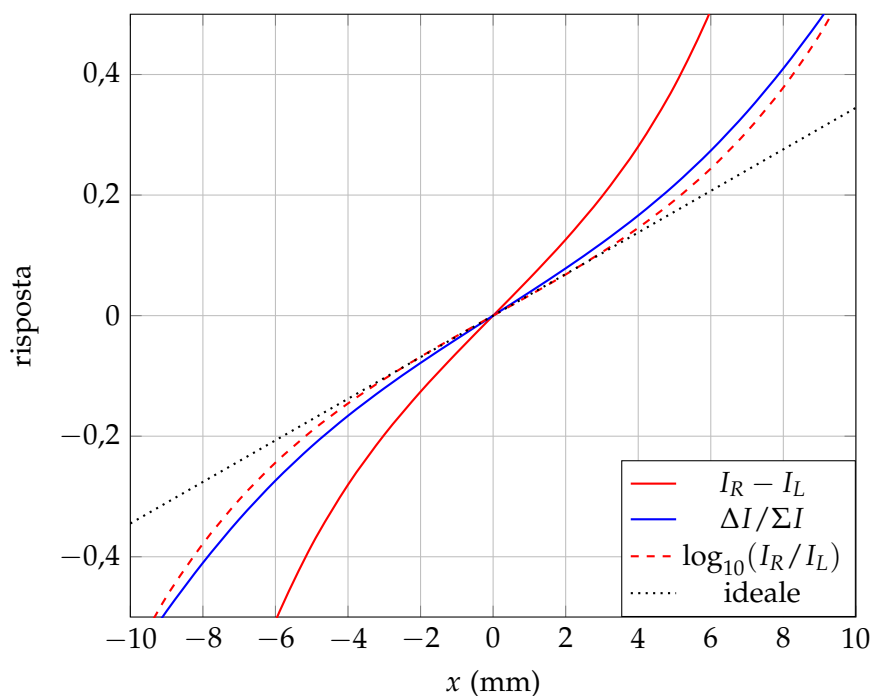


Figura 23: Confronto tra le varie posizioni ottenute a seconda del metodo utilizzato ponendo la coordinata $y = -1$ mm. Il raggio della camera è $b = 10$ mm e la sezione angolare degli elettrodi è 36° .

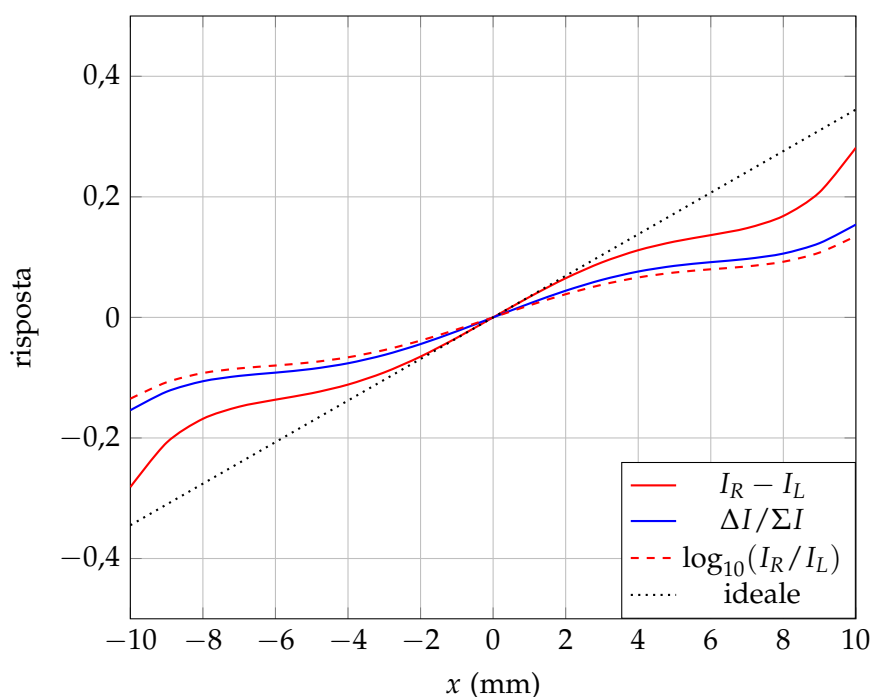


Figura 24: Confronto tra le varie posizioni ottenute a seconda del metodo utilizzato ponendo la coordinata $y = -5$ mm. Il raggio della camera è $b = 10$ mm e la sezione angolare degli elettrodi è 36° .

z) di esso. Supponendo che sia posizionato sul bordo della camera, ovvero $r = b$, abbiamo:

$$q_{\text{PU}}(t) = -q_b(t) \cdot \frac{\alpha l}{2\pi} = -\frac{I_b(t)}{\beta_b c} \cdot \frac{\alpha l}{2\pi}. \quad (35)$$

Per trovare la corrente che fluisce dall'elettrodo è sufficiente farne la derivata rispetto al tempo cambiata di segno (consideriamo la corrente *uscende* dall'elettrodo):

$$I_{\text{PU}}(t) = -\frac{dq_{\text{PU}}(t)}{dt} = \frac{\alpha l}{2\pi} \cdot \frac{1}{\beta_b c} \cdot \frac{dI_b(t)}{dt}. \quad (36)$$

Risulta conveniente passare al dominio della frequenza considerando la trasformata di Fourier della corrente:

$$\mathcal{I}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c} \cdot i\omega \mathcal{I}_b(\omega); \quad (37)$$

dove si nota che la derivata è stata convertita nel termine $i\omega$: non ci può essere nessuna componente continua della corrente. Ora assumiamo che tra l'elettrodo e il piano di massa riferito alla camera vi sia una certa capacità C , intrinseca oppure aggiunta esternamente. La corrente carica la capacità generando in uscita una tensione $\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega)$,

$$\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\mathcal{I}_{\text{PU}}(\omega)}{i\omega C} = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c C} \cdot \mathcal{I}_b(\omega). \quad (38)$$

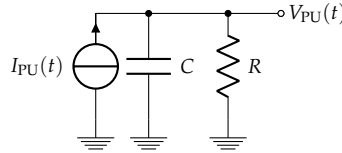


Figura 25: Modello equivalente di un pick-up capacitivo.

Nel caso reale si include in parallelo alla capacità C una resistenza di scarica R per prevenirne la saturazione ed evitare eccessivi picchi di tensione: molto spesso questa è la resistenza di ingresso del primo stadio di amplificazione. Questo arrangiamento porta al modello equivalente con un generatore di corrente in figura 25. Si modifica quindi anche la funzione di trasferimento vista nell'equazione precedente, con $\mathcal{Z}_{\text{eq}}(\omega) = R/(1 + i\omega RC)$:

$$\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega) = \mathcal{Z}_{\text{eq}}(\omega) \cdot \mathcal{I}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c} \cdot \frac{R}{1 + i\omega RC} \cdot i\omega \mathcal{I}_b(\omega). \quad (39)$$

Raccogliendo in maniera opportuna si ottiene:

$$\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c C} \cdot \frac{i\omega RC}{1 + i\omega RC} \cdot \mathcal{I}_b(\omega) = \mathcal{Z}_t(\omega, \beta) \cdot \mathcal{I}_b(\omega), \quad (40)$$

dove $\mathcal{Z}_t(\omega, \beta)$ viene chiamata *impedenza di trasferimento longitudinale*, quantità che dipende dalla frequenza, dalla velocità del fascio e dai parametri geometrici dell'elettrodo. Il comportamento in frequenza è quello di un filtro

passa alto la cui frequenza di taglio è $f_T = 1/(2\pi RC)$. Mentre C è definita da parametri costruttivi, R può essere scelta per adattare la banda del filtro in base al segnale che ci si aspetta. Le figure 26 e 27 mostrano la funzione di trasferimento in modulo e fase con C fissata a 100 pF per tre valori di R : all'aumentare della resistenza si abbassa la frequenza di taglio.

Possiamo quindi notare due regimi di funzionamento a seconda della frequenza considerata: se quest'ultima è superiore alla frequenza di taglio, il termine $i\omega RC/(1+i\omega RC)$ tende a 1, garantendo una proporzionalità diretta mantenendo la stessa struttura temporale tra la tensione ai capi dell'elettrodo e la corrente del fascio anche nel dominio del tempo:

$$\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c C} \cdot \mathcal{I}_b(\omega) \longrightarrow V_{\text{PU}}(t) = \frac{\alpha l}{2\pi\beta_b c C} \cdot I_b(t). \quad (41)$$

Se invece la frequenza è inferiore, il termine tende a $i\omega RC$, ovvero la tensione è proporzionale alla derivata della corrente:

$$\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega) = \frac{\alpha l R}{2\pi\beta_b c} \cdot i\omega \mathcal{I}_b(\omega) \longrightarrow V_{\text{PU}}(t) = \frac{\alpha l R}{2\pi\beta_b c} \cdot \frac{dI_b(t)}{dt}, \quad (42)$$

ovvero si viene a perdere l'indicazione della struttura temporale, e quindi la *forma* del segnale originario. Ad esempio, considerando un bunch di correnti di forma gaussiana con codominio solo positivo, la tensione sull'elettrodo sarà la sua derivata ed avrà un andamento bipolare. Per ricostruirla, una strategia più agevole può essere quella di lavorare nel dominio della frequenza: conoscendo $V_{\text{PU}}(t)$, si trasforma ricavando $\mathcal{V}_{\text{PU}}(\omega)$. Questa ultima quantità può venire semplicemente divisa per $\mathcal{Z}_t(\omega, \beta)$ che contiene tutti i fattori correttivi necessari per ricavare $\mathcal{I}_b(\omega)$. A questo punto, antitrasformando si ottiene $I_b(t)$.

4.4.1 Caso di multi bunch

Fino ad ora è stato considerato sempre di avere un singolo bunch di correnti nella camera. Nella maggioranza delle applicazioni gli acceleratori generano un treno di bunches spaziatosi dalla frequenza operativa dell'acceleratore. Inoltre, considerando il caso di un anello di accumulazione, il passaggio si ripete ad un intervallo specificato dalla frequenza di rivoluzione. Lo spettro della tensione in uscita sarà pertanto composto sia da linee alla frequenza operativa e alle sue armoniche, sia da queste ultime spaziate dalla frequenza di rivoluzione. Ad Elettra la frequenza operativa è di $f_{\text{op}} = 499,654$ MHz e la frequenza di rivoluzione è pari a $f_{\text{riv}} = 1,156$ MHz. Pertanto lo spettro conterrà delle linee a $f_{\text{hr}} = (f_{\text{op}} \pm n f_{\text{riv}})$. Le figure 28 e 29 mostrano rispettivamente nel dominio del tempo e della frequenza il segnale in uscita dai pick-up a bottone posti sull'anello di accumulazione di Elettra.

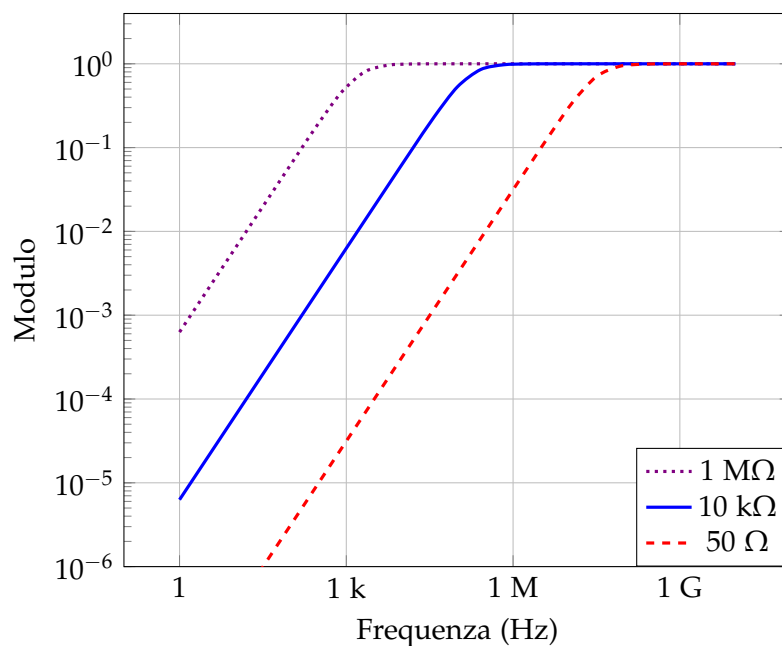


Figura 26: Andamento in frequenza del modulo del filtro passa alto considerato in scala logaritmica. I grafici sono stati ottenuti con $C = 100\text{ pF}$ e diversi valori di R .

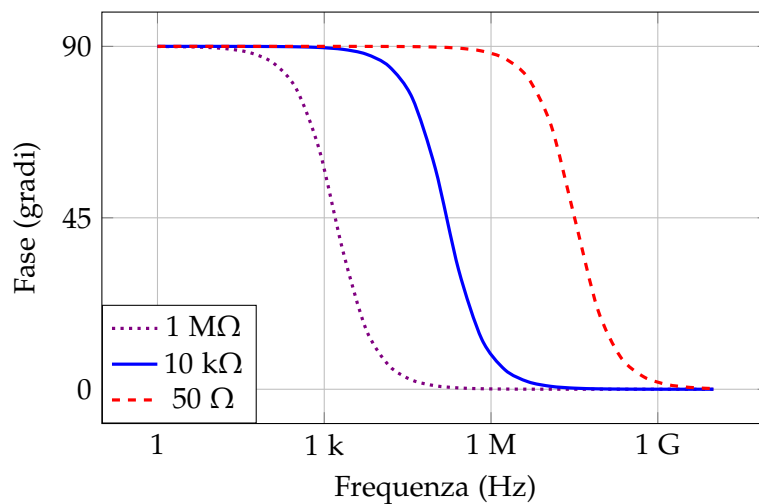


Figura 27: Andamento in frequenza della fase del filtro passa alto considerato in scala semilogaritmica. I grafici sono stati ottenuti con $C = 100\text{ pF}$ e diversi valori di R .



Figura 28: Tensione misurata in uscita dai quattro pick-up con un oscilloscopio: si possono vedere le forme d'onda corrispondenti alla derivata dei singoli bunch.

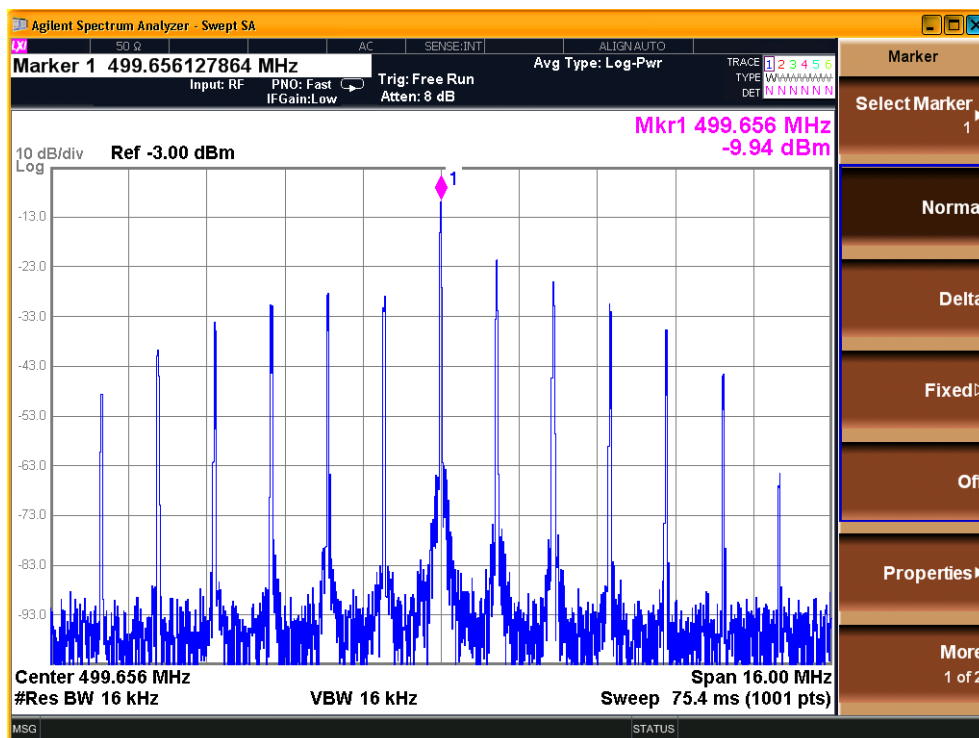


Figura 29: Spettro della tensione di uscita di un singolo pick-up: notare la fondamentale a f_{op} e le armoniche spaziate di f_{riv} .

4.5 TIPI DI PICK-UP

In questa sezione esamineremo alcuni tipi di pick-up usati comunemente negli acceleratori: i *linear-cut* o *shoe-box* BPM, i *button* BPM e infine gli *stripline* BPM, mettendoli a confronto su vari aspetti.

4.5.1 Pick-up di tipo linear-cut

I linear-cut BPM hanno questa denominazione perché garantiscono una lettura della posizione lineare anche in presenza di fasci non centrati. Inoltre presentano un elevato livello del segnale in uscita. Una loro possibile realizzazione si ottiene mediante un tubo conduttivo di lunghezza $2l$ con le estremità aperte che circonda il fascio (spesso viene usata una forma rettangolare anziché circolare); se il tubo viene tagliato diagonalmente si ottengono due elettrodi (figura 30). La lunghezza in direzione z di tali elettrodi

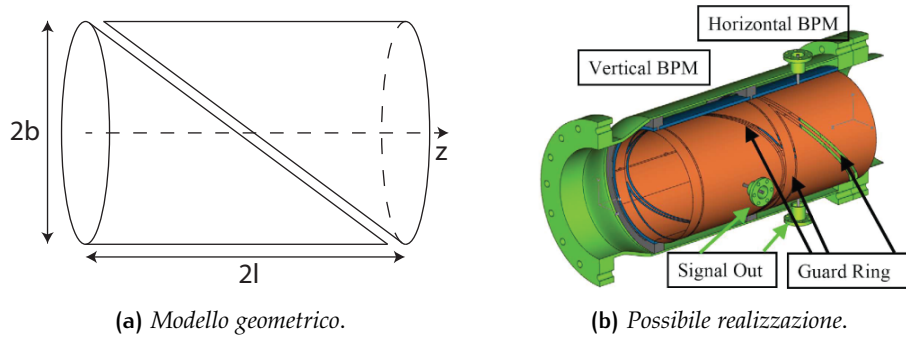


Figura 30: Geometria utilizzata per il calcolo della carica indotta sul pick-up di tipo linear-cut e sua possibile realizzazione.

varia in funzione dell'angolo φ : prendendo l'elettrodo di destra sarà nulla a π e massima in direzione opposta, cioè $2l$ a 0 , portandoci a scrivere $l_R(\varphi) = l(1 + \cos \varphi)$. L'elettrodo complementare deve comportarsi di conseguenza, con uno sfasamento di π : $l_L(\varphi) = l(1 - \cos \varphi)$. Utilizzando la 28, possiamo calcolare la carica totale indotta sulla superficie interna di ogni elettrodo:

$$q_R(t) = q_b(t)l \int_0^{2\pi} \frac{(1 + \cos \varphi)(b^2 - r^2)}{b^2 + r^2 - 2br \cos(\varphi - \theta)} d\varphi \quad (43)$$

$$q_L(t) = q_b(t)l \int_0^{2\pi} \frac{(1 - \cos \varphi)(b^2 - r^2)}{b^2 + r^2 - 2br \cos(\varphi - \theta)} d\varphi \quad (44)$$

considerando sempre un fascio la cui densità di carica è $q_b(t)$ e posizionato alle coordinate (r, θ) in una camera di raggio b . A seguito dell'integrazione e della sostituzione in coordinate polari si ottiene:

$$q_R(t) = -q_b(t)l \left(1 + \frac{r \cos \theta}{b}\right) = -q_b(t)l \left(1 + \frac{x}{b}\right) \quad (45)$$

$$q_L(t) = -q_b(t)l \left(1 - \frac{r \cos \theta}{b}\right) = -q_b(t)l \left(1 - \frac{x}{b}\right) \quad (46)$$

Le tensioni ai capi degli elettrodi saranno proporzionali alla carica e si possono ricavare come mostrato nella sezione precedente; la cosa importante da notare è che considerando la DoS di tali segnali otteniamo:

$$\frac{V_R - V_L}{V_R + V_L} \sim \frac{\left(1 + \frac{x}{b}\right) - \left(1 - \frac{x}{b}\right)}{\left(1 + \frac{x}{b}\right) + \left(1 - \frac{x}{b}\right)} = \frac{x}{b}; \quad (47)$$

quindi una risposta assolutamente lineare, con la sensibilità S_x pari all'inverso del raggio della camera. Il caso reale riesce a seguire in maniera soddisfacente il modello, a patto di rispettare alcuni dettagli realizzativi:

- i due elettrodi possono avere sezione circolare, rettangolare o ellittica; è fondamentale però che la linea diagonale li divida in parti *esattamente* uguali. Ogni piccola asimmetria di realizzazione si ripercuote in un'asimmetria del campo elettrico e quindi in una rilevazione della posizione non ottimale;
- anche per frequenze relativamente modeste si presenta il fenomeno di *crosstalk* (diafonia) tra i due elettrodi, ovvero un accoppiamento capacitivo fra di loro che va ad impattare la sensibilità. Una soluzione ampiamente utilizzata è quella di inserire un *anello di guardia* (*guard ring*), cioè una parte di materiale conduttivo collegato al potenziale di massa della camera, che permette di raggiungere un isolamento elettrico sufficiente a garantire una buona risposta in frequenza. Questo accorgimento va introdotto avendo cura di mantenere sempre una buona simmetria per evitare la distorsione dei campi.

Anche soddisfacendo questi punti, i pick-up linear-cut sono adatti solo per acceleratori la cui frequenza operativa è tale da rendere trascurabile l'accoppiamento inter-elettrodo; praticamente si considera come limite superiore 100 MHz. Inoltre, in quanto le loro dimensioni sono comparabili o maggiori dei bunch di elettroni, si creano discontinuità nel campo elettromagnetico generato dalle cariche in moto, che vengono amplificate negli anelli di accumulazione generando instabilità nel fascio.

4.5.2 Pick-up a bottone

I pick-up a bottone, o button BPM, sono una variante del caso con due elettrodi discusso nella sezione 4.3. La loro realizzazione è solitamente circolare e di piccole dimensioni; per questo motivo sono in assoluto i più usati negli anelli di accumulazione dei sincrotroni, dove è d'obbligo interferire il meno possibile con il fascio per garantire la sua stabilità. Il circuito equivalente

è sempre quello di figura 25, con la differenza che R in questo caso è fissata a $50\ \Omega$ per poter usare cavi coassiali standard e garantire così un'ottima integrità del segnale realizzando l'adattamento di impedenza lungo tutta la catena, che tipicamente comprende tratti di cavo molto lunghi. La capacità dell'elettrodo non è molto elevata, tipicamente nell'ordine delle decine di pF (i pick-up a bottone installati ad Elettra hanno una capacità di 2 pF). Di conseguenza la frequenza di taglio del filtro passa alto equivalente è locata molto in alto (solitamente oltre il GHz): la tensione in uscita sarà quindi sempre proporzionale alla derivata della corrente del fascio. Con una resistenza di terminazione più elevata, si potrebbe aumentare il livello del segnale, dovendo però accettare dei compromessi per preservare la forma dello stesso. Inoltre, la realizzazione e l'installazione di un elettrodo a bottone è molto più facile e più economica rispetto ad altri tipi, aspetto non da sottovalutare in quanto un acceleratore di media grandezza necessita di almeno un centinaio di punti per monitorare correttamente l'orbita. Ad esempio, sull'anello di accumulazione di Elettra sono montati quattro pick-up per ognuna delle 96 locazioni prestabilite al calcolo della posizione; per l'aggiornamento futuro dell'acceleratore si ipotizza una configurazione con 180 punti, quindi un totale di 720 elettrodi.

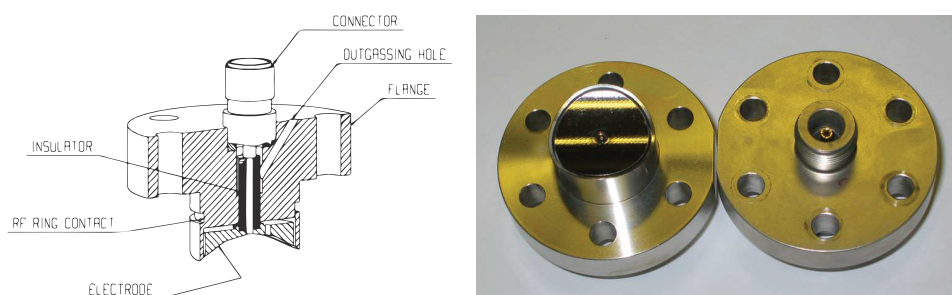


Figura 31: Esempio realizzativo di un pick-up a bottone.

Nei sincrotroni vi è il problema della radiazione emessa in coordinata x dovuta alla deflessione magnetica (radiazione di sincrotrone appunto). Per ovviare al possibile danneggiamento degli elettrodi, si ricorre o a una installazione ruotata di 45 gradi rispetto al caso classico dove gli elettrodi sono sullo stesso piano delle coordinate (come già visto in figura 8), oppure a un posizionamento planare per tutti e quattro i trasduttori (figura 32). Queste due variazioni, unite al fatto che la geometria della camera non è quasi mai circolare ma più complessa (ad esempio romboidale o poligonale), rendono necessario uno studio al simulatore del comportamento del sistema, poiché non esiste una formulazione chiusa del problema. Quindi si usano le seguenti equazioni per il calcolo della posizione tramite l'algoritmo DoS in forma più generale:

$$x = \frac{1}{S_x} \cdot \frac{(V_A + V_D) - (V_B + V_C)}{V_A + V_B + V_C + V_D}; \quad (48)$$

$$y = \frac{1}{S_y} \cdot \frac{(V_A + V_B) - (V_C + V_D)}{V_A + V_B + V_C + V_D}; \quad (49)$$

dove le grandezze usate sono le tensioni misurate in uscita dagli elettrodi, e le due sensitività S_x e S_y vengono estrapolate sia da simulazioni sia da calibrazioni su banco: generalmente possono venire approssimate come costanti nei pressi del centro, per poi variare significativamente in modo non lineare. Grazie alle simulazioni e alle calibrazioni si può ottenere una mappa (figura 33) con la quale correggere le posizioni rilevate.

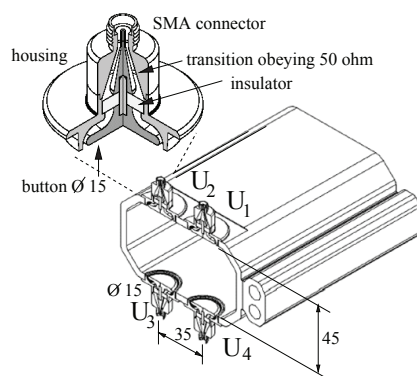


Figura 32: Esempio di posizionamento planare dei pick-up a bottone (immagine presa da [10]).

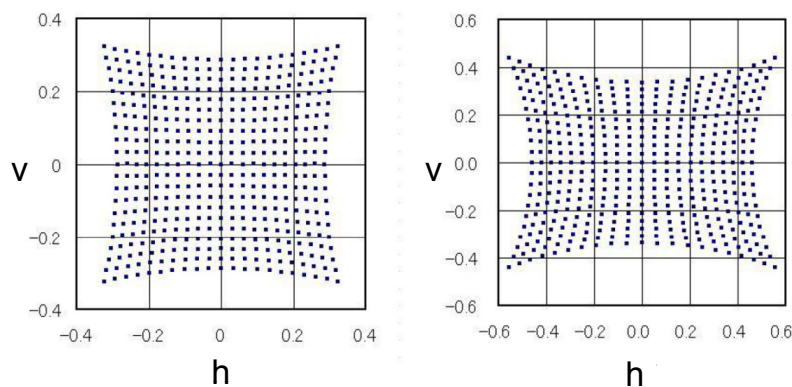


Figura 33: Mapping delle posizioni rilevate da dei pick-up planari (immagine presa da [10]).

4.5.3 Pick-up di tipo stripline

I pick-up di tipo stripline usano un approccio di tipo *propagativo* invece di quello elettrostatico visto finora: l'onda TEM generata dal fascio si accoppia con una linea di trasmissione collocata nella camera; le dimensioni della

linea sono maggiori dei bunch considerati. Oltre a generare un segnale di intensità maggiore rispetto a quello dei bottoni grazie ad una copertura azimutale più elevata, hanno una caratteristica di direzionalità, permettendo di distinguere il *verso* del fascio. Questa informazione aggiuntiva riveste molta importanza negli acceleratori che fanno collidere due fasci propaganti in direzioni opposte.

La realizzazione consiste nel porre nella camera di raggio b una linea di trasmissione di lunghezza l (solitamente alcuni centimetri) a una distanza a dal fascio, coprendo un angolo α . L'impedenza caratteristica Z_L della linea dipende da tutti questi parametri. Sia all'inizio che alla fine della linea vengono effettuate delle aperture sulla camera per poter prelevare il segnale e terminare entrambi i punti con due impedenze. Il valore di queste ultime deve essere pari a quello della linea al fine di eliminare riflessioni e mantenere corretta la forma del segnale. Tipicamente si sceglie $Z_L = R_1 = R_2 = 50 \Omega$. Inoltre si assume che il fascio viaggi con velocità relativistica uguale a quella del segnale che si propaga nella linea di trasmissione (cioè $v_b = v_L = c$). La lunghezza del bunch deve essere inferiore a quella della linea per non avere sovrapposizioni di segnale.

La figura 34 illustra la generazione del segnale alla porta numero 1 considerando un fascio il cui verso è dalla porta 1 alla 2:

1. all'istante $t = 0$ il fascio arriva in prossimità dell'inizio della linea: vengono generati due segnali che si propagano in due direzioni opposte, uno verso R_1 ed uno verso la porta 2. Il primo viene assorbito da R_1 e rilevato su v_{out} , mentre il secondo viaggia verso la porta 2. La loro intensità è proporzionale alla corrente del fascio, ma viene divisa in parti uguali a causa del partitore resistivo fra R_1 e Z_L ;
2. all'istante $t = l/c$ il fascio ha raggiunto la fine della linea alla porta 2: qui il suo distacco genera altri due impulsi di polarità opposta rispetto ai primi ma sempre di eguale ampiezza. Quello viaggiante verso R_2 si annulla sommandosi al precedente, mentre l'altro ritorna verso la porta 1;
3. all'istante $t = 2l/c$ l'impulso di polarità opposta rimanente arriva alla porta 2 e viene nuovamente assorbito da R_1 e rilevato da v_{out} . Se il tempo di ripetizione dei bunch è pari esattamente a $2l/c$, il nuovo bunch genera un'altra coppia di segnali che lo annullano, portando a non avere alcun segnale in uscita dalla porta 1.

Dall'analisi effettuata possiamo trarre le seguenti informazioni: il segnale in uscita dalla porta 1 sarà bipolare e simmetrico, con l'intervallo tra il picco positivo e quello negativo pari a $2l/c$; inoltre se il fascio viaggia dalla porta 1 alla 2 non viene prodotto alcun segnale dalla porta 2. In realtà, a causa di imperfezioni costruttive nella realizzazione, il segnale non si annulla completamente ma presenta un'attenuazione che può andare da 20 a 30 dB. Lo stesso ragionamento può essere ripetuto per un fascio viaggiante nella direzione opposta: il segnale ad esso associato sarà presente solo sulla porta 2.

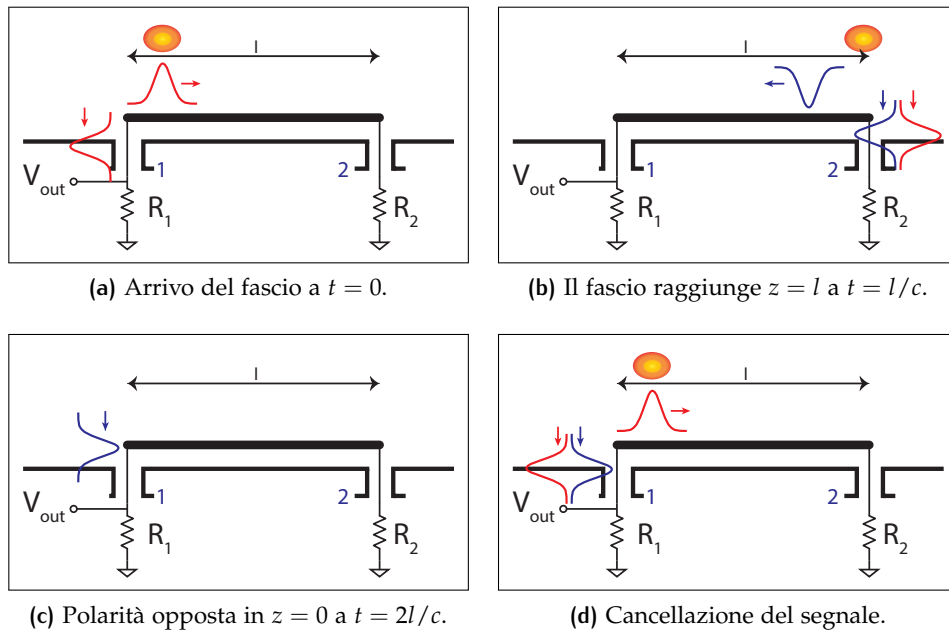


Figura 34: Generazione del segnale nei pick-up di tipo stripline.

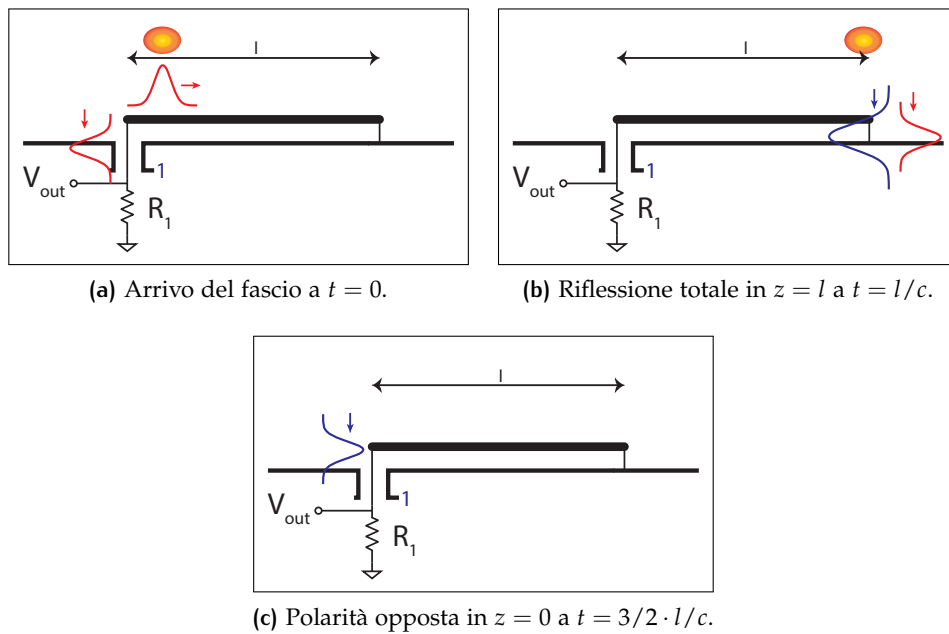


Figura 35: Generazione del segnale nei pick-up di tipo stripline cortocircuitati.

Monitorando quindi sia la porta 1 che la 2 si ottiene l'informazione sulla direzione del fascio presente nella camera.

Volendo scrivere l'espressione della tensione alla porta 1 otteniamo:

$$V_1(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha}{2\pi} \cdot R_1 [I_b(t) - I_b(t - 2l/c)]; \quad (50)$$

se la corrente del fascio ha una distribuzione gaussiana pari a $I_b(t) = I_0 \cdot e^{-t^2/2\sigma_t^2}$, e per l'adattamento $R_1 = Z_L$, sostituiamo i termini corrispondenti:

$$V_1(t) = \frac{Z_L}{2} \cdot \frac{\alpha}{2\pi} \cdot I_0 \left(e^{-t^2/2\sigma_t^2} - e^{-(t-2l/c)^2/2\sigma_t^2} \right). \quad (51)$$

Passando alle trasformate di Fourier possiamo esprimere l'impedenza di trasferimento longitudinale in funzione della frequenza:

$$Z_t(\omega) = \frac{Z_L}{2} \cdot \frac{\alpha}{2\pi} \cdot e^{-(\omega^2\sigma_t^2)/2} \cdot \sin\left(\frac{\omega l}{c}\right) \cdot e^{i(\pi/2 - \omega l/c)}. \quad (52)$$

Esaminando l'equazione, ci si accorge che l'impedenza possiede alcune caratteristiche particolari, ovvero:

- una serie di zeri locati a $f_{\min} = cn/2l$, in quanto $(\omega_{\min}l/c) = n\pi$. Chiamando λ la quantità $\lambda = c/l$ è possibile scrivere anche $f_{\min} = n \cdot \lambda/2$, con $n = 1, 2, \dots$; come visto prima se l'intervallo di tempo fra i due bunch è pari a $2l/c$ troviamo proprio che le interferenze distruttive cancellano il segnale;
- similmente, i massimi del modulo si hanno per $f_{\max} = (2n - 1)c/4l$; il primo massimo è locato a $f_{\max} = c/4l$. Per questo motivo, se la frequenza dell'acceleratore è c/l , tali BPM vengono chiamati anche accoppiatori a quarto d'onda;
- la fase della funzione di trasferimento risulta nulla in corrispondenza dei massimi del modulo.

Queste osservazioni portano a scegliere la lunghezza l della linea pari a un quarto della frequenza operativa dell'acceleratore: in tale modo si garantisce che il modulo dell'impedenza sia massimo e che il segnale rilevato sia una copia della struttura temporale della corrente del fascio e non la sua derivata come avviene nei pick-up a bottone. Per quanto riguarda la sensibilità, vale lo stesso ragionamento fatto per i bottoni, con l'eccezione che la maggiore lunghezza della linea generalmente porta a un segnale di livello più elevato.

La realizzazione strutturale dei pick-up a stripline è molto complessa, soprattutto per quanto riguarda le transizioni da mantenere a impedenza costante tra l'interno della camera, ad ultra alto vuoto, e l'esterno. Una versione semplificata prevede di sostituire la porta 2 con un corto circuito, come in figura 35. Il processo di generazione del segnale è simile a quello visto precedentemente, con la differenza che all'istante $t = l/c$ il segnale di polarità opposta che si crea alla dipartita del fascio si divide sì in due, ma una parte viene riflessa completamente dal corto circuito, sommandosi di nuovo alla

sua copia. Il segnale di ampiezza maggiore e di polarità invertita si somma con quello generato all'arrivo del fascio alla porta 1: il risultato è un segnale di forma esattamente uguale a quello prodotto dalla stripline completa, a patto di perdere la caratteristica di direzionalità rispetto al verso del fascio.

Nei sincrotroni le stripline perturbano il fascio (modificano l'impedenza vista da questo): il loro utilizzo viene limitato nel numero di 1-2 per anello e vengono utilizzate per fini diagnostici diversi dal calcolo della posizione. Grazie al loro elevato accoppiamento permettono di eccitare il fascio con un segnale noto e calcolare il *tune* della macchina; in seguito verrà spiegato cosa indica tale parametro.

4.5.4 Confronto

La tabella 2 presenta un confronto sintetico delle varie proprietà a seconda della tipologia dei pick-up esaminati precedentemente. Come indicazioni generali si può ricordare che:

- i linear-cut sono preferiti in acceleratori di particelle pesanti e lente, come protoni o ioni;
- i bottoni in anelli di accumulazione, dove deve essere minima l'interazione con il fascio e la loro realizzazione ed installazione economiche in quanto ne serve un grande numero;
- gli stripline dove è richiesto un forte segnale in uscita e la dipendenza di quest'ultimo dal verso delle particelle.

Tabella 2: Confronto tra le varie caratteristiche dei pick-up considerati.

Caratteristiche	Tipologie		
	Linear-cut	Button	Stripline
Dimensioni	Medie	Piccole	Medie
Impedenza	Alta	50 Ω	50 Ω
Segnale	Forte	Debole	Forte
Banda	<100 MHz	>300 MHz	Larga
Direttività	No	No	Sì
Realizzazione	Complessa	Semplice	Complessa
Interazione	Elevata	Trascurabile	Media
Linearità	Ottima	Media	Media

4.6 RUMORE

Riguardo al rumore si possono fare alcune considerazioni generali: dato il circuito equivalente dei pick-up e ricordando che gli elementi reattivi non generano rumore termico, l'unica sorgente nel caso ideale è la resistenza R . La densità di rumore spettrale associata ad essa prodotta vale $e_{n,R}^2 = 4kTR$ come visto in appendice A. La tensione di rumore è invece l'integrale della densità spettrale sulla banda B di frequenze di interesse; supponendo che questa sia piatta (rumore gaussiano bianco), si può ricavare un valore medio pari a $V_n = \sqrt{4kTRB}$. Mentre il valore di R dipende solo dalla tipologia dei pick-up usati, con un chiaro vantaggio per quelli a 50Ω , la banda è legata alla tipologia di diagnostica da realizzare. Per questo motivo in seguito verranno descritte le tipiche modalità di utilizzo dei sistemi BPM proprio in funzione della banda; ad esempio il passare da una frequenza di aggiornamento di 1,156 MHz (corrispondente alla frequenza di rivoluzione) a una di 10 kHz (tipica dell'interfaccia con i sistemi di controllo) porta ad un incremento di risoluzione di un fattore $\sqrt{1,156\text{MHz}/10\text{kHz}} \approx 11$. Va anche ricordato che nell'implementazione reale di un sistema BPM sarà sicuramente presente anche il rumore dovuto all'elettronica, sotto forma di rumore termico degli amplificatori, di attenuazioni dovute a filtraggi, di rumore di quantizzazione da parte degli ADC.

Oltre a questi, non vanno sottovalutate le altre fonti di rumore non bianco e quindi difficilmente attenuabili con riduzione della banda o medie del segnale. Infatti spesso i pick-up sono locati vicino ad elettroniche generanti rumori di tipo impulsato (alimentatori dei magneti, pompe da vuoto, ...). Particolare cura va quindi posta nel valutare le potenziali fonti di rumore, il posizionamento e la lunghezza dei cavi e, se possibile, adottare adeguate precauzioni per limitarne l'impatto.

4.7 MODALITÀ DI UTILIZZO DEI BPM

Mentre la scelta, e quindi la realizzazione dei pick-up, dipende principalmente dalla tipologia dell'acceleratore considerato, l'elaborazione dei segnali da parte dell'elettronica può cambiare considerevolmente a seconda della funzionalità richiesta. Le varie modalità differiscono sostanzialmente dalla larghezza di banda considerata per il calcolo della posizione, e possono essere sintetizzate nei seguenti tre punti:

- modalità *bunch-by-bunch* (BbB), dove si vuole ottenere la posizione per ogni bunch di particelle. Questo valore permette un'analisi molto accurata della struttura del fascio, valutandone varie proprietà come la cromaticità o comportamenti non lineari. Va da sé che in questo caso la banda del segnale in ingresso è, ad una prima stima, come minimo l'inverso dell'intervallo di tempo tra due pacchetti di elettroni, ad esempio $1/(2\text{ns}) \approx 500\text{MHz}$. Tale condizione impone una corretta amplificazione a banda larga del segnale di ingresso e, nel caso di

una digitalizzazione, una frequenza di campionamento almeno doppia per preservarne l'informazione. Riprendendo i termini visti all'inizio del capitolo, si necessita di una larghezza di banda sia analogica che di acquisizione molto elevata. La risoluzione ottenibile in questa modalità sarà quindi scarsa poiché allo stato attuale i convertitori analogico-digitali ad elevata frequenza di campionamento hanno un basso numero di bit, ed il rumore viene integrato su tutta la banda disponibile.

- modalità *turn-by-turn* (TbT): la lettura della posizione viene effettuata ad ogni giro (turn) percorso dal fascio, cioè ad una frequenza di aggiornamento pari a quella di rivoluzione (ad esempio 1,156 MHz). Le acquisizioni devono essere sincronizzate e permettono una risoluzione maggiore rispetto al caso precedente grazie alla banda minore.
- modalità *fascio accumulato*, detta anche *closed orbit*, dove la frequenza di aggiornamento è molto minore rispetto a quella di rivoluzione. Si possono sfruttare quindi delle tecniche di medie e di filtraggio che garantiscono livelli di risoluzione molto elevati (dell'ordine del micrometro) per finestre di acquisizione di durata variabile, con valori tipici corrispondenti a frequenze di aggiornamento tra i 10 kHz e i 20 Hz.

Le modalità richieste di processing dell'elettronica vanno di pari passo con le modalità di funzionamento della macchina. Per quanto riguarda un moderno sincrotrone possono essere fatte le seguenti considerazioni:

- il monitoraggio di tipo bunch-by-bunch non viene mai usato per due motivi: la risoluzione temporale necessaria per essere capaci di vedere ogni pacchetto porterebbe ad avere un'elettronica a banda talmente larga che la posizione in uscita avrebbe una risoluzione troppo scarsa per poter venire usata; inoltre, se i vari bunch avessero posizioni diverse tra loro, significa che non sarà possibile accumulare corrente in macchina a causa di forti instabilità da risolvere a priori.
- d'altro canto, la modalità turn-by-turn è molto utile, ed ha utilizzi diversi: si parla di *first turn* in fase di iniezione (di fatto è una sottomodalità della TbT), ovvero quando si comincia ad accumulare corrente nell'anello vuoto. In questo caso è di fondamentale importanza capire se i bunch iniettati riescono a fare *almeno un giro* e quindi se sono rispettati i vari allineamenti con precisione grossolana, oppure se per qualche motivo il fascio viene perso prima. L'acquisizione è sincrona con l'iniezione in anello e tipicamente la frequenza di aggiornamento è di pochi Hz; il flusso di dati è basso ma vengono utilizzati tutti i BPM della macchina contemporaneamente. La modalità TbT a macchina operativa con fascio accumulato viene usata principalmente per calcolare il *tune* di essa, cioè la frequenza di oscillazione armonica del fascio circolante nell'anello, valutabile considerando la trasformata di Fourier delle posizioni lette. Il *tune* è un parametro importante ed univoco per tutta la macchina, pertanto si utilizza un solo BPM per la sua

lettura: la quantità di dati è molto elevata per poter usare tutti i BPM disponibili. Le sue variazioni permettono di rilevare perturbazioni o instabilità causate dal malfunzionamento di vari componenti oppure dall'inserimento dei dispositivi d'inserzione.

- a corrente accumulata di valore pari a quello nominale, si usa la posizione ottenuta con le letture in modalità closed orbit: la risoluzione molto spinta, grazie alla diminuzione della banda, garantisce di intervenire in maniera precisa con i magneti correttori sull'orbita del fascio per garantirne la stabilità soprattutto a lungo termine.

Per concludere, da un moderno sistema BPM per sincrotroni ci si aspetta che sia capace di fornire letture della posizione sia in turn-by-turn che in closed orbit, meglio ancora se contemporaneamente.

4.8 TIPOLOGIE DI PROCESSING

L'elettronica che si occupa di elaborare il segnale proveniente dai pick-up può avere architetture molto differenti a seconda delle caratteristiche cercate o dalle modalità di funzionamento elencate sopra. Storicamente vi è una divisione a seconda della larghezza di banda considerata: verranno separate quindi tra quelle a banda larga e quelle a banda stretta. Fanno categoria a sé quelle basate sul *bandpass sampling* o *campionamento in banda passante*, rappresentanti lo stato dell'arte nel settore dei BPM durante gli ultimi dieci anni.

4.8.1 Banda larga

Tutte le architetture a banda larga si basano sul voler preservare la struttura temporale dei pacchetti per poter effettuare una valutazione della posizione bunch per bunch. Una possibile realizzazione utilizzando l'algoritmo difference-over-sum è mostrata in figura 36: il segnale in uscita dagli elettrodi raggiunge un *anello ibrido*, componente passivo molto usato nell'ambito della radiofrequenza, soprattutto nelle microonde [27]. Esso presenta due uscite dalle quali si preleva direttamente sia la somma che la differenza dei segnali in ingresso mantenendone inalterata la banda. A questo punto due amplificatori a guadagno variabile, seguiti da due filtri passa basso che eliminano eventuali armoniche, portano il segnale alla demodulazione in ampiezza e poi agli ADC.

Gli amplificatori a guadagno variabile possono venire sostituiti da degli amplificatori logaritmici. Questi hanno il vantaggio di offrire fino a 80 dB di gamma dinamica senza richiedere una variazione di guadagno da parte dell'utente o di un controllo automatico. Si può quindi realizzare uno schema che implementa l'algoritmo *log-ratio* (figura 37): ricordando che $\log(A/B) = \log A - \log B$, ogni pick-up ha un suo amplificatore dedicato. In

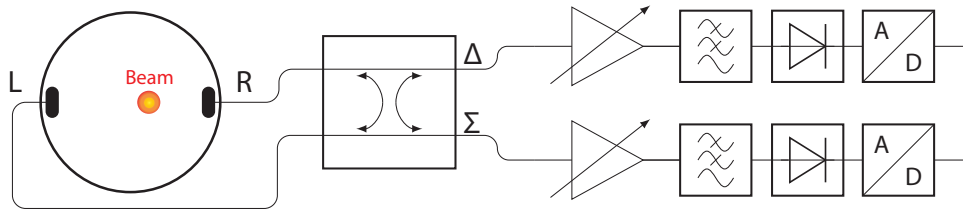


Figura 36: Architettura a larga banda con ibrido.

seguito un amplificatore ne fa la differenza, e dopo un filtraggio opzionale essa viene digitalizzata.

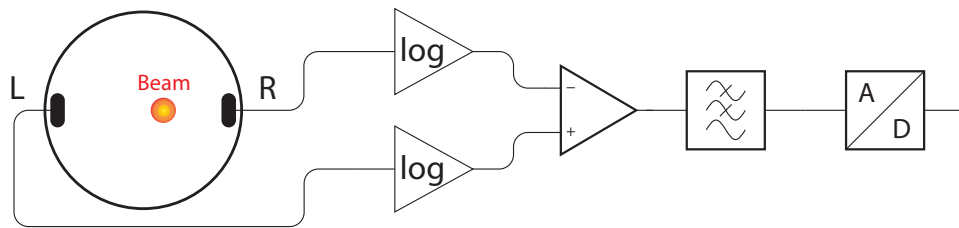


Figura 37: Architettura a larga banda con amplificatori logaritmici.

Generalmente le architetture a banda larga non riescono a garantire prestazioni particolarmente elevate a livello di rumore, risultando anche difficili da implementare e con costi elevati. Pertanto il loro utilizzo viene limitato agli acceleratori la cui frequenza operativa è inferiore ai 300 MHz.

4.8.2 Banda stretta

Le architetture a banda stretta sfruttano il comportamento in frequenza visto nella sezione 4.4.1, ovvero un treno di bunch genera una riga spettrale a frequenza pari a quella dell'acceleratore più tutte le armoniche di ordine superiore. Si decide quindi di considerare solo il contributo della fondamentale, potendo in questo modo limitare significativamente il rumore restringendo la banda. Questo approccio può essere considerato anche da un punto di vista diverso: l'informazione di interesse, ovvero la posizione, modula in ampiezza una portante a frequenza più elevata pari a quella operativa della macchina; ovvero la posizione varia molto più lentamente rispetto alla portante ed alle altre componenti spettrali (cioè ha una banda minore). Realizzare un ricevitore a conversione di frequenza (ad esempio supereterodina) è quindi una strada percorribile per estrarre la posizione: in figura 38 è rappresentata una possibile implementazione. I segnali vengono dapprima amplificati con guadagno variabile senza limitare in modo particolare la banda, poi un mixer li trasla ad una frequenza intermedia minore rispetto a quella della portante, solitamente $f_{IF} = f_{IN} - f_{LO}$. In seguito un filtro passa banda centrato a f_{IF} rimuove i contenuti spettrali in eccesso; proprio la larghezza di banda di tale filtro determina la quantità di rumore che

arriverà al demodulatore vero e proprio. Quest'ultimo può essere realizzato con un rivelatore ad involuppo oppure direttamente in digitale valutando il segnale campionato dagli ADC.

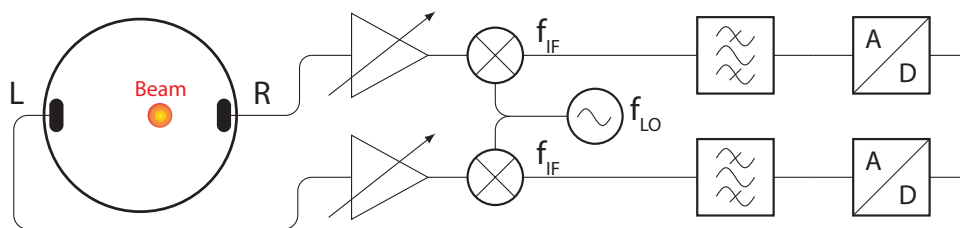


Figura 38: Architettura a banda stretta basata sulla conversione di frequenza.

Inevitabilmente, i vari canali avranno risposte diverse in termini di guadagno e di offset dovuti a drift termici o intrinseci della parte elettronica che, come visto nel capitolo 2, portano ad effetti indesiderati nel calcolo della posizione. Al fine di limitare questi fenomeni e quindi aumentare l'accuratezza, si può pensare di realizzare solo una catena di processing elettronico. In questo modo, grazie a un multiplexer posto all'ingresso, ogni segnale segue esattamente lo stesso percorso. Eventuali variazioni si ripercuotono su tutti i segnali e vengono cancellate dall'algoritmo di difference-over-sum. La figura 39 rappresenta lo schema a blocchi di questa architettura, usata nel sistema BPM presente ad Elettra dalla sua entrata in funzione (1993) fino al 2000: la frequenza di commutazione degli ingressi tipicamente è attorno al kHz, sicuramente superiore alle costanti di tempo tipiche dei drift termici.

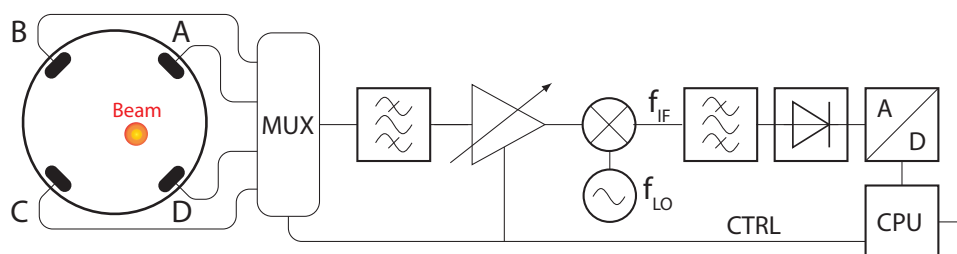


Figura 39: Architettura a banda stretta basata sulla conversione di frequenza con moltiplicazione.

4.8.3 Digital signal processing

Negli ultimi anni l'industria delle telecomunicazioni ha spinto molto per migliorare le caratteristiche dei convertitori analogico-digitali sia in termini di frequenza di campionamento che di profondità di bit, realizzando prodotti capaci di digitalizzare a 16 bit segnali fino a 700 MHz a 160 MS/s [28]. Questa affermazione non viola il teorema di Nyquist (garantendo quindi la corretta ricostruzione del segnale): visto che la banda del segnale di interesse è molto minore di quella della portante, si sfrutta il fenomeno di aliasing

per traslare ad una frequenza più bassa il segnale in ingresso. Questo è il principio su cui si basa il *bandpass sampling* o campionamento in banda passante [29]: in estrema sintesi, se f_C è la frequenza della portante e B la banda del segnale che la modula, possiamo definire gli estremi come $f_U = f_C + B/2$ e $f_L = f_C - B/2$. La scelta della frequenza di campionamento f_s , al fine di evitare sovrapposizioni, è imposta con:

$$\frac{2f_U}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1} \quad (53)$$

con n numero intero ottenuto da:

$$1 \leq n \leq \left\lceil \frac{f_U}{B} \right\rceil, \quad (54)$$

la quantità a destra di n rappresenta la funzione parte intera superiore, che restituisce il più piccolo intero non minore di f_U/B . Supponendo che la posizione vari con una banda al massimo di 100 kHz su una portante di 499,654 MHz, la f_s minima ottenuta è nell'intorno dei 200 kHz. Nel caso pratico non si raggiungono mai frequenze così basse, sia perché fuori dal range di funzionamento dei convertitori [28], sia perché è conveniente sovracampionare (rispetto alla banda del segnale) per ottenere una migliore precisione.

Questa soluzione permette di eliminare la parte di conversione in frequenza effettuata solitamente dal mixer, spostando la digitalizzazione più vicino all'ingresso e preceduta solo da eventuali stadi di amplificazione e da un filtro passa banda. Il filtro è necessario per ridurre il rumore termico a larga banda che entrerebbe completamente nel convertitore.

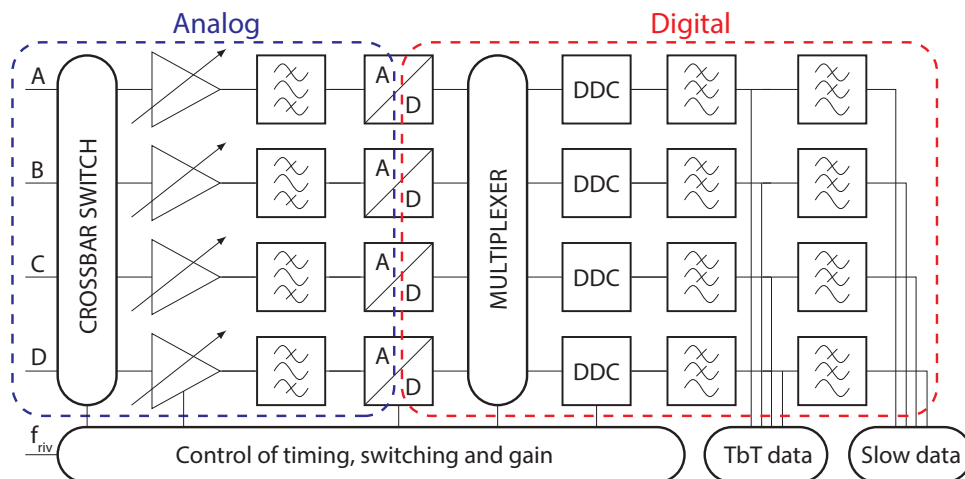


Figura 40: Architettura basata su bandpass sampling, matrici di commutazione e digital signal processing. I blocchi chiamati *TbT data* e *Slow data* forniscono la posizione con una frequenza di aggiornamento pari rispettivamente alla frequenza di rivoluzione ed a quella dei sistemi di controllo (tipicamente 10 kHz).

La grande flessibilità di quest'architettura risiede proprio nella parte digitale: una volta in questo domino è possibile agire in maniera sostanziale

sull'elaborazione dei dati senza dover effettuare delle modifiche sull'hardware. La figura 40 illustra lo schema a blocchi di un prodotto disponibile commercialmente, realizzato da Instrumentation Technologies ed utilizzato in molti laboratori di luce di sincrotrone. Peculiarità di questo oggetto è utilizzare una matrice di switching analogica, chiamata *crossbar switch*, che commuta ciclicamente i quattro segnali in ingresso sui quattro percorsi analogici. Dopo la digitalizzazione, un multiplexer digitale ricolloca nella corretta posizione i canali. Tale accorgimento permette di compensare i drift e le differenze della parte analogica come nell'architettura vista in figura 38, con il vantaggio di processare *simultaneamente* i quattro segnali. La demodulazione ed il calcolo della posizione vengono svolti nel blocco chiamato DDC (digital down converter). A partire da una frequenza di campionamento di circa 117 MHz, il segnale in ingresso a $f_{RF} = 499,654$ MHz viene riportato a $f_{RF} - (f_{RF}/f_s) \cdot f_s \approx 32$ MHz. Il blocco DDC lo trasla in banda base come nei ricevitori a conversione diretta, decimandolo di un fattore opportuno legato alla banda. In seguito, due stadi passa basso permettono di ottenere la frequenza di aggiornamento e quindi la risoluzione voluta a seconda delle modalità.

Attualmente la tecnica basata su questi principi è quella che riesce ad ottenere prestazioni allo stato dell'arte, con risoluzioni sub-micrometriche considerando una banda di 10 kHz e una camera circolare di raggio pari a 10 mm [30].

Anche altri enti di ricerca stanno sviluppando *in-house* delle architetture basate sull'approccio DSP, come NSLS-II a Brookhaven (USA) o Sirius (Brasile) [31, 32], confermando l'interesse per la libertà di configurazione che esso permette. Inoltre, le capacità sempre in aumento dei moderni circuiti digitali aprono ulteriori possibilità di trattamento dei dati, impensabili fino a pochi anni fa.

5

FRONT END ANALOGICO

Nel capitolo precedente si sono trattati i sistemi BPM nella loro generalità, con alcuni cenni al funzionamento particolare di questi in un sincrotrone di elettroni. Uno degli strumenti che consentono alla macchina di raggiungere delle prestazioni tali da renderla un sincrotrone di quarta generazione, è proprio il sistema BPM. Quindi le caratteristiche minime desiderabili possono venire riassunte in:

- risoluzione in modalità closed orbit sub-micrometrica, considerando una frequenza di aggiornamento di 10 kHz e una camera con raggio pari a 10 mm;
- dipendenza dalla corrente di fascio possibilmente nulla: la posizione e la risoluzione devono rimanere pressoché costanti sia a corrente nominale (accumulazione completata), sia con meno corrente in macchina;
- ottima stabilità a lungo termine: considerando lunghe sessioni di misura (tipicamente 24 ore), la misura della posizione non deve variare in maniera apprezzabile.

Per chiarire meglio la connessione tra questi punti e quindi in che modo essi sono legati alle caratteristiche hardware, è bene partire da un concetto di fondo riguardante la risoluzione. Utilizzando l'equazione 16 trattata nel capitolo 2 e considerando una camera da $r = 10$ mm, si può approssimativamente calcolare la variazione relativa del segnale corrispondente a una risoluzione di $\sigma_x = 1$ μ m:

$$\frac{\delta V}{V} = \frac{2\sigma_x}{r} = 0,0002. \quad (55)$$

Espresso in percentuale o in parti per milione (ppm), diventa rispettivamente 0,02% oppure 200 ppm. Questo significa che ogni variazione di livello comparabile a questo verrà vista dall'algoritmo DoS come una variazione di posizione, qualunque sia la sua origine.

La realizzazione di una elettronica capace di tale prestazioni non è cosa semplice: se rilevare una tale variazione è un obiettivo raggiungibile grazie all'utilizzo di amplificatori a basso rumore e una banda di acquisizione molto stretta, rimane un ostacolo insuperabile realizzare quattro canali così uguali fra loro. Inoltre, le differenze inter-canale non sono statiche ma tempo-varianti: i guadagni degli amplificatori variano con la temperatura ed è presente una certa tolleranza nel passo degli attenuatori variabili. Entrambe le quantità sono sicuramente maggiori di 200 ppm e si riflettono peggiorando rispettivamente la stabilità a lungo termine e la dipendenza dalla corrente (ovvero dal livello del segnale in ingresso).

Una strategia che processa contemporaneamente i quattro segnali provenienti dai pick-up effettuando le dovute correzioni è quella vista nel capitolo precedente, proprietaria e basata sulla *crossbar switch*. In tale modo si riesce ad ottenere una buona stabilità a lungo termine e una bassa dipendenza dalla corrente; tuttavia vi sono anche dei risvolti negativi:

- gli switch utilizzati nella matrice di commutazione hanno un forte comportamento non lineare; la permutazione effettuata attorno ai 10 kHz genera armoniche vicine alla portante di interesse. Inoltre durante la commutazione (di durata tutt'altro che trascurabile), i campioni letti dagli ADC vanno scartati perché non significativi, generando così dei "buchi" nell'acquisizione;
- il filtraggio digitale che permette l'eliminazione di tali disturbi ha richiesto un tempo di sviluppo 6 volte superiore a quello necessario per la progettazione dell'hardware [33]; si presuppone che l'implementazione sia molto complessa, ma essendo proprietà intellettuale di un'azienda esso viene fornito "a scatola chiusa" senza alcuna possibilità di conoscere le operazioni svolte. Pertanto bisogna supporre a priori che l'elaborazione effettuata sia corretta;
- la compensazione viene applicata solo alla parte del circuito interposta tra la *crossbar switch* e il multiplexer digitale: una variazione del segnale comparabile con il limite dei 200 ppm che avvenga ad esempio sul cavo *non* verrà corretta, portando quindi ad una lettura errata. Diversi laboratori hanno notato questo fenomeno, particolarmente influente se i cavi sono sottoposti a forti sbalzi termici (ad esempio dovuti all'irraggiamento solare). Se poi tale lettura falsata viene implementata in un feedback globale che stabilizza l'orbita, vengono corrette delle variazioni in realtà non esistenti, causando delle oscillazioni nella traiettoria del fascio.

Va comunque ricordato che ai tempi di realizzazione di tale prodotto (primi anni 2000), questo approccio era l'unico in grado di garantire un rapporto prezzo/prestazioni adeguato dato l'hardware disponibile all'epoca.

Tutte queste osservazioni, di cui soprattutto quella riguardante il problema dei cavi, sono state la base per far partire un progetto interno ad Elettra rivolto alla ricerca e allo sviluppo di un sistema BPM per elettroni (eBPM, electron BPM) che esplori strade innovative per la compensazione rispetto a quelle già implementate. In aggiunta, oggi sono disponibili sul mercato circuiti digitali di trattamento del segnale (FPGA) capaci di una potenza computazionale importante a costi più che abbordabili.

5.1 COMPENSAZIONE PROPOSTA

La compensazione proposta in questo documento trae spunto da alcune tecniche usate soprattutto nell'ambito delle telecomunicazioni per stimare la

risposta di canale [34]. Le moderne modulazioni digitali possiedono costellazioni molto complesse con un numero elevato di simboli, necessitando di conoscere gli effetti prodotti dal canale: il più banale di questi può portare allo sfasamento e quindi alla rotazione della mappa della costellazione. A tale proposito si fa uso di un *segnale pilota*, di cui si conoscono a priori le proprietà al fine di calibrare il sistema ricevente.

Nel nostro caso, l'idea è di sommare al segnale in ingresso alla catena un tono sinusoidale: la sua ampiezza deve essere possibilmente identica per tutti e quattro i canali, e deve essere locato in frequenza vicino al segnale in ingresso. Chiamiamo $a(t)$ il segnale proveniente dal fascio (detto anche portante da ora in poi) in ingresso al canale A , la cui trasformata di Fourier $\mathcal{A}(f)$ è una sequenza di righe spettrali come visto in figura 29 nel cap. 4, con fondamentale posta a f_C . A questo punto viene sommato il segnale pilota $p(t)$, con trasformata $\mathcal{P}(f)$. Se $h_A(t)$ è la risposta impulsiva di tutto il percorso dal sommatore in poi, possiamo scrivere che l'uscita della catena A è:

$$s_A(t) = h_A(t) * [a(t) + p(t)] \longrightarrow \mathcal{S}_A(f) = \mathcal{H}_A(f) \cdot [\mathcal{A}(f) + \mathcal{P}(f)] \quad (56)$$

rispettivamente nel dominio del tempo e della frequenza. Possiamo riscriverla come:

$$\mathcal{S}_A(f) = \mathcal{H}_A(f) \cdot \mathcal{A}(f) + \mathcal{H}_A(f) \cdot \mathcal{P}(f) = \mathcal{A}_M(f) + \mathcal{A}_P(f) \quad (57)$$

dove sono state definite le quantità $\mathcal{A}_M(f) = \mathcal{H}_A(f) \cdot \mathcal{A}(f)$ e $\mathcal{A}_P(f) = \mathcal{H}_A(f) \cdot \mathcal{P}(f)$. Dall'ultima equazione, conoscendo $\mathcal{P}(f)$ (viene generato a piacere) e supponendo di poter separare $\mathcal{A}_M(f)$ e $\mathcal{A}_P(f)$, è possibile ottenere $\mathcal{H}_A(f)$ in maniera completa, stimando la risposta del canale in ogni punto.

Una possibile procedura è la seguente: data $\mathcal{S}_A(f)$, si isola la parte $\mathcal{A}_P(f)$ con un opportuno filtraggio. Conoscendo $\mathcal{P}(f)$, si ricava $\mathcal{H}_A(f)$: con un altro filtraggio, da $\mathcal{S}_A(f)$, si isola $\mathcal{A}_M(f)$, che divisa per $\mathcal{H}_A(f)$ restituisce il valore in ingresso $\mathcal{A}(f)$. Al fine di facilitare l'estrazione separata di $\mathcal{A}_M(f)$ e di $\mathcal{A}_P(f)$ è necessario agire su $\mathcal{P}(f)$ scegliendo segnali che non si sovrappongono in frequenza ad $\mathcal{A}(f)$.

Utilizzando la normalizzazione introdotta dall'algoritmo DoS e ricorrendo ad una ipotesi aggiuntiva, è possibile ottenere $\mathcal{A}(f_C)$ senza dover conoscere necessariamente $\mathcal{P}(f)$: la conoscenza di $\mathcal{H}_A(f)$ in ogni punto è superflua se viene fatta la seguente supposizione, ovvero che f_C e f_P siano vicine fra loro, in modo da poter scrivere $\mathcal{H}_A(f_C) \approx \mathcal{H}_A(f_P)$. Usando la stessa tecnica esposta prima, si può ricavare $\mathcal{A}(f_C)$ in funzione di $\mathcal{P}(f_P)$:

$$\mathcal{A}(f_C) = \frac{\mathcal{A}_M(f_C)}{\mathcal{H}_A(f_C)} = \frac{\mathcal{A}_M(f_C)}{\mathcal{A}_P(f_P)} \cdot \mathcal{P}(f_P). \quad (58)$$

Estraendo le ampiezze dell'armonica di interesse da $\mathcal{A}_M(f_C)$ e da $\mathcal{A}_P(f_P)$ e denotandole rispettivamente con A_M e A_P per alleggerire la notazione,

queste possono venire sostituite a questo punto al posto di A nel calcolo della posizione. Ripetendo il procedimento per i tre canali restanti si ottiene:

$$x = k \cdot \frac{(A_M/A_P + D_M/D_P) - (B_M/B_P + C_M/C_P)}{A_M/A_P + B_M/B_P + C_M/C_P + D_M/D_P}; \quad (59)$$

$$y = k \cdot \frac{(A_M/A_P + B_M/B_P) - (C_M/C_P + D_M/D_P)}{A_M/A_P + B_M/B_P + C_M/C_P + D_M/D_P}, \quad (60)$$

dove il termine P è stato semplificato poiché presente sia a numeratore che a denominatore. Pertanto, per ottenere una compensazione efficace è sufficiente dividere l'ampiezza misurata della portante per quella misurata del pilota. Una tecnica simile è stata proposta anche da due laboratori di luce di sincrotrone, già citati precedentemente [32, 31], senza però essere mai stata implementata o studiata in modo rigoroso.

5.2 SCHEMA A BLOCCHI

Lo schema del front end analogico proposto per il trattamento dei segnali è mostrato in figura 41: il segnale proveniente dai pick-up attraversa un primo filtro passa basso, poi viene accoppiato al riferimento; quest'ultimo proviene da un oscillatore a basso rumore di fase e successivamente diviso in quattro parti uguali. Portante e pilota a questo punto percorrono assieme il filtro passa banda ed i blocchi attenuatore ed amplificatore, ripetuti due volte per ottenere il guadagno voluto.

La posizione del primo dei due attenuatori potrebbe far sorgere qualche perplessità poiché introduce un peggioramento della figura di rumore; in realtà nell'uso comune sarà quasi sempre nello stato di minima attenuazione, con una perdita d'inserzione inferiore a 0,5 dB, inoltre le modalità in cui sarà necessario aumentare l'attenuazione (e quindi peggiorare la figura di rumore) sono anche quelle dove la risoluzione spaziale è molto meno importante. Il suo compito è di proteggere il primo amplificatore in caso di impulsi molto elevati generati dalla macchina in modalità single bunch durante le fasi di fisica di macchina, cioè quando si eseguono misure particolari sull'acceleratore. Senza dubbio sommatore e filtro passa banda sono i principali elementi responsabili della figura di rumore del front end: tuttavia la loro inserzione prima degli amplificatori è necessaria per ridurre la banda dei segnali dei pick-up a bottone, onde evitare pericolose non linearità degli stadi attivi (ricordiamo che il segnale in uscita dal pick-up ha componenti spettrali molto estese in frequenza). Di seguito si analizzerà ogni singolo blocco descrivendone le caratteristiche; per la caratterizzazione dei componenti si è fatto uso del network analyzer Rohde & Schwarz FSH8 opportunamente calibrato.

Nella trattazione verrà fatto ampio uso di strumenti propri dell'analisi dei circuiti a radiofrequenza come i parametri di scattering S , la carta di Smith riferita alle impedenze normalizzate, e alcune grandezze standardizzate co-

me la perdita d'inserzione (insertion loss); si consiglia di riferirsi a [27] per definizioni od approfondimenti.

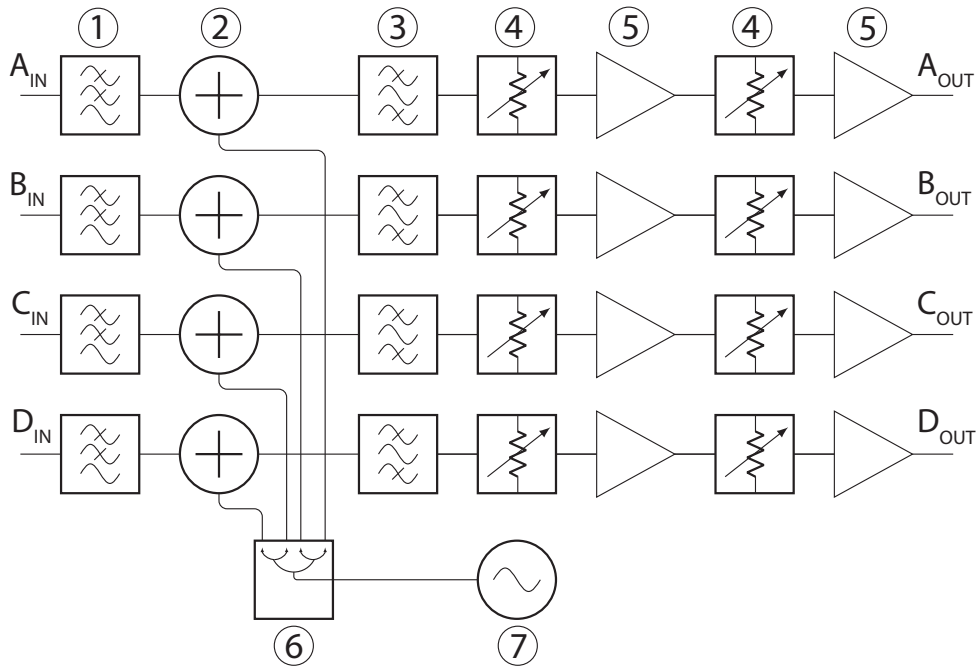


Figura 41: Schema a blocchi del front end: 1. filtro passa basso; 2. sommatore (*coupler*); 3. filtro passa banda; 4. attenuatore variabile; 5. amplificatore a basso rumore (LNA); 6. splitter del riferimento; 7. oscillatore generante il tono pilota.

5.2.1 Filtro passa basso

Il primo filtro è un passa basso che ha il compito di tagliare molte delle armoniche in ingresso: tipicamente in un sincrotrone l'impulso corrispondente a ogni bunch ha una durata di 100 ps, con una banda equivalente di decine di GHz che non viene attenuata dal comportamento capacitivo dei pick-up. Il componente scelto è il modello LFCN-575 della Mini-Circuits [35]: è un passa basso a 7 sezioni realizzato in tecnologia LTCC, che garantisce una ottima ripetibilità delle caratteristiche in fase di produzione. La frequenza di taglio nominale è 770 MHz, quindi ben al di sopra della portante, la quale viene attenuata al massimo di 0,6 dB. In figura 42 sono riportati i parametri S_{11} ed S_{12} del componente: la retta verticale tratteggiata indica la frequenza di 500 MHz. L'ottimo adattamento dimostrato permette l'utilizzo senza dover introdurre reti che compensino l'impedenza per raggiungere quella nominale di 50 Ω (figura 43).

5.2.2 Sommatore

Il sommatore è uno degli elementi più critici: la sua perdita d'inserzione deve essere bassa e l'isolamento tra le due porte d'ingresso elevato per mi-

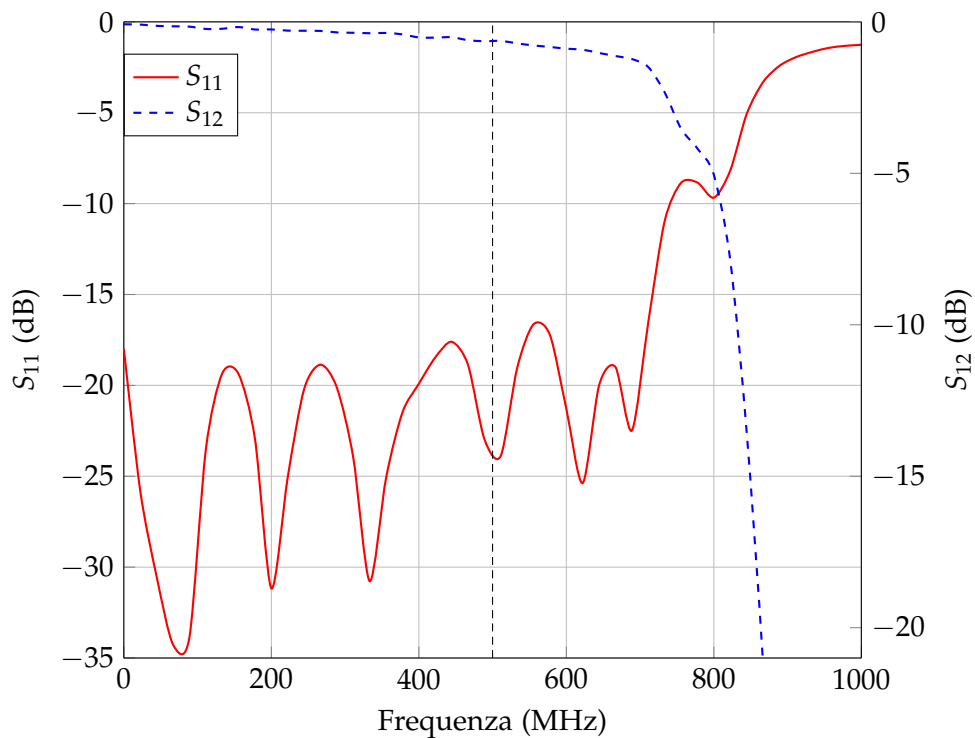


Figura 42: Parametri S_{11} ed S_{12} per il filtro passa basso LFCN-575.

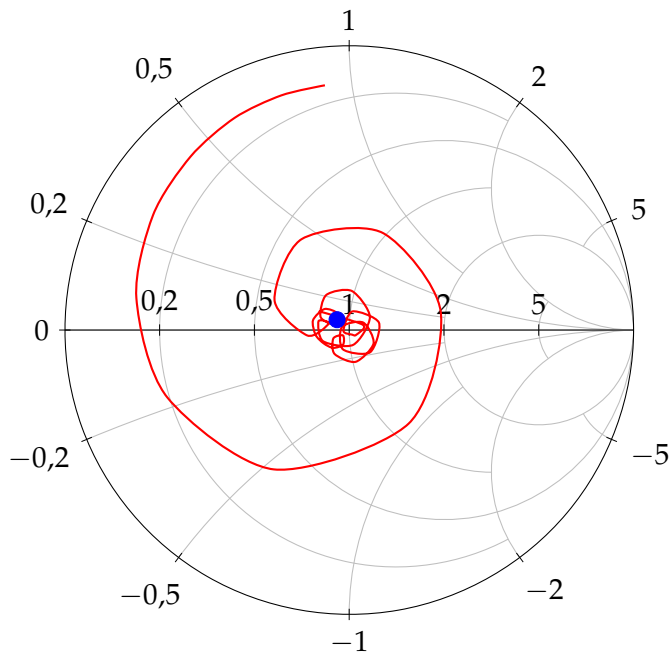


Figura 43: Parametro S_{11} del filtro LFCN-575 rappresentato sulla carta di Smith da 0 a 1 GHz: il punto blu indica l'impedenza a 500 MHz che vale $(46 + 3,3i) \Omega$.

nimizzare il crosstalk fra i canali; inoltre queste due proprietà non devono variare molto nella banda considerata. Tali caratteristiche scartano automaticamente i combinatori resistivi, imponendo la scelta di un accoppiatore di tipo Wilkinson [27]. In questo caso la perdita d'inserzione tra gli ingressi e l'uscita è di 3 dB, mentre l'isolamento è teoricamente infinito solo se le porte sono perfettamente adattate.

Dopo un'accurata ricerca, è stato scelto il modello ADP-2-9 della Mini-Circuits [36]: da scheda tecnica presenta un isolamento (S_{23}) di circa 25 dB e un insertion loss di poco superiore ai 3 dB; il comportamento in frequenza è sufficientemente piatto (figura 44). Il coefficiente di riflessione non è molto soddisfacente (figura 45), pertanto si è tentato un adattamento di impedenza con una rete LC (induttanza in serie e capacità in parallelo) per avvicinarsi al centro della carta di Smith. I valori usati sono di 5,6 nH e 3 pF. Le figure 46 e 47 mostrano gli effetti dell'adattamento: c'è un miglioramento sia del parametro S_{11} sia di S_{23} ; tuttavia si viene a perdere la caratteristica piatta in frequenza dell'isolamento, sostituita da un picco. Pertanto si è deciso di non adattare il componente, privilegiando una risposta piatta per quanto riguarda l'isolamento.

5.2.3 Filtro passa banda

Anche il filtro passa banda è un elemento molto importante del sistema: come visto precedentemente la sua larghezza di banda influenza le prestazioni in termini di rumore del sistema. Una tipologia molto usata che garantisce un fattore di merito molto elevato (e quindi una banda molto stretta) è quella basata sulla tecnologia SAW (surface acoustic wave): sul mercato sono disponibili modelli che arrivano fino a 1 MHz di larghezza di banda e centrati a 500 MHz.

Considerando la compensazione da noi proposta, non è possibile utilizzare tale filtri per due motivi: è necessaria una larghezza di banda più elevata (attorno ai 5-10 MHz) per poter permettere l'inserzione del segnale pilota in modo efficace; inoltre la risposta in banda dei SAW è tipicamente affetta da micro-ondulazioni [37], cosa che può far venir meno l'ipotesi fatta all'inizio, ovvero che la risposta del canale alla frequenza della portante e del pilota sia comparabile.

Pertanto si è optato per un classico filtro realizzato con elementi LC capace di garantire una buona piatezza: il modello è il BPF-B503 sempre della Mini-Circuits [38]. Nominalmente è centrato a 503 MHz con una larghezza di banda di 15 MHz; la perdita l'inserzione è pari a 3 dB in banda. La figura 48 indica i parametri S misurati su banco.

5.2.4 Attenuatori variabili

Gli attenuatori sono un elemento indispensabile per poter variare il guadagno degli amplificatori; generalmente la loro implementazione e il loro utilizzo non richiede particolari accorgimenti, in quanto tipicamente sono

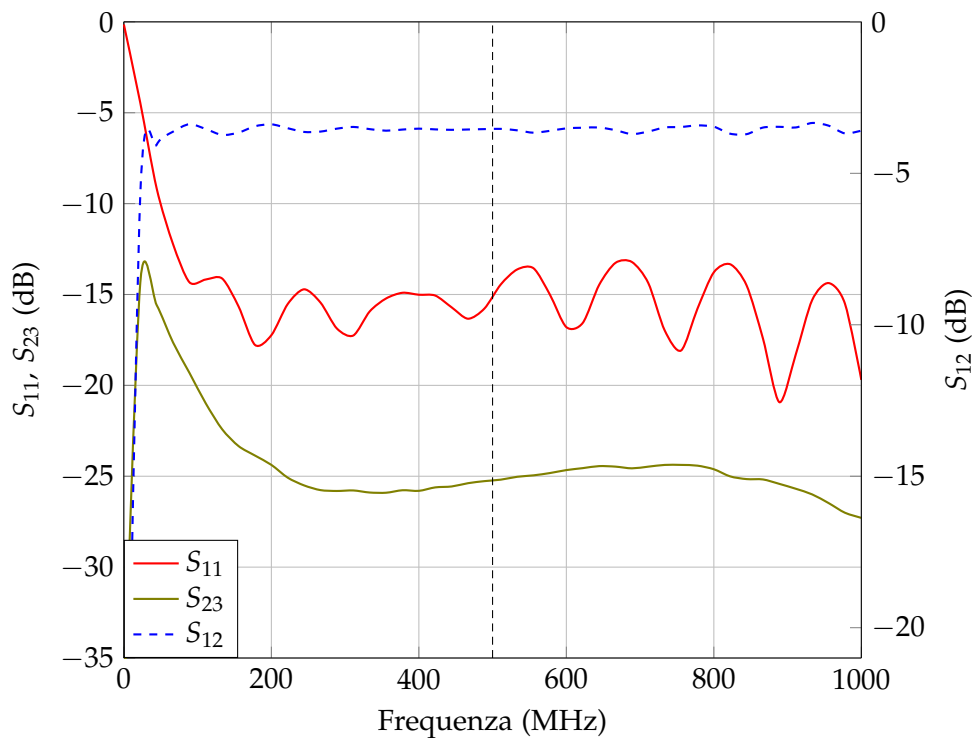


Figura 44: Parametri S_{11} , S_{23} ed S_{12} per il sommatore ADP-2-9.

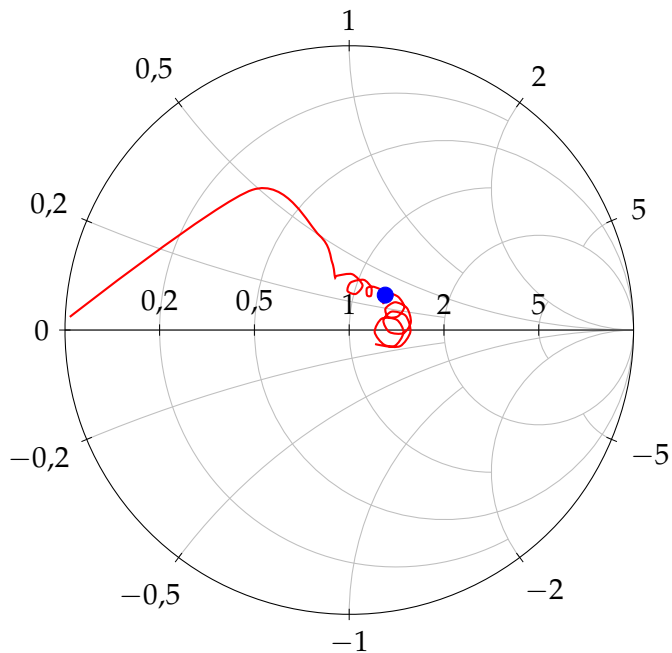


Figura 45: Parametro S_{11} del sommatore ADP-2-9 rappresentato sulla carta di Smith da 0 a 1 GHz: il punto blu indica l'impedenza a 500 MHz che vale $(62,0 + 15,8i) \Omega$.

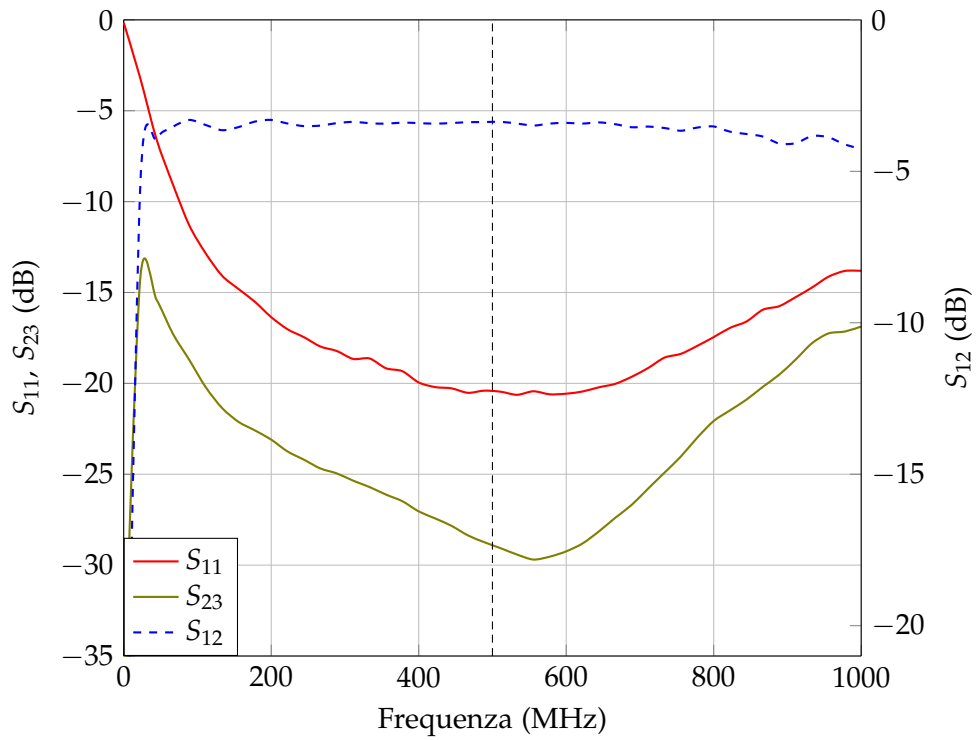


Figura 46: Parametri S_{11} , S_{23} ed S_{12} per il sommatore ADP-2-9 dopo l'adattamento.

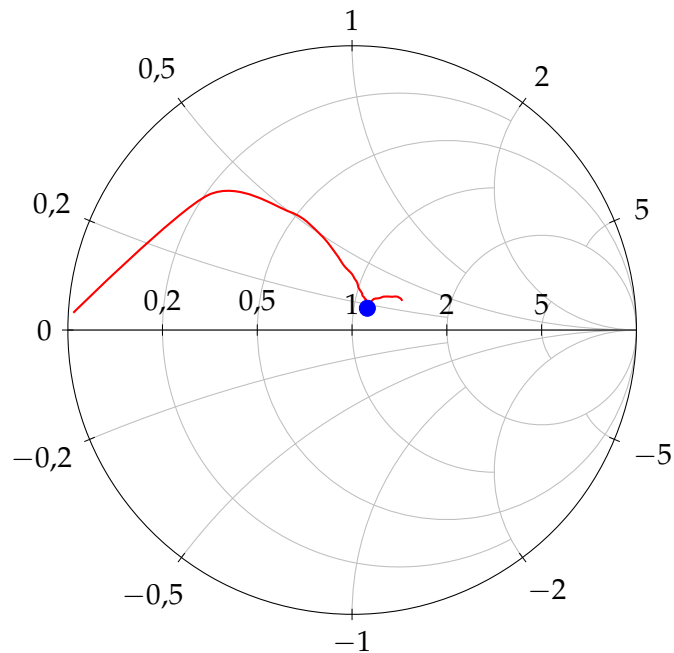


Figura 47: Parametro S_{11} del sommatore ADP-2-9 rappresentato sulla carta di Smith dopo l'adattamento da 0 a 1 GHz: il punto blu indica l'impedenza a 500 MHz che ora vale $(54,3 + 1,3i) \Omega$.

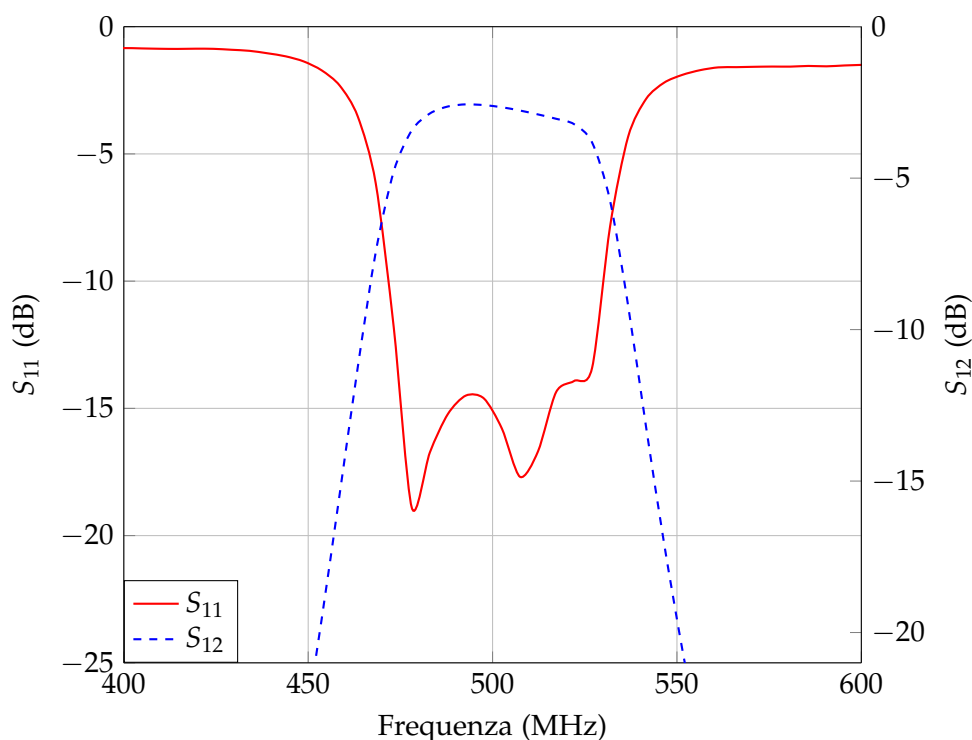


Figura 48: Parametri S_{11} ed S_{12} per il filtro BPF-B503.

realizzati con delle reti resistive. Per avere la massima flessibilità si volevano i seguenti requisiti: larga banda (fino a 600 MHz) e controllo digitale attraverso il protocollo SPI: una parola digitale di 7 bit permette di scegliere il valore di attenuazione da 0 fino ad un massimo di 31,75 dB, con passi quantizzati di 0,25 dB. Il modello che soddisfa entrambe le richieste è il PE43711 della Peregrine Semiconductors [39].

5.2.5 Amplificatori

Per trattare i segnali dei pick-up si richiede una bassa figura di rumore ed un'elevata linearità. Quest'ultima solitamente viene indicata da due parametri: il punto di compressione del guadagno a 1 dB (P_{1dB}), ovvero il punto dove l'amplificatore inizia a saturare (qui il livello del segnale d'uscita ha una differenza di 1 dB rispetto a quello teorico considerando ingresso e guadagno), e il punto d'intercetta del terzo ordine (IP_3), cioè dove le armoniche del terzo ordine prodotte dell'amplificatore hanno la stessa ampiezza del segnale. Una tipologia di amplificatori che soddisfa questi punti è quella basata sulla tecnologia HEMT facente uso dell'arseniuro di gallio come materiale semiconduttore.

Dopo varie selezioni, il migliore si è dimostrato il modello MGA-633P8 dell'azienda Avago Technologies [40]. Tuttavia il suo utilizzo ha comportato alcune modifiche della rete di adattamento, poiché commercialmente viene destinato alla banda dei 900 MHz. Come da consiglio della casa costruttri-

ce [41], una rete in ingresso a 3 elementi ha permesso di raggiungere un ottimo valore di coefficiente di riflessione a spese di un leggero incremento della figura di rumore, pari a 0,62 dB. Il guadagno è pari a 22 dB a 500 MHz, la compressione a 1 dB avviene per +22 dBm in uscita e l'intercetta del terzo ordine è situata a +37,8 dBm. L'amplificatore presenta inoltre una polarizzazione flessibile: variando la tensione su un piedino di ingresso, la circuiteria interna modifica di conseguenza le correnti, permettendo di aumentarne la linearità e la potenza in uscita.

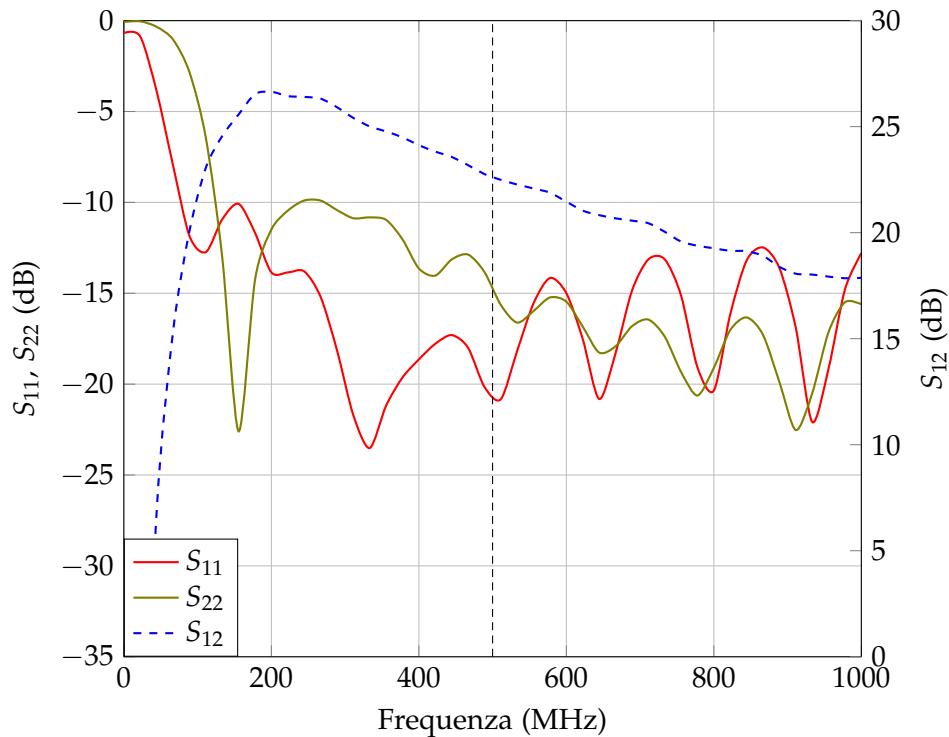


Figura 49: Parametri S_{11} , S_{22} ed S_{12} per l'amplificatore MGA-633.

5.2.6 Splitter del riferimento

Sfruttando la proprietà di reciprocità tipica dei circuiti passivi, si sono utilizzati i sommatore anche come divisori per realizzare lo splitter che divide il segnale pilota in quattro copie possibilmente uguali fra loro. La compensazione è ancora valida se è presente una lieve differenza tra ogni copia, purché essa sia statica; in questo modo, se necessario, può essere corretta con le tecniche di mapping viste precedentemente. La caratteristica principale richiesta allo splitter è quella di garantire un forte isolamento tra le uscite: in caso contrario il segnale proveniente dal canale *A* che attraversasse il sommatore giungerebbe allo splitter, che lo inietterebbe in un canale adiacente (ad esempio nel canale *B*). Per aumentare l'isolamento, si sono introdotti degli attenuatori fissi in uscita (elementi n.3 nella figura 50) di valore pari a 12 dB, che si somma a quello del divisore. L'isolamento tra canale

e canale nel caso peggiore (ovvero tra canali il cui riferimento deriva dallo stesso splitter) sarà quindi circa 37 dB, mentre nel caso migliore (canali da due splitter diversi) sarà maggiore di 50 dB, come verificato dalle misure in figura 51.

L'isolamento ottenuto dallo splitter va sommato a quello degli accoppiatori presenti sul percorso del canale: in totale nel caso peggiore avremo $25 + 25 + 37 = 87$ dB di isolamento.

L'introduzione degli attenuatori da 3 dB indicati con il numero 2 in figura si è rivelata necessaria per garantire il corretto adattamento di impedenza tra le porte degli splitter: questo accorgimento ha garantito di ottenere le prestazioni specificate dal costruttore. Come visto in precedenza si è preferito scegliere un adattamento con perdita per privilegiare la massima piatezza della risposta in frequenza.

Le buone prestazioni in termini di isolamento si sono ottenute a spese della perdita di inserzione molto elevata tra ingresso e uscite: considerando la somma delle attenuazioni dei componenti, il segnale in uscita è ben 22 dB inferiore a quello in ingresso.

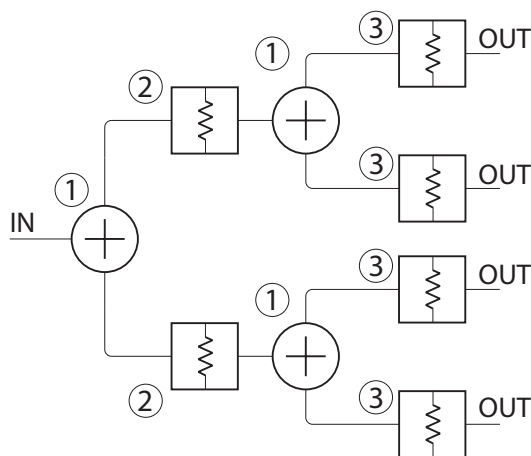


Figura 50: Schema dello splitter: 1. accoppiatore; 2. attenuatore da 3 dB; 3. attenuatore da 12 dB.

5.2.7 Tono di riferimento

Il segnale pilota viene generato da una PLL (*phase locked loop*, maglia ad aggancio di fase): a differenza di un oscillatore fisso, permette la scelta della frequenza in uscita a seconda dei parametri interni. Il modello scelto è l'LMX 2541 della Texas Instruments [42]; tale integrato ha il più basso rumore di fase della categoria, caratteristica importante per ottenere una riga spettrale il più "sottile" possibile. Ricordiamo brevemente che in frequenza il rumore di fase può essere visto come una modulazione che allarga la riga spettrale; la forma dell'allargamento è solitamente una campana la cui larghezza è proporzionale al rumore.

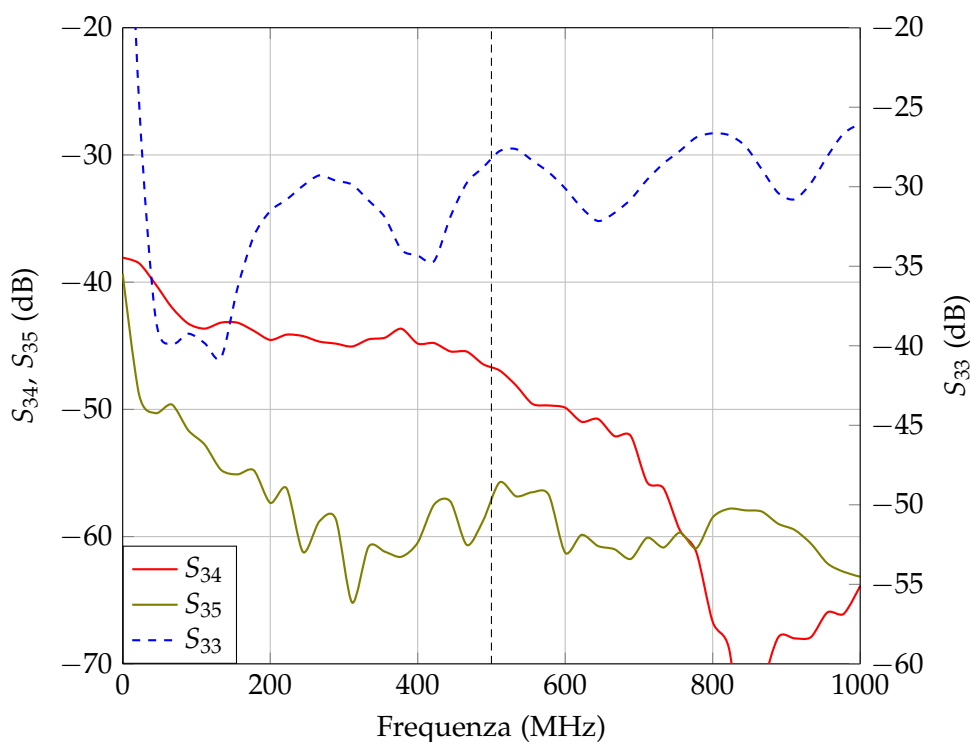


Figura 51: Parametri S_{33} , S_{34} ed S_{35} per lo splitter del riferimento.

Dalla figura 29 nel capitolo 4 abbiamo visto che le armoniche generate dall'acceleratore all'uscita del pick-up sono spaziate dalla frequenza di rivoluzione. Il tono generato può posizionarsi quindi solo nello spazio tra le righe spettrali per non interferire con il segnale. La PLL considerata ha la possibilità di sintonizzarsi su un'ampia gamma di frequenze, grazie anche ai divisori frazionari. Tale accorgimento permette non solo di scegliere in maniera accurata la frequenza del pilota, ma anche di spostarsi dinamicamente con tecniche di *frequency hopping* per stimare meglio la risposta del canale anziché limitarsi ad un solo punto. Inoltre, anche l'ampiezza del segnale in uscita è variabile per garantire la massima flessibilità.

5.3 REALIZZAZIONE E CARATTERISTICHE

Dopo aver caratterizzato ogni singolo blocco realizzando vari prototipi dedicati, si è deciso di realizzare il front end su di un'unica scheda. Il risultato è mostrato in figura 52: sulla faccia superiore trovano posto tutti i componenti tranne quelli dedicati allo splitter, collocati sul lato inferiore. Per questioni sia di spazio sia di riduzione delle interferenze, la PLL è stata realizzata come un modulo a parte. Il dielettrico del circuito stampato è il classico FR-4 a 4 strati per garantire il corretto adattamento di impedenza delle microstrisce. La tabella 3 riepiloga le caratteristiche finali del front end. L'appendice B contiene tutti gli schematici dettagliati.

Il tutto è stato racchiuso in una scatola metallica: la modularità di tale

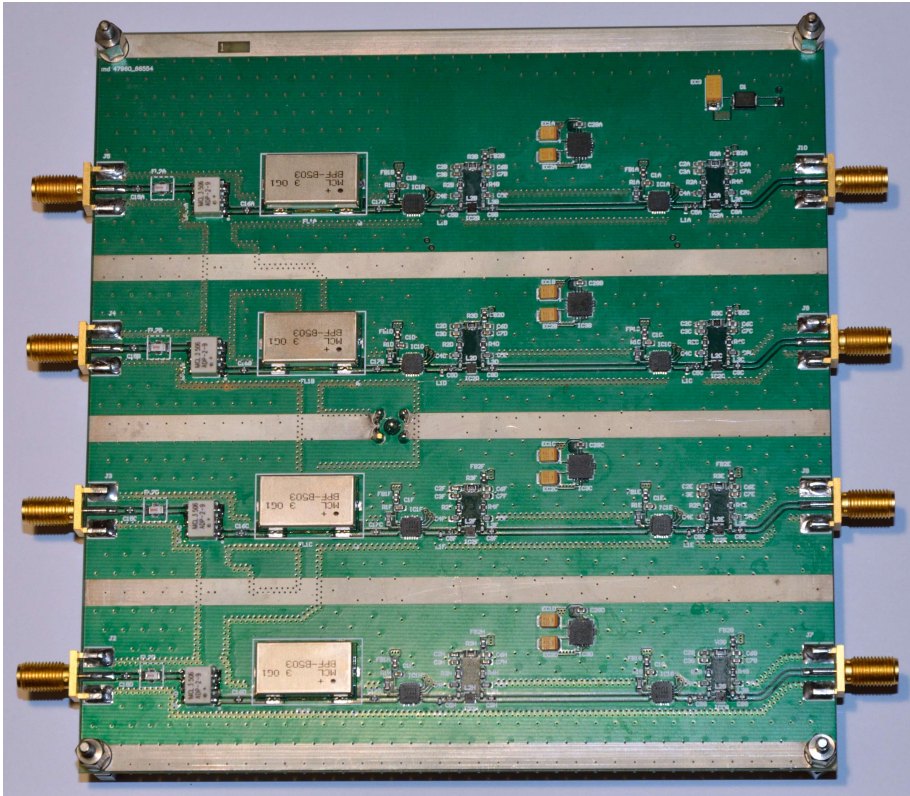
Tabella 3: Riassunto delle caratteristiche principali del front end.

Caratteristica	Valori misurati	Valori richiesti
Figura di rumore	7 dB	minore di 10 dB
Guadagno	da -28 a +35 dB	almeno +30 dB
Crosstalk	migliore di -50 dB	migliore di -40 dB
Punto di compressione	+20 dBm a 500 MHz	almeno +10 dBm
Larghezza di banda	da 495 MHz a 505 MHz	almeno 10 MHz
Adattamento (S_{11})	-29 dB a 500 MHz	almeno -20 dB

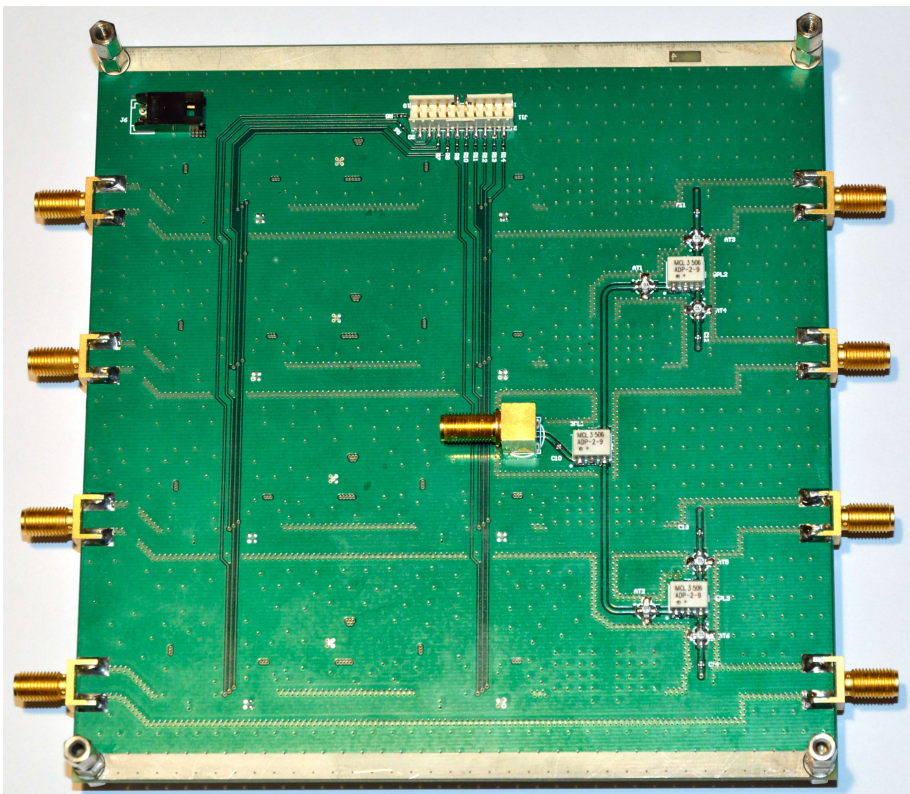
approccio permette di posizionare il front end lontano dall'unità di acquisizione dei segnali, per collocarlo il più vicino possibile alla sorgente del segnale, ovvero ai pick-up stessi, senza dover percorrere decine di metri di cavo. Quest'azione ha due importanti conseguenze: la prima è un deciso aumento del rapporto segnale-rumore, la seconda è quella di poter calibrare *anche* la risposta dei cavi ed accorgersi quindi se sono questi ultimi ad introdurre delle variazioni.

A questo punto diventa fondamentale la prova sia su banco sia sull'acceleratore per verificarne il comportamento. In particolare le campagne di misure dovranno porre l'accento sugli aspetti critici di tale approccio, ovvero:

1. controllare che le parti del circuito non sottoposte a compensazione (splitter, sommatore e filtro iniziale) non introducano variazioni significative;
2. verificare l'ipotesi fatta inizialmente, ovvero che la risposta del canale alla frequenza del pilota sia molto simile a quella alla frequenza della portante per ottenere una compensazione efficace;
3. evitare che venga prodotta un'intermodulazione da parte degli amplificatori tra il segnale pilota e la portante.



(a) Lato superiore.



(b) Lato inferiore.

Figura 52: Front end analogico.

6

SETUP DI MISURA

Al fine di verificare l'effettivo comportamento del front end realizzato, le classiche caratterizzazioni effettuate mediante network analyzer, analizzatori di spettro, oscilloscopi e generatori di segnale non sono sufficienti. Infatti le specifiche di tali strumenti difficilmente riescono ad essere comparabili con lo stringente limite dei 200 ppm visto in precedenza, essendo stati progettati per ben altri utilizzi rispetto a quello specifico dei BPM. Inoltre serve un sistema che possa analizzare quattro canali contemporaneamente, mentre la maggioranza della strumentazione ad alte prestazioni presenta solitamente solo un ingresso. Pertanto si è deciso di realizzare un setup completo di misura che ricalchi il funzionamento di un sistema BPM basato sul campionamento in banda passante. In questo capitolo verrà descritto sia l'hardware utilizzato, sia il metodo di misura adottato per valutare le prestazioni, soffermandosi su alcuni aspetti critici riguardanti la sincronizzazione.

6.1 CAMPIONATORE

Il campionatore è senza dubbio la parte principale del sistema, poiché deve ricevere i segnali dal front end e convertirli in digitale. Per applicare correttamente la tecnica del bandpass sampling vanno rispettate alcune condizioni ben precise: non vi deve essere alcun filtro che riduca la banda di interesse in ingresso ai convertitori analogico-digitali (solitamente le evaluation board presentano un passa basso con frequenza di taglio pari a $F_s/2$) e lo stadio di sample-and-hold presente in questi ultimi deve essere capace di seguire segnali di frequenza superiore ai 500 MHz della portante. Data la poca disponibilità sul mercato di prodotti rispondenti a queste specifiche con un numero adeguato di bit (almeno 16), si è sviluppata una piattaforma in casa basata sugli ADC LTC2209 della Linear Technologies. Tali convertitori, al momento della realizzazione del campionatore, rappresentavano lo stato dell'arte per sottocampionare un segnale con caratteristiche pari a quello proveniente dai pick-up, in quanto capaci di 16 bit di risoluzione, di una frequenza di campionamento fino a 160 MHz, di un sample-and-hold con banda fino a 700 MHz e di un aperture jitter pari a 70 fs. Proprio quest'ultima figura di merito è molto importante; in seguito si faranno alcune considerazioni sull'impatto del jitter sul sistema proprio per motivare tale importanza. Solo al momento della stesura di tale documento sono stati immessi sul mercato dei convertitori con prestazioni superiori, ovvero gli LTC2107 sempre prodotti da Linear: permettono di campionare fino a 210 MHz con un aperture jitter pari a 45 fs.

Realizzare il convertitore da zero ha permesso il completo controllo di

tutti gli elementi del sistema, al fine di garantire la flessibilità necessaria alle particolari misure.

6.1.1 Schema a blocchi

Di seguito viene illustrato lo schema a blocchi del campionatore, con una breve descrizione per ogni elemento e del funzionamento globale.

I quattro ADC ricevono il clock di campionamento fornito da una scheda di timing apposita. A campionamento effettuato le parole digitali in uscita dai convertitori vengono raccolte da una FPGA, la quale si occupa di memorizzare i dati in una memoria RAM. In seguito, ad acquisizione completata, il contenuto della memoria viene trasferito ad un PC attraverso un collegamento Ethernet basato su protocollo TCP grazie ad una scheda intermedia.

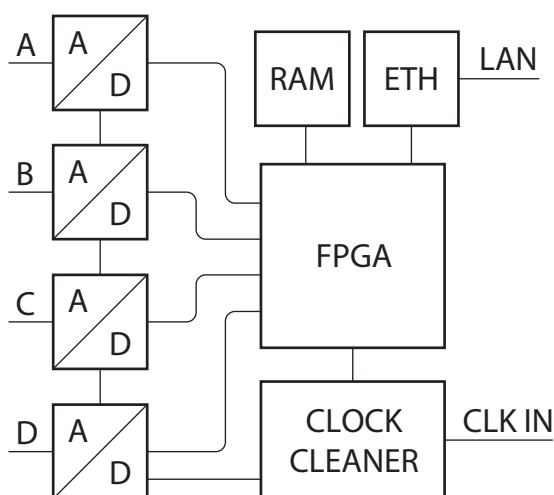


Figura 53: Schema a blocchi del campionatore.

Convertitori analogico-digitale

Per poter contare su un design sicuramente funzionante, è stato scelto di utilizzare le evaluation board fornite dall'azienda Linear Technologies contenenti gli ADC LTC2209 (modello DC1282A [43]), già predisposte per accettare segnali in ingresso con frequenza superiore a 160 MHz e contenenti tutta la circuiteria necessaria ad alimentare correttamente il convertitore. Riportiamo per completezza alcune caratteristiche importanti menzionate nel datasheet: sensibilità in ingresso selezionabile tra 1,5 V_{pp} e 2,25 V_{pp}, non linearità integrale (INL) pari a ±5,5 LSB, non linearità differenziale (DNL) pari a ±1 LSB, range dinamico privo di spurie (SFDR) pari a 100 dB, rapporto segnale/rumore (SNR) a 250 MHz di 73 dB.

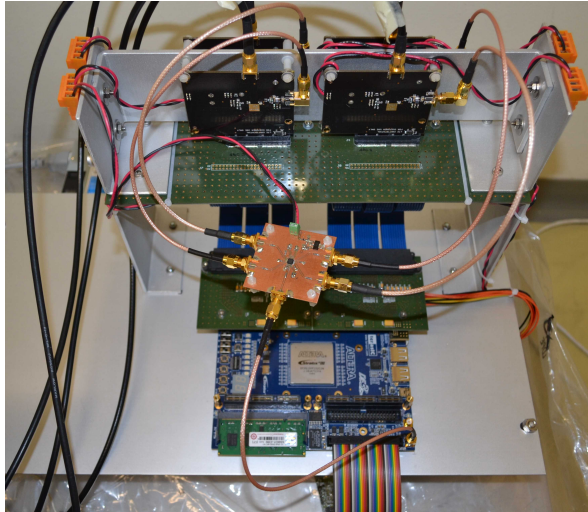


Figura 54: Campionatore assemblato: in alto la sezione con gli ADC, in basso la scheda con a bordo la FPGA.

FPGA

Anche in questo caso, invece di realizzare da zero una scheda digitale contenente una FPGA, si è presa in considerazione la scheda di valutazione DE3 realizzata da Altera Corporation con a bordo una FPGA di alto livello della famiglia Stratix III [44]. Tale prodotto ha un numero sufficiente di linee di I/O per garantire il corretto interfacciamento con i convertitori ed è già dotata di una RAM DDR2 montata su connettore DIMM di dimensione pari a 1 GB; la larghezza di banda della memoria è più che sufficiente a garantire la memorizzazione simultanea dei dati provenienti dai 4 ADC senza dover scendere a compromessi.

Scheda ethernet

La scheda in questione è stata sviluppata internamente al laboratorio Strumentazione e Detectors di Elettra: permette di convertire un flusso di dati su bus parallelo a 16 bit in una connessione Ethernet a 100 Mbit/s basata su protocollo TCP. Tutta la gestione del protocollo e degli strati inferiori (IP, Ethernet, MAC, fisico) viene realizzata in modo completamente trasparente all'utente finale grazie all'utilizzo del chip W5300 prodotto dall'azienda Wiznet Technologies.

Scheda di timing

Nella prima realizzazione del sistema, il clock di campionamento fornito agli ADC era generato direttamente da una PLL interna all'FPGA. Questa soluzione era molto semplice e compatta, ma dava luogo a due forti problematiche: la qualità del clock prodotto dalla FPGA in termini di jitter era scadente e vi erano ampie derive in frequenza tra il clock di campionamento e quello del segnale in ingresso. Infatti non interessa la precisione assoluta del sistema (in frequenza), ma è fondamentale la capacità di agganciare in



Figura 55: Scheda di valutazione dei convertitori LTC2209.

frequenza il segnale in ingresso, in modo che il rapporto tra la frequenza di campionamento e quella del segnale in ingresso sia sempre costante. Per questo motivo, successivamente è stata introdotta una scheda che si occupa sia di garantire la sincronizzazione tra i due segnali, sia di rigenerare il clock di campionamento abbassandone il jitter. Ulteriori considerazioni verranno fatte più avanti in una sezione apposita del capitolo.

6.1.2 Codice su FPGA

Tutto il codice sviluppato per garantire il corretto funzionamento del sistema è stato realizzato in linguaggio Verilog. Per semplificare il funzionamento ed ottenere dei risultati in breve tempo si è scelto di non effettuare del processing dei dati all'interno della FPGA, ma di memorizzarli nella RAM e poi spedirli via TCP così come forniti dai convertitori.

Vediamo nel dettaglio la struttura del codice grazie alla figura 59:

1. ogni ADC fornisce un bus di 16 bit di dati ed un clock ad esso associato che indica la validità del dato; il clock può cambiare da convertitore a convertitore, pertanto è necessario che ogni ADC abbia una FIFO dedicata e sincrona in scrittura con esso;
2. tutte le quattro FIFO vengono lette dallo stesso clock generato dall'interfaccia della memoria DDR. Questo è possibile grazie all'uso di FIFO dual clock, ovvero dove la lettura e la scrittura sono associate a clock diversi. Tale accorgimento è fondamentale per garantire la separazione efficace tra i vari domini di clock ed evitare fenomeni di *glitch* dovuti alla mancata sincronizzazione. Il modulo "aggregator" si occupa di impacchettare i dati letti in segmenti da 256 bit per adattarsi all'interfaccia della memoria DDR;

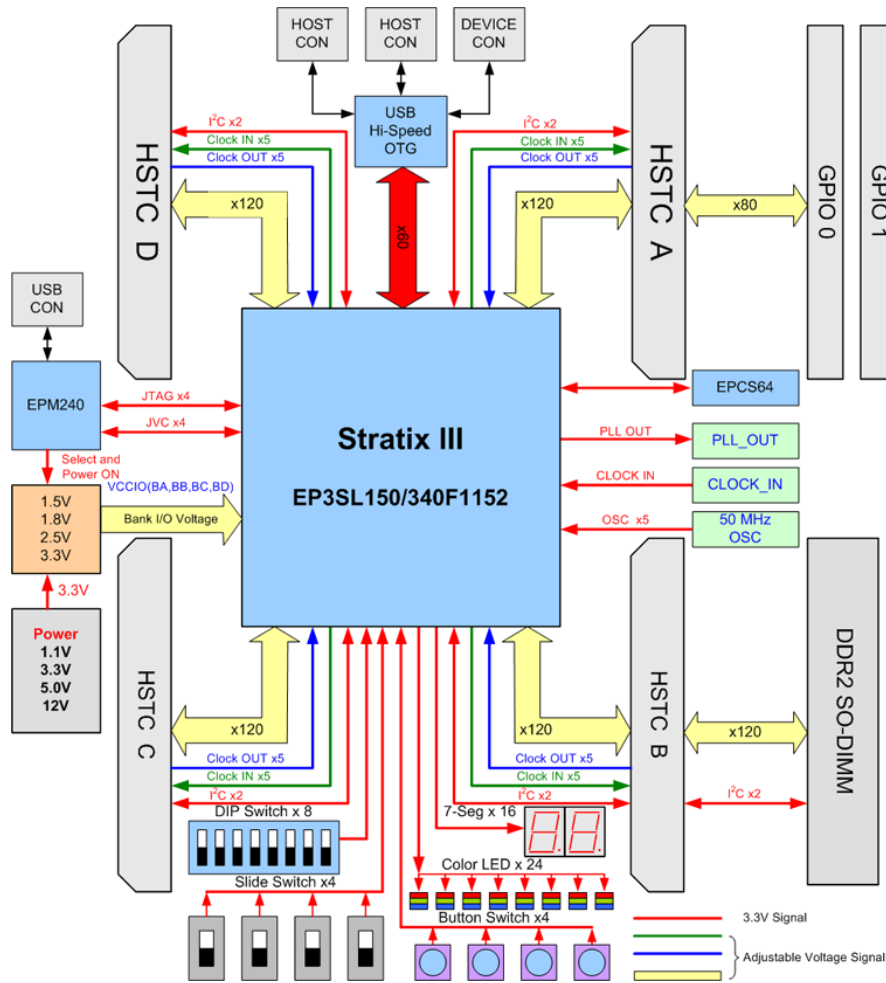


Figura 56: Schema a blocchi della scheda Altera DE3.

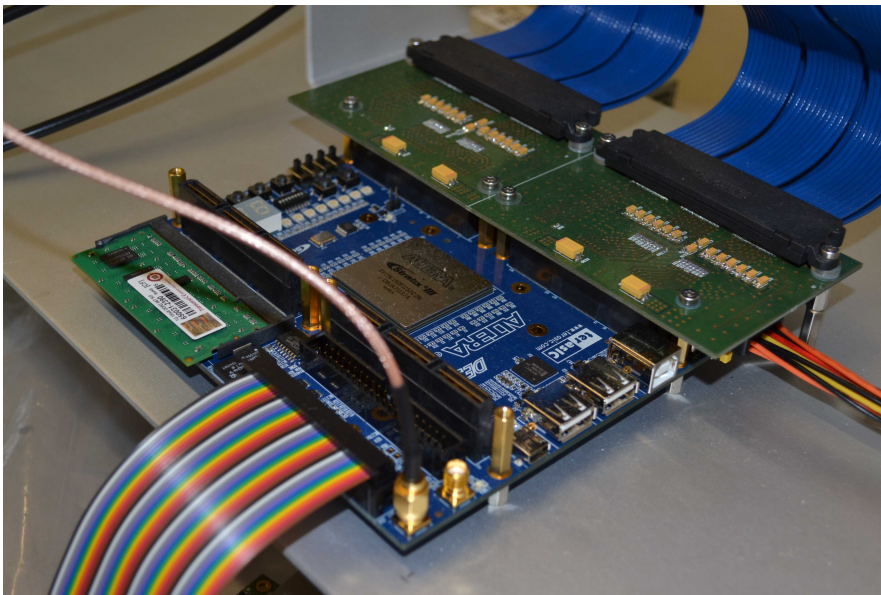


Figura 57: Scheda Altera DE3 basata su FPGA Stratix III EP3SL150.

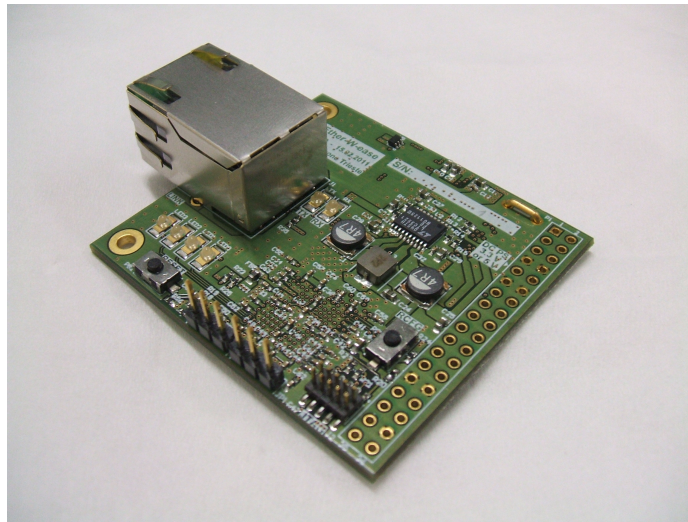


Figura 58: Scheda Ether-w-Ease.

3. il modulo “`ddr_manager`” controlla il funzionamento del controller della RAM sia in scrittura che in lettura, ricevendo i comandi impartiti via Ethernet e processati dal modulo “`decoder`”. Per la lettura è nuovamente necessario frammentare i dati del bus da 256 bit a 16 affinché vengano correttamente interpretati dal modulo “`ewe host`” e spediti alla scheda Ether-w-Ease: il modulo “`dissector`” realizza l’interfacciamento, ed anche qui viene usata una FIFO dual clock per gestire i due domini di clock (da 160 a 25 MHz).

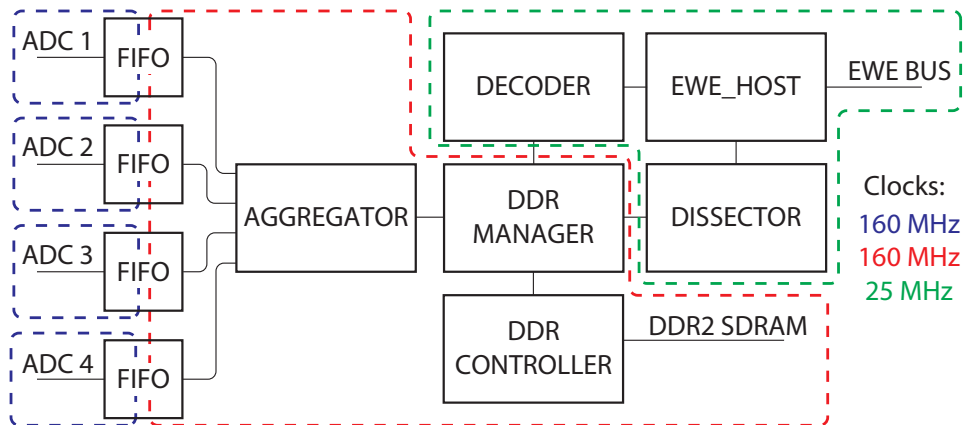


Figura 59: Schema a blocchi dei moduli Verilog istanziati nel codice.

6.2 TIMING E JITTER

Per definizione, con il termine jitter si intende l’incertezza temporale di un segnale periodico; nei convertitori analogico-digitali il jitter del clock che li pilota è responsabile di errori in ampiezza nella fase di campionamento.

Valutare il suo impatto sulle prestazioni di un sistema non è cosa immediata: negli ultimi anni in letteratura diversi autori hanno proposto vari modelli di calcolo, considerando dapprima un approccio di caso peggiore [45], poi calcolando un'espressione esatta per segnali in ingresso sinusoidali [46] ed infine estendendo l'analisi ai segnali rappresentabili in serie di Fourier [47]. Inoltre sono stati investigate in [48] le differenze causate dall'*aperture jitter* (cioè l'incertezza causata dallo stadio sample-and-hold del convertitore) rispetto al *clock jitter* (ovvero l'incertezza del clock di campionamento).

In questo lavoro si è deciso di optare per un approccio più conservativo, applicando il modello di caso peggiore: viene lasciata al lettore la facoltà di approfondire consultando i riferimenti bibliografici citati. Considerando quindi un segnale in ingresso sinusoidale pari a $s(t) = A \cos(2\pi f_{in}t)$ e un valore di jitter pari a Δt nell'istante di campionamento, l'errore in ampiezza generato sarà pari a:

$$e(nT) = \Delta t \cdot \left. \frac{ds(t)}{dt} \right|_{t=nT} \quad (61)$$

con il suo valore massimo di:

$$e_{\max} = \Delta t A 2\pi f_{in}. \quad (62)$$

Per semplificare ulteriormente è possibile considerare il jitter come una variabile aleatoria gaussiana a media nulla e varianza σ_t^2 , calcolando in questo modo il rapporto segnale/rumore dovuto esclusivamente al jitter:

$$\text{SNR}_{\text{jit}} = -20 \log(2\pi f_{in} \sigma_t) \quad (63)$$

Nel caso reale, σ_t^2 sarà la somma di due contributi: quello dovuto al clock in ingresso e quello dovuto alla non idealità dello stadio sample-and-hold. Considerando i dati forniti dal costruttore per i convertitori utilizzati nel nostro campionario, l'*aperture jitter* si attesta su un valore pari a 70 fs: con un segnale in ingresso pari a 500 MHz il rapporto segnale/rumore risultante è di circa 73 dB, ben lontano dai circa teorici 96 dB che sarebbero possibili considerando 16 bit. Inoltre, nel dominio della frequenza, il rumore di fase del clock si ripercuote sui segnali campionati [45], modificandone lo spettro. È fondamentale quindi affrontare con massima cura la parte del sistema che si occupa della generazione e della distribuzione del clock di campionamento per non peggiorare le prestazioni.

6.2.1 Scheda di timing

La scheda di timing introdotta successivamente ha due obiettivi: sincronizzare il segnale proveniente dai pick-up con il clock di campionamento in modo che non vi siano derive in frequenza e occuparsi di generare e distribuire quest'ultimo con un basso jitter. Entrambe le condizioni vengono gestite dall'*evaluation board* basata sull'integrato LMK04828B prodotto da Texas Instruments [49]. La scelta del suo utilizzo è stata dettata dalla flessibilità di configurazione e dal fatto che attualmente garantisce le migliori

prestazioni sul mercato a livello di jitter (90 fs). Al suo interno vi sono due PLL: la prima riceve una sorgente di clock dall'esterno e pilota un oscillatore quarzato controllato in tensione (VCXO). La purezza spettrale di quest'ultimo e la banda stretta del sistema retroazionato garantiscono un'uscita a jitter molto basso ma a frequenza fissa, pari a quella nominale del VCXO. Questa raggiunge una seconda PLL che provvede a garantire la necessaria flessibilità ricavando fino a 12 uscite configurabili separatamente con una larghezza di banda maggiore rispetto alla prima PLL, senza per questo compromettere il rumore di fase. Tale architettura permette di "ripulire" il clock in ingresso e distribuire l'opportuno clock ai convertitori mantenendo valori di jitter più bassi possibili. Inoltre, la struttura modulare permette diverse modalità di funzionamento come illustrato in figura 60: oltre a quella standard dove le due PLL sono di fatto separate, è possibile ottenere delle relazioni di fase ben precise tra ingresso e uscite scegliendo la sorgente di feedback per il primo comparatore di fase.

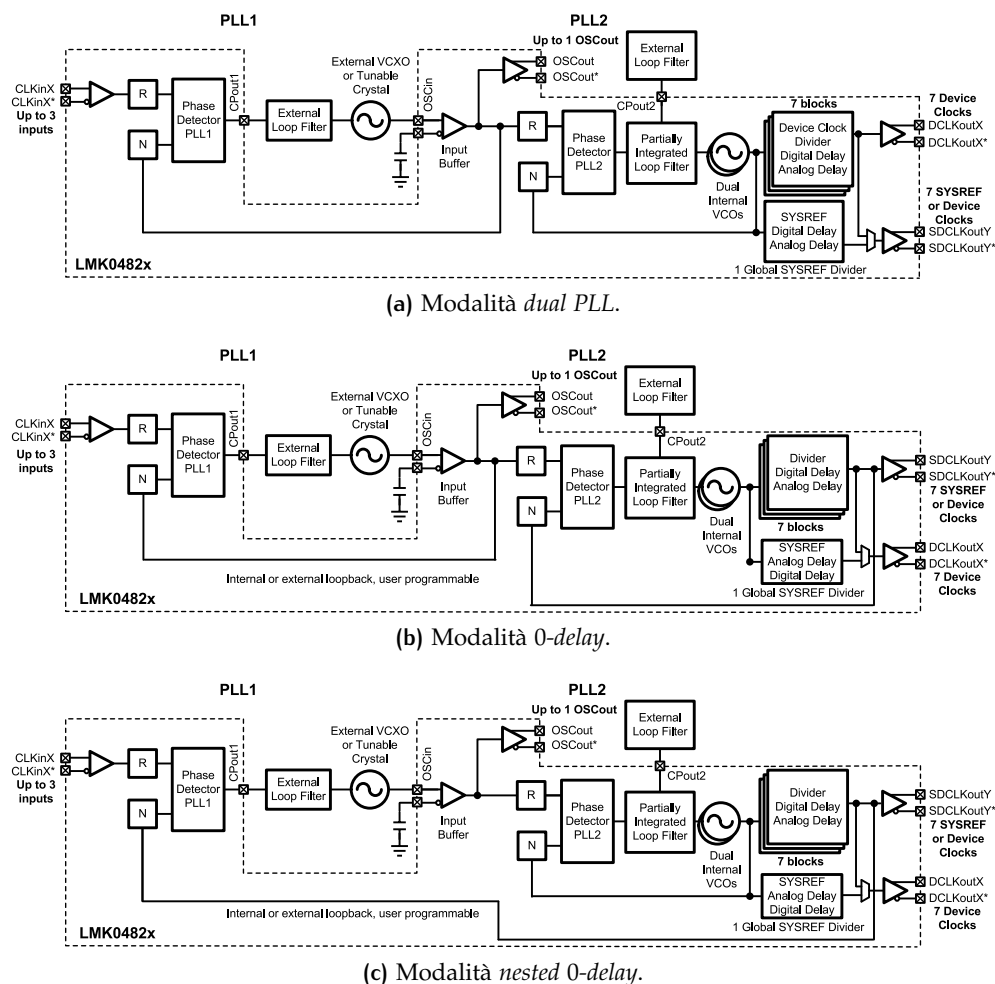


Figura 60: Schema a blocchi dell'LMK04828B: le varie modalità di configurazione permettono diverse relazioni di fase tra ingressi ed uscite.

Nel caso specifico, nel tunnel di Elettra viene distribuito lo storage ring clock (SRC), corrispondente alla frequenza di rivoluzione. Scegliendo la

modalità *nested delay*, i clock forniti agli ADC sono dei multipli di tale segnale, assicurando la corretta sincronizzazione della terna di interesse (ovvero la frequenza di rivoluzione, la frequenza operativa e la frequenza di campionamento), non solo in frequenza ma anche in fase.

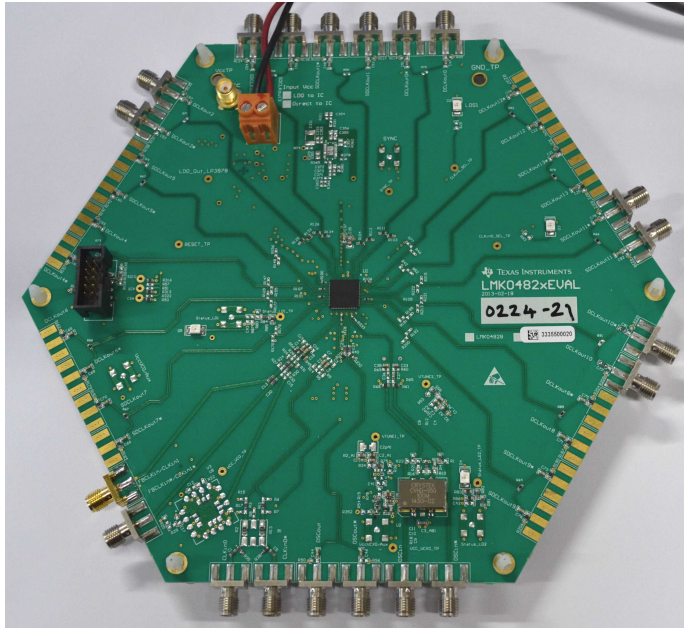


Figura 61: Scheda di timing basata sull'integrato LMK04828B.

6.3 DESCRIZIONE DELLA MISURA

La misura prevede di calcolare la posizione utilizzando le equazioni viste nel capitolo 4, e di applicare la compensazione proposta nel capitolo 5. Per ottenere l'ampiezza sia della portante che del pilota va demodolato il segnale in ingresso: le tecniche disponibili sono molte, ma ne analizzeremo in particolare due che si adattano particolarmente ad un loro utilizzo nel dominio digitale, ovvero la demodulazione in fase e in quadratura e la trasformata veloce di Fourier.

6.3.1 Demodulazione in fase e in quadratura

Chiamiamo $x(t)$ un segnale modulato pari a $a(t) \cdot \cos(2\pi f_{IN}t + \varphi_{IN})$; esso può essere moltiplicato rispettivamente per un seno e un coseno provenienti dallo stesso oscillatore locale, ottenendo:

$$I(t) = x(t) \cdot \cos(2\pi f_{LO}t + \varphi_{LO}) \quad (64)$$

$$Q(t) = x(t) \cdot \sin(2\pi f_{LO}t + \varphi_{LO}) \quad (65)$$

dove $I(t)$ viene chiamata parte *in fase* e $Q(t)$ parte *in quadratura*. La moltiplicazione genera i classici termini che possono venire trasformati in somma e differenza delle frequenze applicando le formule di Werner:

$$I(t) = a(t) \frac{1}{2} \{ \cos [2\pi(f_{\text{IN}} - f_{\text{LO}}) + (\varphi_{\text{IN}} - \varphi_{\text{LO}})] + \cos [2\pi(f_{\text{IN}} + f_{\text{LO}}) + (\varphi_{\text{IN}} + \varphi_{\text{LO}})] \} \quad (66)$$

$$Q(t) = a(t) \frac{1}{2} \{ \sin [2\pi(f_{\text{IN}} - f_{\text{LO}})t + (\varphi_{\text{IN}} - \varphi_{\text{LO}})] + \sin [2\pi(f_{\text{IN}} + f_{\text{LO}})t + (\varphi_{\text{IN}} + \varphi_{\text{LO}})] \}. \quad (67)$$

Eliminando con un filtro passa basso le armoniche superiori dovute alla somma delle frequenze possiamo arrivare a:

$$\tilde{I}(t) = a(t) \cdot \frac{1}{2} \cos [2\pi(f_{\text{IN}} - f_{\text{LO}})t + (\varphi_{\text{IN}} - \varphi_{\text{LO}})] \quad (68)$$

$$\tilde{Q}(t) = a(t) \cdot \frac{1}{2} \sin [2\pi(f_{\text{IN}} - f_{\text{LO}})t + (\varphi_{\text{IN}} - \varphi_{\text{LO}})] \quad (69)$$

Per semplificare la trattazione definiamo l'argomento delle funzioni con una nuova variabile α ; calcolando la radice quadrata della somma della parte in fase e di quella in quadratura (ovvero il modulo) otteniamo:

$$A(t) = \sqrt{\tilde{I}^2(t) + \tilde{Q}^2(t)} = \sqrt{a^2(t) \cdot \frac{1}{4} [\cos^2(\alpha) + \sin^2(\alpha)]} = \frac{1}{2} \cdot a(t), \quad (70)$$

mentre la fase è pari a:

$$\varphi_A = \tan^{-1} \left(\frac{\tilde{Q}(t)}{\tilde{I}(t)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\alpha)}{\cos(\alpha)} \right) = \alpha \quad (71)$$

con $\alpha = 2\pi(f_{\text{IN}} - f_{\text{LO}})t + (\varphi_{\text{IN}} - \varphi_{\text{LO}})$.

Nel caso più generale possibile, ovvero di un segnale dove l'informazione risiede sia nell'ampiezza che nella fase, questa tecnica permette di ricavarli entrambi; riguardo alla fase vanno applicate le dovute correzioni affinché la frequenza dell'oscillatore locale sia identica a quella della portante, inoltre il contributo di φ_{LO} può portare ad una *rotazione* della costellazione usata per la trasmissione di cui tenere conto [34]. Se il segnale è modulato solo in ampiezza (come nel nostro caso, dove l'ampiezza del segnale è correlata alla posizione), si può fare a meno dell'operazione arcotangente semplificando l'implementazione, come mostrato in figura 62.

L'implementazione di questo schema di demodulazione è particolarmente adatta alle moderne FPGA: ormai i produttori riescono ad inserire nei dispositivi dei blocchi DSP molto efficienti e contenenti moltiplicatori, addizionatori e elementi di ritardo. In particolare, un possibile design consigliato fa uso dei seguenti elementi [50]:

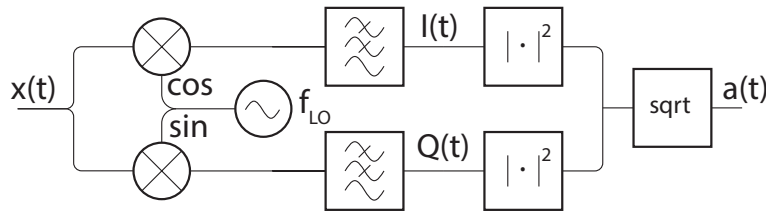


Figura 62: Demodulatore in fase e in quadratura.

- l'oscillatore locale viene realizzato con un NCO (numerically controlled oscillator), garantendo un'ottima purezza spettrale ed uno sfasamento corretto (seno e coseno vengono generati dalla stessa look-up table);
- i mixer vengono implementati con dei moltiplicatori;
- i filtri passa basso solitamente comprendono anche uno stadio di *decimazione*: un modo per aumentare l'efficienza è di usare dei filtri CIC (cascaded integrator-comb) [51] in aggiunta a dei FIR. Va ricordato che i filtri sono identici sia per la parte in fase che per quella in quadratura, quindi una volta realizzati vengono riutilizzati;
- i calcoli di modulo e fase sono forse una delle parti più complesse: a tale scopo si presta l'algoritmo CORDIC [52], che permette un calcolo agevole e preciso delle funzioni trigonometriche. I produttori di FPGA mettono a disposizione delle proprietà intellettuali già pronte per tale scopo [53, 54].

L'utilizzo nel caso specifico riguardante i BPM prevederebbe due demodulatori per canale, uno per la portante ed uno per il pilota e sintonizzati su frequenze diverse, per un totale di otto demodulatori nel sistema completo.

6.3.2 Trasformata di Fourier

Al fine di accelerare i tempi di sviluppo, è stato deciso di percorrere una strada diversa rispetto alla demodulazione in fase e in quadratura, ovvero la trasformata veloce di Fourier (FFT). In questo modo i dati grezzi provenienti dal campionatore vengono consegnati ad un computer che si occupa del calcolo della trasformata. Riassumiamo in un elenco i vantaggi e gli svantaggi di questo metodo:

- vantaggi:
 - la FFT restituisce l'intero spettro delle frequenze, senza la necessità di una doppia demodulazione. Oltre alle due ampiezze di interesse è possibile valutare tutto il contenuto in frequenza;
 - l'algoritmo di calcolo è ben noto ed esistono numerosi software e librerie open source che lo effettuano, senza dover progettare da zero filtri od oscillatori numerici;

- offre già una riduzione del rumore (*processing gain*) proporzionale al numero N di campioni presi e pari a $PG_{dB} = 10 \log(N/2)$ senza bisogno di filtraggi specifici [55];
- svantaggi:
 - l'implementazione in FPGA può essere difficoltosa visto l'utilizzo dei numeri complessi;
 - data la natura del calcolo, è difficile una implementazione in tempo reale; esistono vari metodi che prevedono l'acquisizione di finestre temporali sovrapposte per non avere dei "vuoti" (metodi di *overlap*) [56];
 - la FFT soffre del problema di *leakage* spettrale dovuto alla dimensione finita delle finestre di campioni prese in esame: il risultato in frequenza è quindi la convoluzione tra la trasformata vera del segnale e la trasformata della finestra, ovvero un *sinc*. Tale effetto può essere mitigato prendendo un numero molto elevato di campioni (cioè aumentando il tempo di acquisizione) oppure facendo uso di finestre opportune [57] ed adeguate alla misura da effettuare.

Nel nostro caso, visto che l'obiettivo principale è quantificare l'efficacia della compensazione e della catena di acquisizione, non vi è attualmente interesse nell'ottenere dei dati in tempo reale; l'acquisizione di finestre temporali molto grandi e quindi di un elevato numero di campioni garantisce bassi fenomeni di leakage. Certamente in uno sviluppo futuro dello strumento dove i dati necessitano di avere delle latenze ridotte (praticamente in real-time), l'architettura preferibile potrebbe essere quella basata sulla demodulazione in fase ed in quadratura.

7

RISULTATI SPERIMENTALI

In questo capitolo verranno presentate le misure effettuate e discussi i risultati ottenuti considerando il sistema composto dal front end analogico e dal campionatore, dapprima in un ambiente controllato e “silenzioso”, ovvero il laboratorio di elettronica; successivamente nelle condizioni reali di utilizzo, cioè nel tunnel e nella *service area* di Elettra.

7.1 SETUP DEL SISTEMA

Il campionatore, la PLL del segnale pilota e il front end sono tutti collegati attraverso uno switch Ethernet al PC che gestisce la misura. Il software di controllo ed acquisizione è stato realizzato in linguaggio LabVIEW. Esso consiste in due pannelli: il primo permette di configurare sia tutti i parametri della PLL usata per il riferimento, in particolare la scelta della frequenza (agendo sui divisori) e la potenza di uscita, sia ogni singolo attenuatore presente nel front end, a passi di 0,25 dB; il secondo è dedicato al controllo della FPGA. È possibile scegliere il numero di campioni da acquisire e programmare un salvataggio dei dati temporizzato a intervalli prestabiliti. Inoltre, a scopi puramente di verifica del funzionamento, viene visualizzato il segnale sia nel dominio del tempo che della frequenza per ogni canale, evidenziando i picchi rilevati in frequenza ed in ampiezza. Come elemento aggiuntivo di diagnostica, sono stati collocati dei sensori di temperatura sul corpo di ogni ADC ed all'interno del front end; i valori vengono registrati in corrispondenza di ogni acquisizione.

Il calcolo della posizione e la compensazione vengono invece effettuati da uno script apposito in linguaggio Matlab, il quale applica la FFT (Fast Fourier Transform) su tutti i canali ed estrae le ampiezze sia della portante che del pilota. A questo punto tutti i dati sono disponibili per venire confrontati e riprodotti in grafici o tabelle. Il numero di campioni scelto è pari a 2 621 440, corrispondenti a una finestra temporale di circa 16 ms; tale valore consente di mitigare il leakage spettrale, di avere una buona risoluzione in frequenza ($F_s/N = 62,5$ Hz) e di guadagnare 61 dB di rapporto segnale/rumore rispetto a quello fornito dagli ADC.

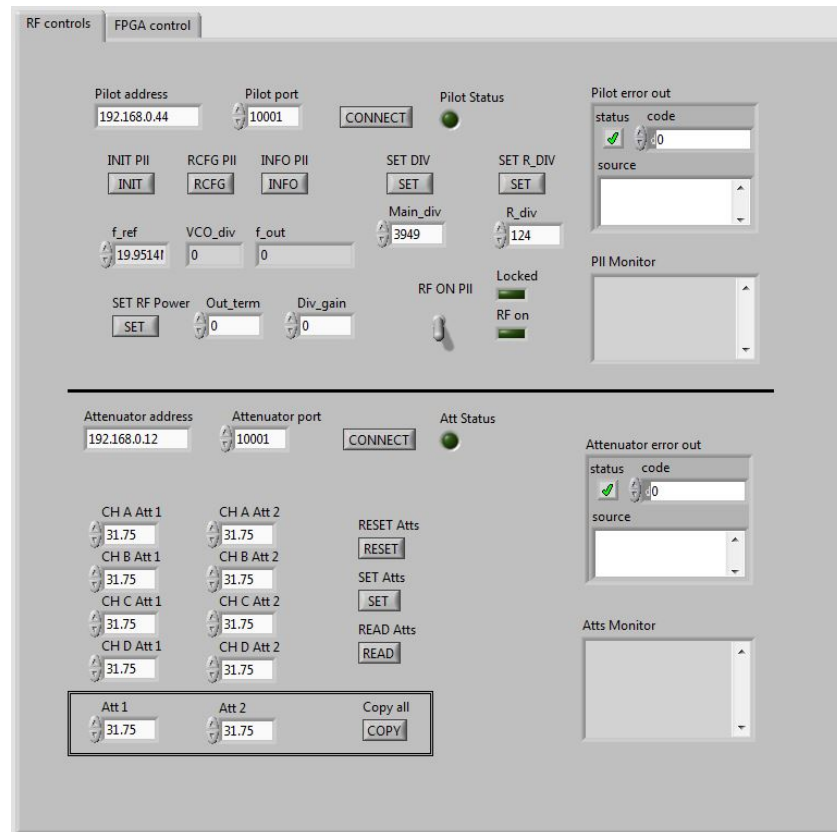


Figura 63: Software di acquisizione in LabVIEW: pannello dedicato al controllo della PLL e degli attenuatori.

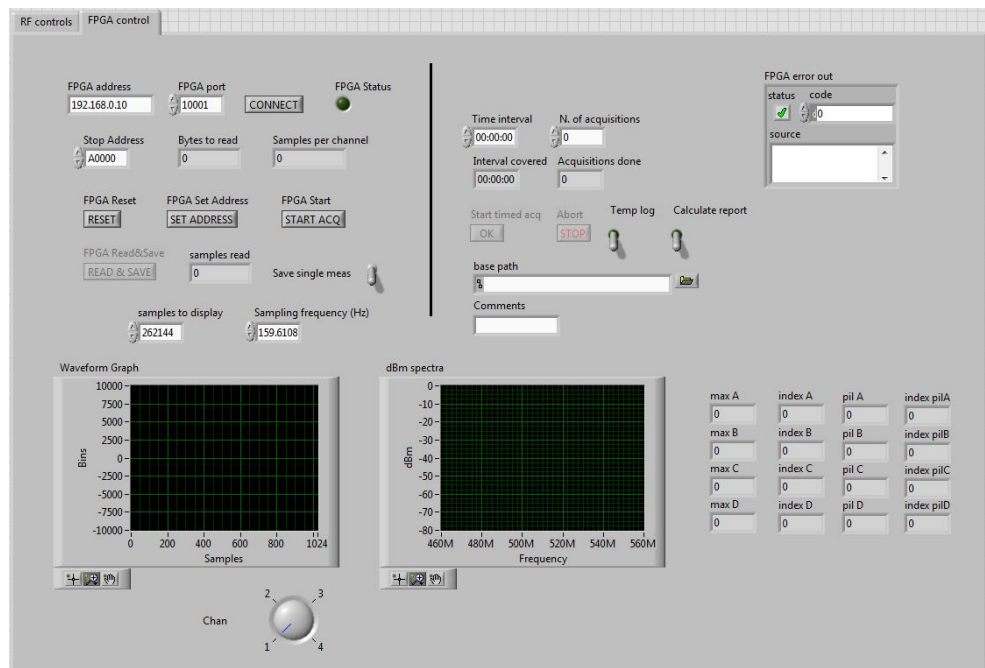


Figura 64: Software di acquisizione in LabVIEW: pannello per il controllo della FPGA, il salvataggio delle acquisizioni e l'ispezione dei segnali in ingresso.

7.2 CAMPAGNA DI MISURE

7.2.1 Analisi in laboratorio

Il sistema è stato testato su banco nei locali del laboratorio Strumentazione & Detectors: agli ingressi del front end è stato collegato uno splitter a quattro uscite, dividendo così l'uscita di un generatore RF Rohde&Schwarz sintonizzato alla frequenza di 499,654 MHz. Tale accorgimento permette di simulare un fascio abbastanza centrato, con le differenze intercanale costanti nel tempo. La frequenza del pilota è stata fissata a 504,6 MHz. La figura 65 indica lo spettro visto dal campionatore, con la portante sottocampionata a 19,654 MHz (il picco a sinistra) ed il pilota a 24,6 MHz (il picco a destra). Le spurie presenti sulla parte destra dello spettro (tra i 40 MHz ed i 70 MHz) sono i prodotti di intermodulazione (sottocampionati) tra il segnale in ingresso ed il clock di campionamento, dovuti alla non linearità dello stadio sample-and-hold dell'ADC. Non sono presenti intermodulazioni dovute ai due segnali in ingresso (portante e pilota).

Le acquisizioni sono state effettuate ad intervalli di 10 minuti, per una durata totale di circa 24 ore (130 acquisizioni totali): le figure 66 e 67 mostrano la posizione calcolata rispettivamente della coordinata x e della y , dove le tracce rosse si riferiscono ai dati non compensati, mentre quelle blu a quelli con compensazione applicata. La risoluzione intrinseca del sistema è stata misurata in circa 150 nm, usando il pilota come riferimento stabile e un raggio della camera di 19 mm.

Calcolando la deviazione standard della posizione, essa risulta pari a $\sigma_x = 2,3 \mu\text{m}$ per la coordinata x e a $\sigma_y = 3,1 \mu\text{m}$ per la y senza compensazione. Una volta applicata quest'ultima, le varianze scendono a $\sigma_x = 0,6 \mu\text{m}$ e $\sigma_y = 0,7 \mu\text{m}$, guadagnando circa un fattore 4. Nella prossima sezione si analizzerà la differente varianza nella coordinata y , riconducendola a una variazione di temperatura.

7.2.2 Analisi in macchina

Il front end è stato poi collocato nel tunnel di Elettra e collegato ai pick-up a bottone dell'anello di accumulazione, disposti vicino ad un dispositivo d'inserzione e in mezzo a due soffiotti (figure 68 e 69). Questi ultimi assicurano il disaccoppiamento meccanico dal resto della camera. I parametri di funzionamento della macchina erano pari a 2 GeV e 310 mA. L'orbita del fascio durante questa campagna di misure è stata tenuta stabile al centro dal sistema di feedback globale. Tale sistema però è a sua volta afflitto da variazioni di temperatura. Per questo motivo le misure che dimostrano la stabilità del sistema sono quelle che utilizzano un solo segnale diviso in 4 dallo splitter, dove le differenze fra i vari canali sono costanti e non variano. L'ampiezza del segnale proveniente dal fascio con 300 mA in macchina è di -6 dBm , mentre quelle di segnale e pilota misurate all'ingresso degli ADC sono entrambe di 0 dBm , considerando la perdita di 6 dB dovuta allo splitter

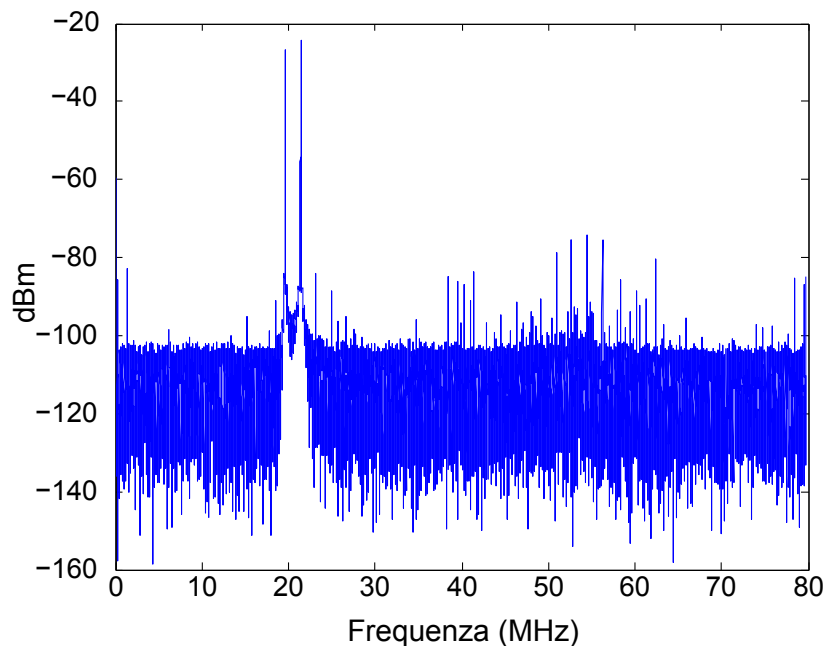


Figura 65: Spettro acquisito usando un generatore RF: si nota il segnale pilota (picco a destra).

e al guadagno di 12 dB del front end. L'ampiezza totale è pari a +6 dBm (i due segnali si sommano perché scorrelati), corrispondente all'80% del range di funzionamento dei convertitori. Lo spettro acquisito in questo caso è riportato in figura 70.

Per cominciare, si è valutata l'eventuale influenza del segnale pilota sulla posizione calcolata senza compensazione: non sono stati visti cambiamenti accendendo e spegnendo il riferimento. Successivamente, un singolo bunch è stato iniettato per ottenere un pattern di riempimento ibrido [58]. Anche in questo caso il bunch non ha modificato la posizione in maniera significativa. Sono stati effettuati dei movimenti voluti del fascio con scostamenti di 1 μm e 10 μm ; le posizioni calcolate dal sistema sono riportate nella tabella 4, dove la compensazione mostra un miglioramento di 2,5 μm .

Tabella 4: Spostamenti verticali del fascio.

Posizione nominale	Posizione misurata	
	Non compensata	Compensata
+1 μm	+0,5 μm	+1,0 μm
-1 μm	-2,5 μm	-1,1 μm
+10 μm	+8,4 μm	+9,2 μm
-10 μm	-12,6 μm	-10,1 μm

La dipendenza dalla temperatura è mostrata chiaramente in figura 71: in questo caso si è diviso con lo splitter il segnale proveniente da un solo pick-up sempre per simulare un fascio centrato, e si è calcolata la posizione del

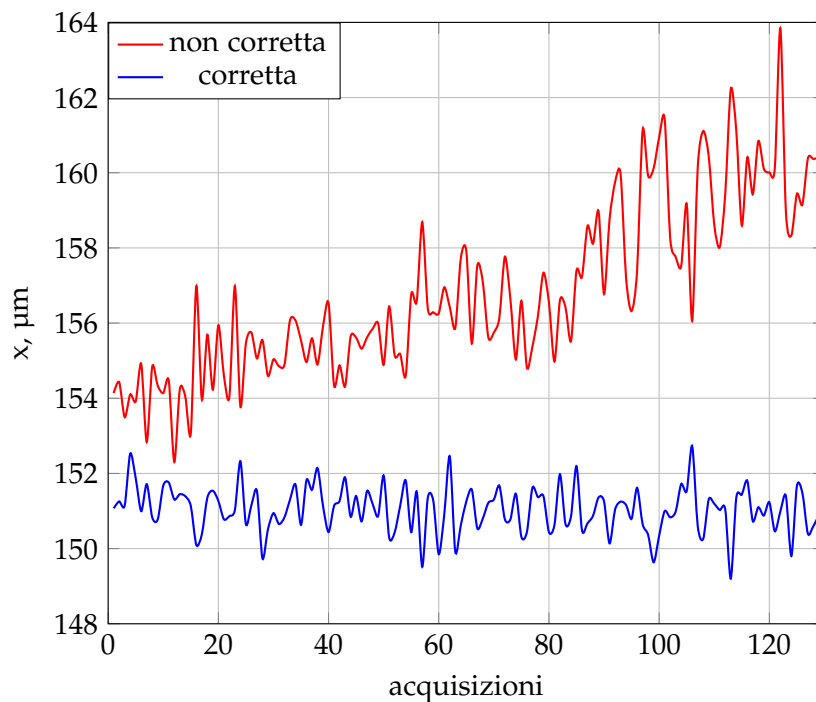


Figura 66: Test in laboratorio: posizione x in una finestra di 130 acquisizioni (corrispondenti circa a 24 ore). In rosso la posizione letta, in blu la posizione dopo aver applicato la compensazione.

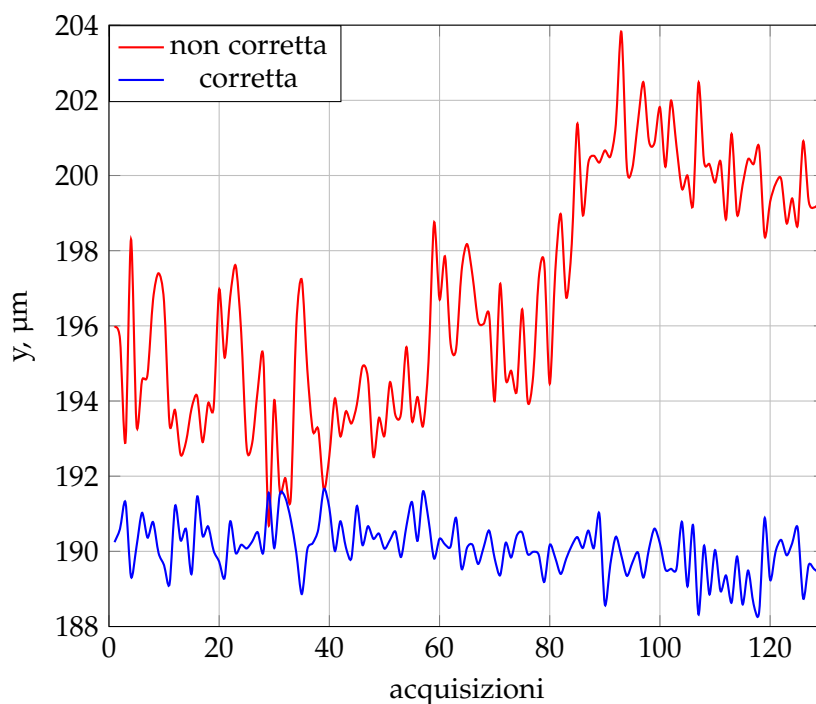


Figura 67: Test in laboratorio: posizione y in una finestra di 130 acquisizioni (corrispondenti circa a 24 ore). In rosso la posizione letta, in blu la posizione dopo aver applicato la compensazione.

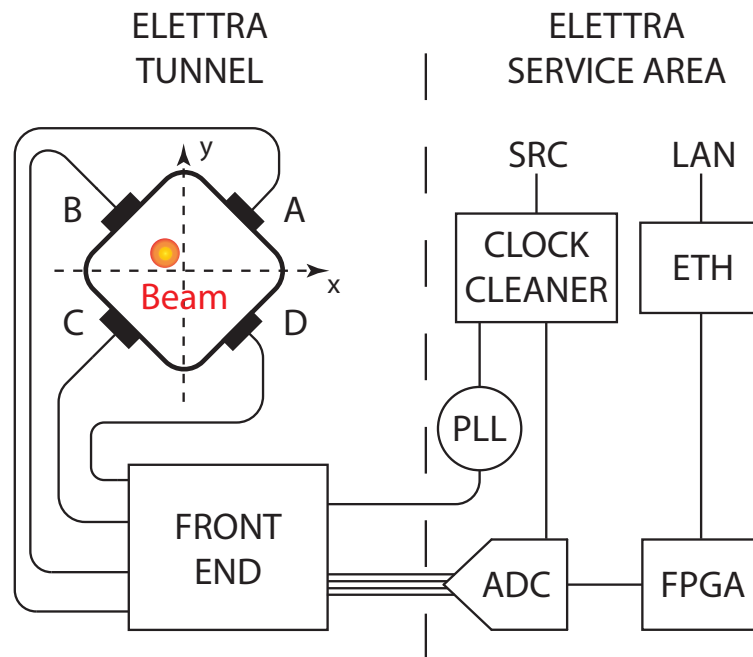


Figura 68: Schema a blocchi del setup di misura.

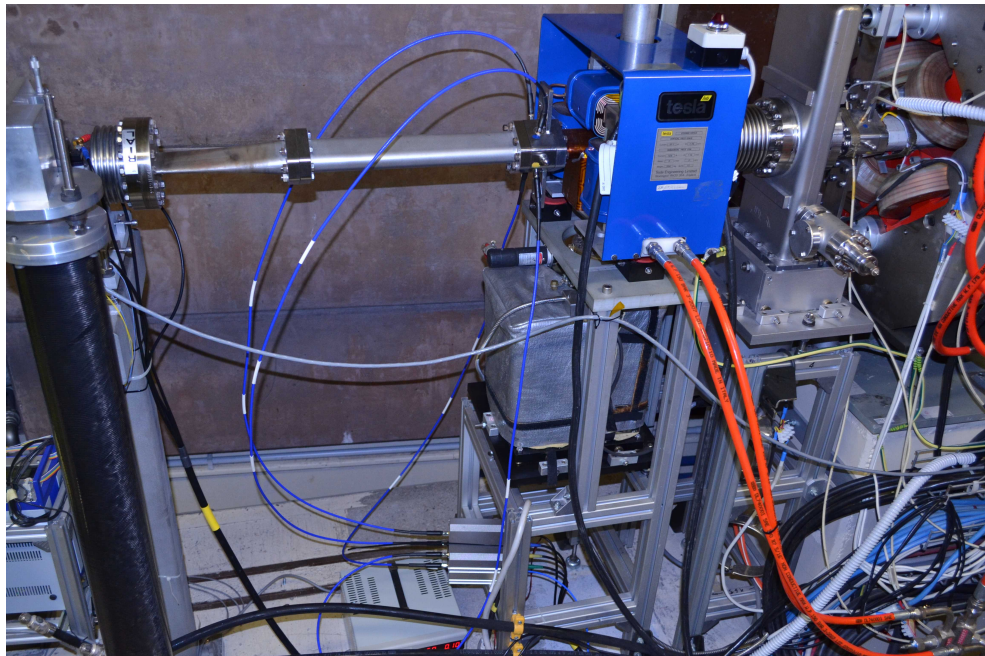
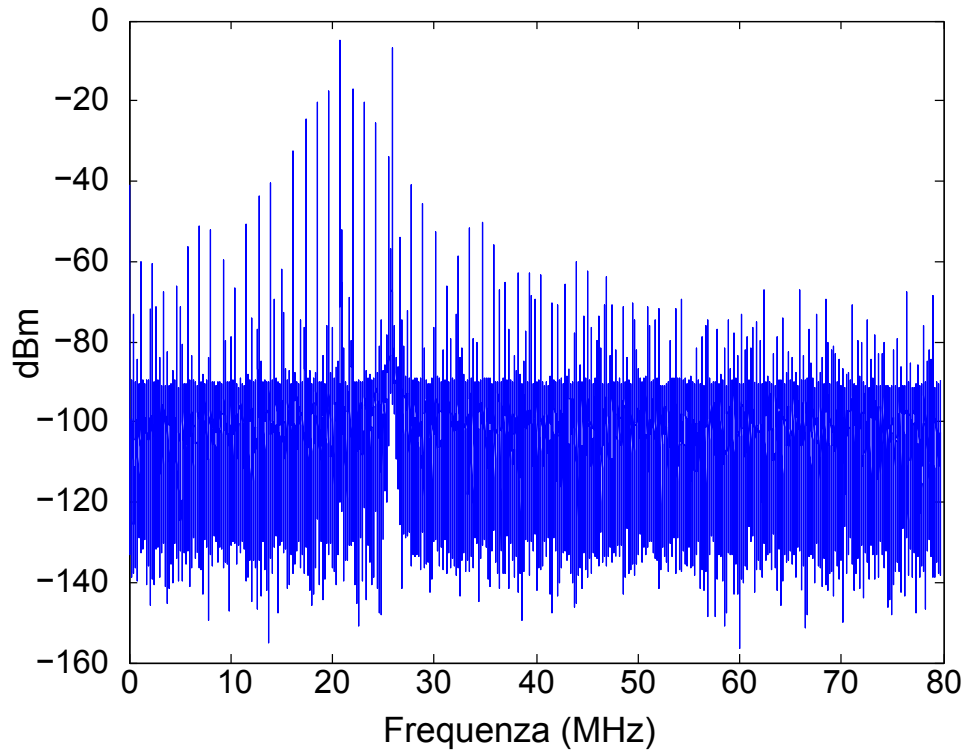
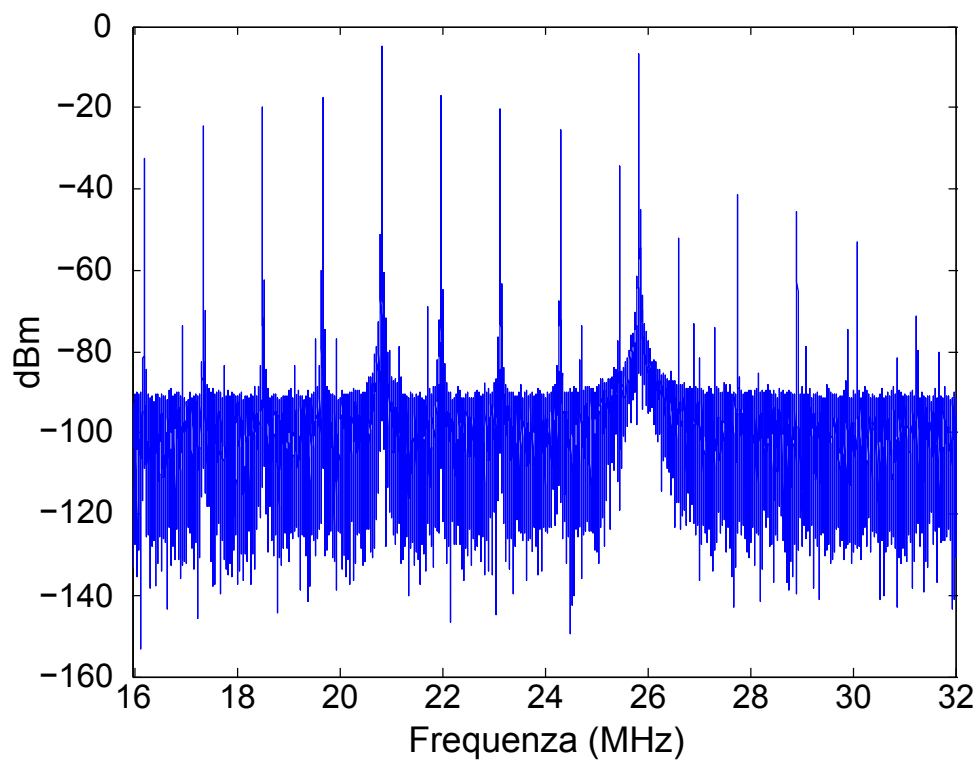


Figura 69: Posizionamento del front end all'interno del tunnel di Elettra.



(a) Spettro completo.



(b) Ingrandimento dello spettro precedente: si nota il pilota inserito tra le armoniche.

Figura 70: Spettro del segnale acquisito dai pick-up di Elettra.

pilota come se fosse un fascio fittizio. Le tracce corrispondenti alla posizione y della portante e del pilota sono fortemente correlate con la variazione anche minima di temperatura sugli ADC (si parla di decimi di grado). Inoltre entrambe le posizioni si spostano allo stesso modo, confermando il fatto che le variazioni termiche si ripercuotono alla stessa maniera sia sulla portante che sul pilota e quindi l'efficacia del metodo di compensazione.

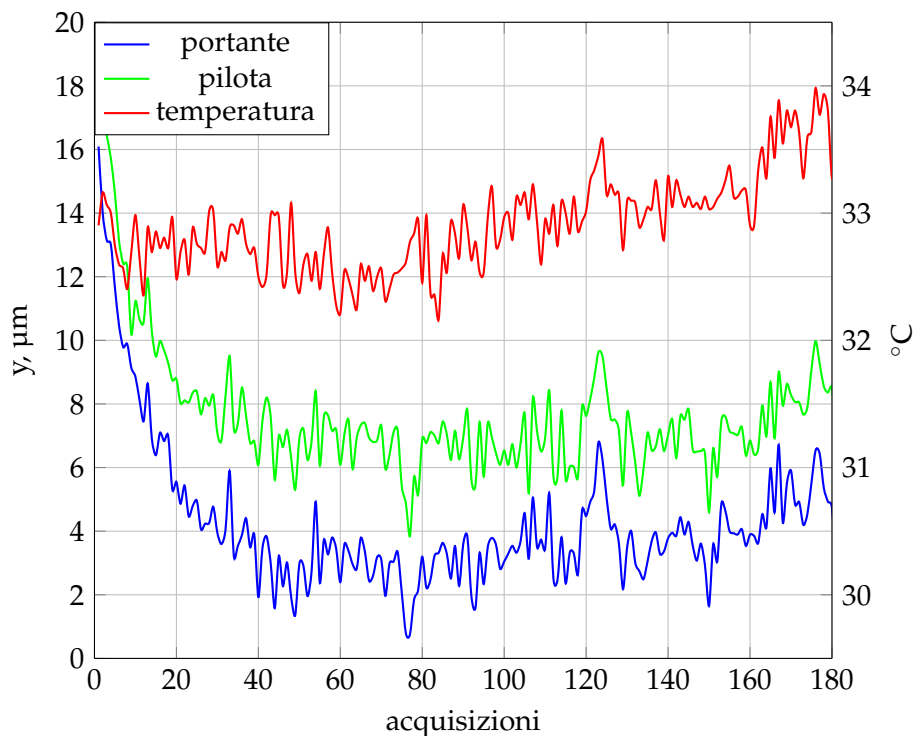


Figura 71: Relazione tra temperatura e posizione considerando 180 acquisizioni (corrispondenti circa a 30 ore).

Tale comportamento spiega la diversa varianza tra x e y vista in laboratorio: la costruzione del campionatore prevede che gli ADC del canale A e B siano separati da un setto in metallo da quelli del canale C e D . Questo provoca una differenza di temperatura tra le coppie di canali. Supponendo che A e B siano affetti dalla stessa variazione di temperatura δt_1 e C e D da δt_2 , i valori rilevati sono:

$$\begin{aligned} A' &= A + \delta t_1 & B' &= B + \delta t_1 \\ C' &= C + \delta t_2 & D' &= D + \delta t_2 \end{aligned}$$

Sostituendoli nella difference-over-sum otteniamo:

$$x = r \cdot \frac{(A + D) - (B + C)}{A + B + C + D + 2\delta t_1 + 2\delta t_2}; \quad (72)$$

$$y = r \cdot \frac{(A + B) - (C + D) + 2\delta t_1 - 2\delta t_2}{A + B + C + D + 2\delta t_1 + 2\delta t_2}; \quad (73)$$

si nota che le due differenze si sono compensate nella coordinata x , mentre nella y sono rimaste presenti ed aumentate in ampiezza. Questo spiega il motivo di una varianza superiore in tale coordinata come visto precedentemente: grazie alla compensazione si riesce ad eliminare l'effetto, ottenendo dei valori di varianza praticamente uguali per entrambe le coordinate spaziali.

In seguito è stata lanciata un'acquisizione a lungo termine per monitorare la posizione del fascio di Elettra, ovvero senza uso di splitter ma con ognuno dei quattro pick-up collegato al rispettivo canale. Dalle figure 72 e 73, indicanti rispettivamente la posizione in x e in y , si possono fare alcune considerazioni:

- la coordinata x , ovvero quella longitudinale e parallela al piano dell'orbita, non guadagna risoluzione in maniera significativa con la compensazione, passando da $1,15\ \mu\text{m}$ a $1,02\ \mu\text{m}$ di varianza (nel prossimo paragrafo verrà affrontata tale questione);
- la coordinata y , cioè quella perpendicolare al piano dell'orbita, beneficia della correzione passando da $1,35\ \mu\text{m}$ a $0,76\ \mu\text{m}$ di varianza, risultando più "silenziosa" della x .

Tale risultato è tipico dell'orbita di un sincrotrone: le oscillazioni longitudinali/orizzontali del fascio sono dovute alla deviazione di esso effettuata dai magneti e dai dispositivi di inserzione, e risultano difficili da correggere per il sistema di controllo dell'orbita. Pertanto le eventuali derive termiche vengono sì compensate, ma le oscillazioni sono comunque di entità maggiore e pertanto causano una varianza che non va compensata in quanto effettivamente legata ad uno spostamento reale del fascio.

Viceversa, la coordinata y risente meno delle oscillazioni, presentando uno spostamento più lento e beneficiando della correzione. In definitiva, mediante la compensazione, è possibile incorporare dalla varianza i contributi causati dall'elettronica, lasciando intatti quelli reali che contengono l'informazione sulla variazione di posizione del fascio.

7.3 CONSIDERAZIONI

Grazie alla estesa campagna di misura in ambienti diversi è stato possibile controllare le criticità esposte alla fine del capitolo 5, appurando che il sistema funziona correttamente: usando dei generatori come fonte di segnale non vi è significativa differenza della posizione dovuta ai percorsi non compensati (punto 1); portante e pilota hanno le stesse variazioni di posizione causate da derive termiche, anche se a frequenze leggermente diverse, garantendo l'efficacia della compensazione (punto 2, figura 71); gli amplificatori garantiscono un'alta linearità, senza generare dei prodotti di intermodulazione dovuti alla presenza contemporanea dei due toni (punto 3, figura 65).

È emerso invece che l'anello della catena responsabile dei principali fattori condizionanti la misura è quello costituito dai convertitori analogico-digitali.

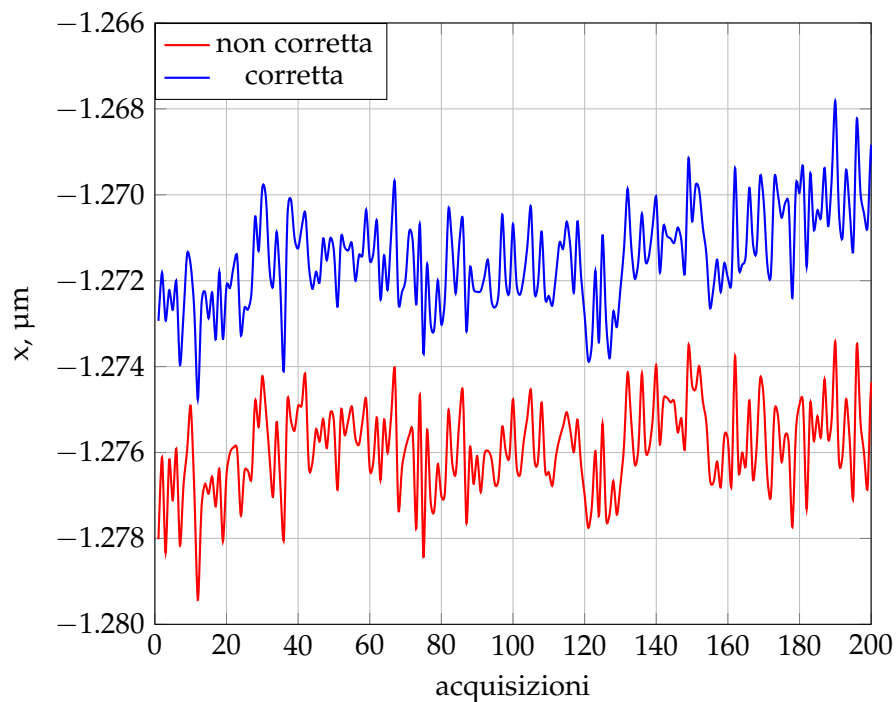


Figura 72: Test in anello: posizione x in una finestra di 200 acquisizioni (corrispondenti a più di 24 ore). In rosso la posizione letta, in blu la posizione dopo aver applicato la compensazione.

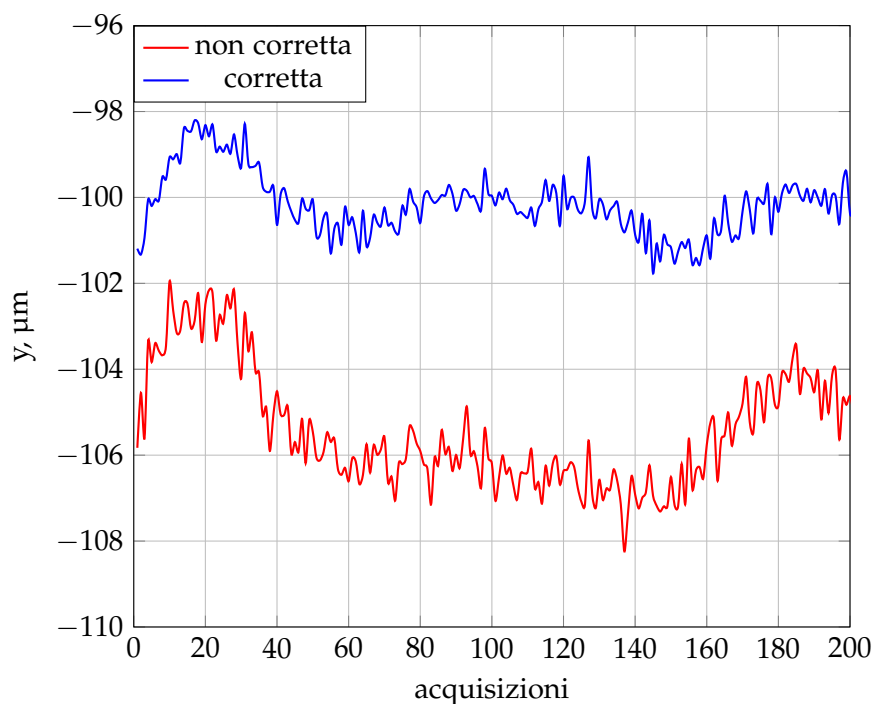


Figura 73: Test in anello: posizione y in una finestra di 200 acquisizioni (corrispondenti a più di 24 ore). In rosso la posizione letta, in blu la posizione dopo aver applicato la compensazione.

Oltre a limitare il rapporto segnale/rumore a causa del jitter (come visto in precedenza) ed a essere molto sensibili alle variazioni di temperatura, è ben noto che la caratteristica di trasferimento degli ADC soffre di errori dovuti a non linearità. In particolare si parla di non linearità *differenziale* (DNL, differential nonlinearity) e di non linearità *integrale* (INL, integral nonlinearity). La prima indica la deviazione tra il valore reale della differenza tra due codici adiacenti e quello ideale di 1 LSB (cioè del bit meno significativo, $V_{\text{LSB}} = V_{\text{FS}}/2^b$, con b il numero di bit dell'ADC e V_{FS} la tensione di fondo scala), ovvero:

$$\text{DNL}_{\text{max}} = \max \left[\frac{V(n+1) - V(n)}{V_{\text{LSB}}} - 1 \right] \quad \text{con } 0 < n < (2^b - 2), \quad (74)$$

oppure

$$\text{DNL} = \frac{1}{n} \sum_n \left[\frac{V(n+1) - V(n)}{V_{\text{LSB}}} - 1 \right] \quad \text{con } 0 < n < (2^b - 2). \quad (75)$$

L'equazione usata varia a seconda del costruttore. Qualora la DNL_{max} risulti inferiore o uguale ad 1 LSB, è possibile garantire la monotonicità della funzione di trasferimento [59]: generalmente la quasi totalità dei convertitori in commercio presenta dei valori tipici di DNL_{max} compresi tra 0,2 e 0,4 LSB.

Similmente, la INL tiene conto di quanto la funzione di trasferimento reale si discosta al massimo da quella ideale, rappresentata da una linea retta (solitamente espressa in LSB):

$$\text{INL} = \max \left[\frac{V(n) - V(0)}{V_{\text{LSB}}} - n \right] \quad \text{con } 0 < n < (2^b - 1). \quad (76)$$

Nel nostro caso, questo fenomeno è responsabile della dipendenza della posizione dalla corrente di fascio. Infatti, una variazione di corrente si traduce in una variazione dell'ampiezza del segnale in ingresso ai convertitori, i quali di volta in volta si trovano a lavorare in zone diverse della caratteristica di trasferimento. Tale comportamento è stato osservato variando l'ampiezza globale del segnale fornito da un generatore e poi diviso con uno splitter per i quattro ADC. In questo modo la differenza intercanale resta costante, ed una variazione globale non deve modificare la posizione grazie alla normalizzazione effettuata dalla DoS.

In realtà, muovendosi sulla curva caratteristica (tensione in ingresso/codice in uscita) appaiono delle discontinuità nelle ampiezze digitalizzate che si ripercuotono sulla posizione; le variazioni sono di circa 110 μV , corrispondenti proprio alla non linearità integrale degli ADC utilizzati, dichiarata in 4-5 LSB dal costruttore. L'utilizzo del tono pilota permette una compensazione anche in questo caso: dato che il segnale proveniente dal fascio è sommato al pilota, quest'ultimo può essere usato per forzare l'ADC a lavorare in una zona più adatta della caratteristica di trasferimento.

Un'ultima osservazione può essere fatta sulla relazione tra l'ampiezza del segnale in ingresso e l'ampiezza del tono pilota: visto che la compensazione prevede la divisione fra i due, è ragionevole che l'ampiezza del pilota sia

maggiore o uguale di quella della portante. Questo può essere spiegato sia intuitivamente (è bene che la quantità al denominatore abbia il minor rumore possibile), sia applicando la propagazione dell'errore mediante le derivate. Chiamiamo infatti p il segnale pilota con la sua incertezza Δp , s il segnale del fascio con la sua incertezza Δs e c il segnale compensato pari a $c = s/p$, con incertezza Δc . Quest'ultima è pari a:

$$\begin{aligned}\Delta c &= \left| \frac{\partial}{\partial s} \left(\frac{s}{p} \right) \right| \Delta s + \left| \frac{\partial}{\partial p} \left(\frac{s}{p} \right) \right| \Delta p \\ &= \frac{\Delta s}{p} + \frac{s \Delta p}{p^2} \\ &= \frac{1}{p} \left(\Delta s + s \cdot \frac{\Delta p}{p} \right),\end{aligned}\tag{77}$$

dove si può notare il termine raccolto $1/p$. In caso p sia molto piccolo, l'incertezza Δc aumenta in modo considerevole, vanificando la compensazione della misura.

CONCLUSIONI

Il lavoro svolto durante il periodo di dottorato ha portato al raggiungimento degli obiettivi prefissati: non solo si è realizzato un nuovo front end analogico capace di ottime prestazioni sub-micrometriche, ma si è validato il metodo di compensazione proposta, portando per la prima volta nel tunnel di Elettra la parte analogica. La collocazione dell'elettronica vicino alla macchina non era cosa scontata, a causa delle radiazioni ionizzanti prodotte dall'acceleratore che avrebbero potuto danneggiare i componenti. Il corretto funzionamento del front end durante tutto il periodo di permanenza nel tunnel (più di un anno) ha confermato tale possibilità, rendendo fattibile la correzione delle derive di posizione dovute anche ai lunghi cavi che trasportano il segnale alla parte di acquisizione.

Grazie ai contatti avvenuti alla conferenza IBIC 2016, è stata programmata una sessione di misure in marzo 2017 presso il sincrotrone del Regno Unito (Diamond Light Source), dove si prevede di testare il front end analogico. Tale esperienza permetterà di provare quest'ultimo con una macchina i cui parametri di funzionamento sono differenti da quelli di Elettra, ed auspicabilmente far partire una collaborazione volta a migliorare le prestazioni del sistema sotto ogni punto di vista.

Dall'esperienza maturata è emerso che il fattore critico ed attualmente limitante il sistema è legato alla sezione di conversione analogico-digitale: la forte dipendenza dalla temperatura e le non linearità hanno un impatto fondamentale sulla posizione rilevata. Per minimizzare tali fenomeni, non solo è risultata utile la compensazione, ma si è deciso di procedere alla realizzazione di una scheda in formato FMC (Fpga Mezzanine Card), con a bordo 4 ADC LTC2107, capaci sulla carta di prestazioni superiori agli ADC usati in questo lavoro. L'accorgimento di posizionare tutti i convertitori sulla stessa scheda e collegati allo stesso dissipatore dovrebbe permettere una maggiore omogeneità termica fra i canali.

Al momento della stesura di questo documento la scheda è in fase avanzata di progettazione, dove si è incluso un condizionatore del clock di campionamento per assicurare una distribuzione a basso jitter di quest'ultimo e la sua sincronizzazione con i segnali di timing della macchina.

Parallelamente sarà necessario lo sviluppo del codice atto al calcolo della posizione e all'applicazione della compensazione. La piattaforma da scegliere sarà molto probabilmente basata su FPGA, al fine di garantire le stringenti specifiche poste dal sistema di controllo dell'orbita, tra le quali possiamo citare: tempo di processing certo e più breve possibile, per permettere al feedback di operare con il minor ritardo ottenibile; dimensioni fisiche della sua realizzazione compatte e conformi ad uno standard che ne permetta l'installazione multipla sia a rack, sia stand-alone (ad esempio standard *MicroTCA.4*); interfaccia Gigabit Ethernet (protocollo UDP) verso il sistema

di controllo per garantire flessibilità e interoperabilità della comunicazione.

A

AMPLIFICATORE DI CARICA

Alcune categorie di trasduttori prevedono che la variazione della grandezza esaminata si presenti all'uscita del sensore come una *variazione di carica*: ne sono un esempio i microfoni a condensatore, gli accelerometri e numerosi sensori piezoelettrici. Generalmente, il modello equivalente del sensore può essere visto come una sorgente di carica (e quindi di corrente) con in parallelo la capacità e la resistenza intrinseche del sensore, oppure come un generatore di tensione equivalente con gli elementi serie usando il teorema di Thévenin.

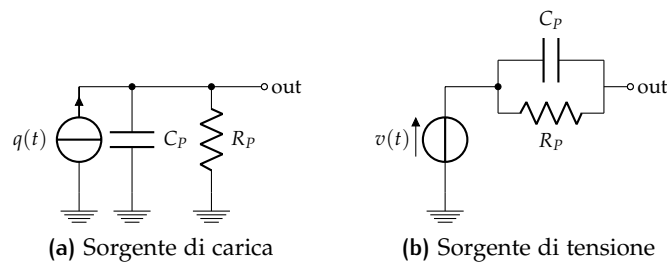


Figura 74: Modelli equivalenti di un sensore capacitivo.

Considerando proprio quest'ultimo e trascurando la parte resistiva (solitamente molto elevata), è possibile realizzare un amplificatore di carica mediante l'utilizzo di un amplificatore operazionale che presenta nella rete di retroazione una capacità come illustrato in figura 75. La carica presente all'ingresso invertente è pari a $q_{IN} = C_S \cdot V_{IN}$. Grazie al corto circuito virtuale, tale carica fluisce completamente sul primo piatto del condensatore C_F ; per mantenere l'equilibrio, l'operazionale è forzato a generare una tensione di uscita che tenga conto della carica e della capacità di feedback [60], cioè:

$$V_{out} = -\frac{q_{IN}}{C_F}. \quad (78)$$

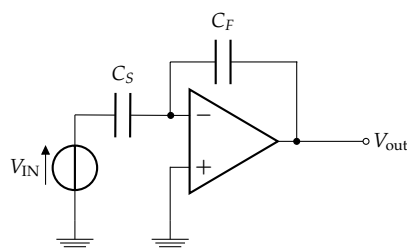


Figura 75: Amplificatore di carica ideale.

Da questo risultato è evidente che il fattore di amplificazione è legato solamente alla capacità di retroazione: la scelta di valori bassi, ad esempio

entro le decine di pF, porta facilmente ad avere guadagni dell'ordine di 10^{12} , quindi molto elevati. Nel caso reale, il circuito appena presentato *non può* funzionare, a causa delle non idealità presenti negli amplificatori operazionali esistenti. È opportuno quindi effettuare alcune modifiche, ottenendo il circuito di figura 76.

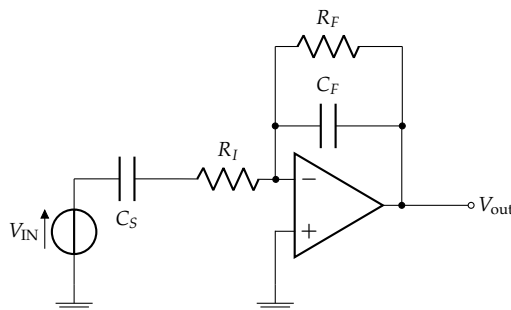


Figura 76: Amplificatore di carica reale.

L'introduzione della resistenza R_F nel percorso di retroazione in parallelo a C_F è necessaria per fornire un percorso alla corrente continua verso l'ingresso invertente, assicurandone così la polarizzazione; inoltre essa assicura la scarica di C_F evitando la saturazione, dovuta alle tensioni di offset presenti negli operazionali reali. Si introduce anche una resistenza R_I in serie alla sorgente per migliorare la stabilità del sistema.

Le modifiche effettuate cambiano inevitabilmente la risposta in frequenza del circuito: se a prima vista ci si potrebbe aspettare un comportamento passa basso della rete $R_F C_F$ ed un passa alto di $R_I C_S$, in realtà succede l'inverso. Infatti per garantire il funzionamento come amplificatore di carica, R_F deve essere vista come un circuito aperto rispetto a C_F nell'intervallo di frequenze volute: ad esempio, 2 pF hanno una reattanza equivalente a 1 MHz e a 10 MHz rispettivamente di circa 80 k Ω e di 8 k Ω , imponendo di fissare R_F superiore a questi valori (solitamente superiore a 1 M Ω). Inoltre, il valore di R_S tipicamente è basso (sotto le centinaia di Ohm), necessario per non impattare le prestazioni in termini di rumore ma sufficiente ad aumentare la stabilità del circuito, attenuando eventuali comportamenti anomali in alta frequenza dovuti alla risposta di anello aperto dell'operazionale. Considerando solo la presenza di R_F e C_F , il circuito si comporterebbe come un integratore reale, con un polo locato a $f_1 = 1/2\pi R_F C_F$; allo stesso modo, considerando solo R_I e C_S , la funzione di trasferimento del sistema sarebbe di un derivatore reale, con uno zero locato a $f_2 = 1/2\pi R_I C_S$. La scelta dei valori di resistenze e capacità visti in precedenza dispone prima il polo e poi lo zero; di conseguenza considerando il prodotto delle due funzioni di trasferimento viste poco fa, il sistema si comporta come un amplificatore di carica se la frequenza del segnale di ingresso è compresa tra f_1 e f_2 , come indicato dalla figura 77: la traccia rossa indica la risposta in frequenza del derivatore, quella blu dell'integratore e quella verde la composizione delle due.

Al fine di completare l'analisi, è bene valutare il comportamento del circui-

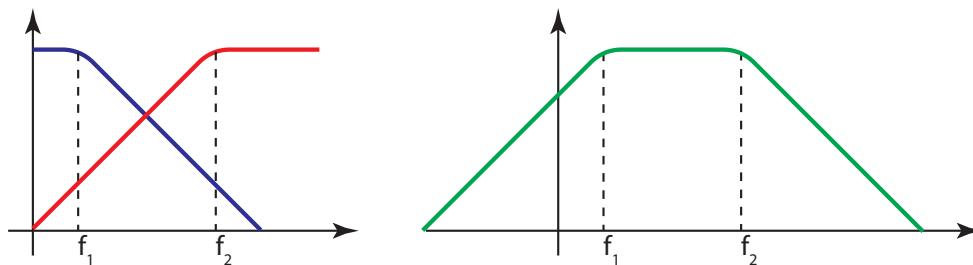


Figura 77: Composizione della funzione di trasferimento dell'amplificatore di carica.

to in termini di rumore [61]. Nella figura 78 si è tralasciata la resistenza R_I , solitamente molto piccola, e si sono considerate le densità spettrali seguenti: e_{n,R_F}^2 in tensione dovuta al rumore termico di R_F , e_n^2 e i_n^2 rispettivamente in tensione e in corrente relative all'operazionale. Il calcolo risulta molto semplice applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, considerando quindi un generatore alla volta. L'equazione rappresentante la densità spettrale di rumore di tensione in uscita è:

$$e_{n,out}^2 = i_n^2 \cdot \left| \frac{R_F}{1 + fC_F R_F} \right|^2 + e_{n,R_F}^2 \cdot \left| \frac{1}{1 + fC_F R_F} \right|^2 + e_n^2 \cdot \left| 1 + \frac{C_S}{C_F} \right|^2, \quad (79)$$

dove si possono fare le seguenti considerazioni:

- i primi due termini garantiscono al rumore un andamento di tipo passa basso e non dipendono dalla sorgente, bensì solo da R_F , oltre che da i_n^2 dell'operazionale; maggiore è R_F , maggiore in ogni caso sarà il rumore prodotto in uscita (ricordiamo che $e_{n,R_F}^2 = 4kTR_F$, dove T è la temperatura in gradi Kelvin e k è la costante di Boltzmann);
- il terzo termine è direttamente proporzionale al rumore in tensione dell'operazionale moltiplicato per il rapporto C_S/C_F ; è facile che esso abbia dimensioni importanti se si considerano sensori ad elevata capacità e feedback con alto guadagno.

In base a tali osservazioni, va posta adeguata attenzione sia nel dimensionamento di R_F e C_F , sia nella scelta dell'operazionale: i modelli disponibili in commercio difficilmente offrono parametri di rumore bassi sia in corrente che in tensione; a seconda dell'architettura e della tipologia dei transistor utilizzata per la loro realizzazione, possono variare anche di alcuni ordini di grandezza da un modello all'altro.

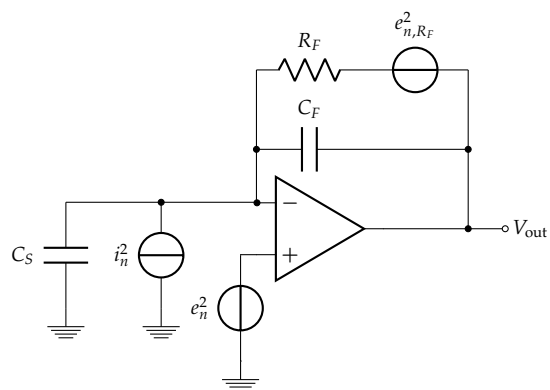
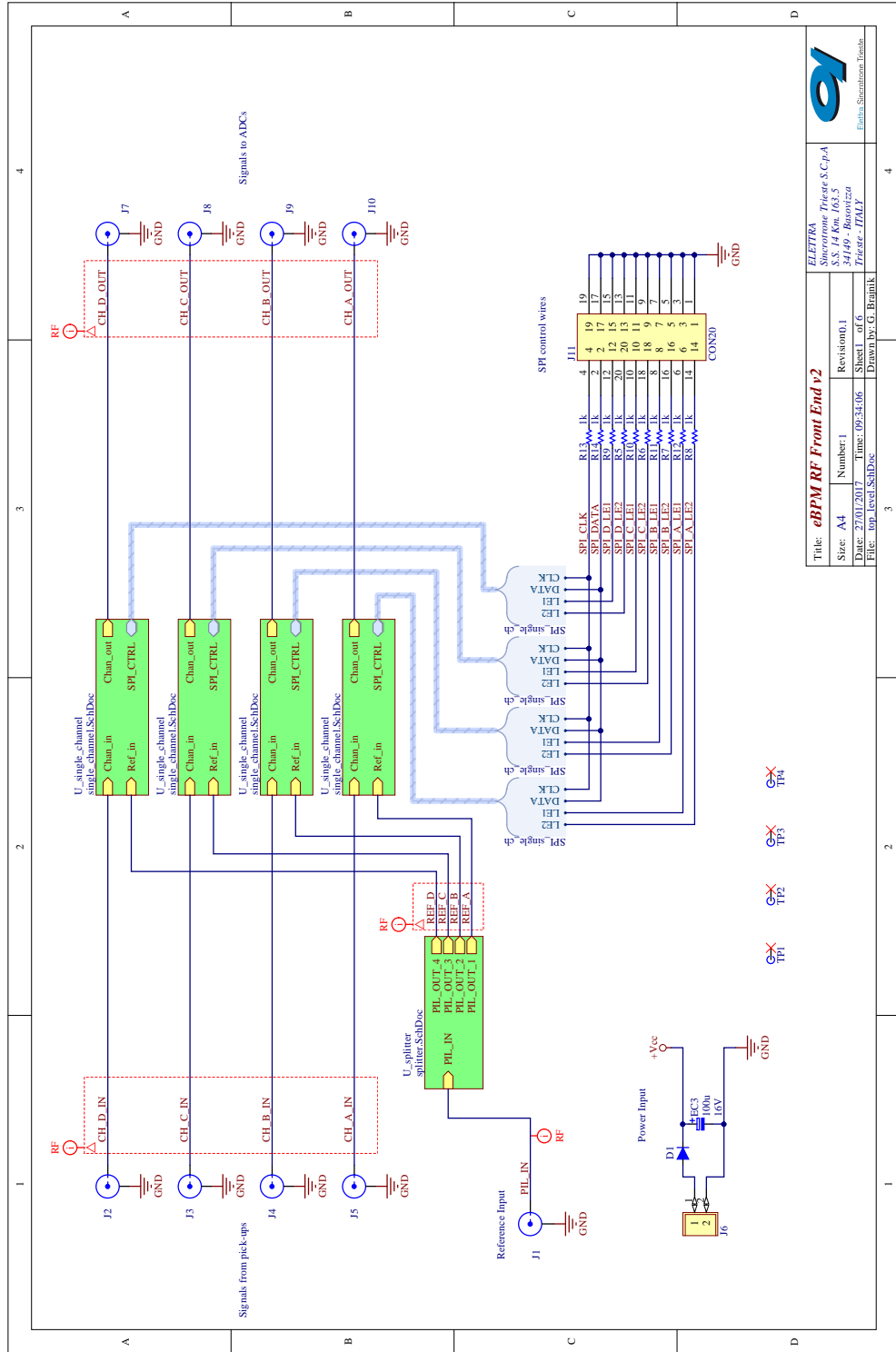


Figura 78: Sorgenti di rumore presenti nell'amplificatore di carica reale: si è trascurata R_I in quanto solitamente molto piccola.

B | SCHEMATICI DEL FRONT END

In questa sezione vengono presentati gli schematici del front end RF prima a livello globale (figura 79), poi soffermandosi su ogni singola sezione: i componenti di un singolo canale (figura 80), l'amplificatore a basso rumore (figura 81), l'attenuatore digitale (figura 82), il regolatore di tensione lineare a basso rumore (figura 83) e lo splitter del riferimento (figura 84).



eBPM RF Front End v2 Sincronismo Trieste S.C.p.A. Via Km. 163,5 33040 Fontanafredda (TV) Trieste - IT/ML			
Title:	Number:	Revision:	Sheet:
Size: A4	Number: 1	Revision: 0.1	of 6
Date: 27/01/2017	Time: 09:34:06	Sheet:	of 6
File: top_level_SchDoc	Time: 09:34:06	Drawn by: G. Brambik	

- TP1
- TP2
- TP3
- TP4

Figura 79: Schema generale del front end RF.

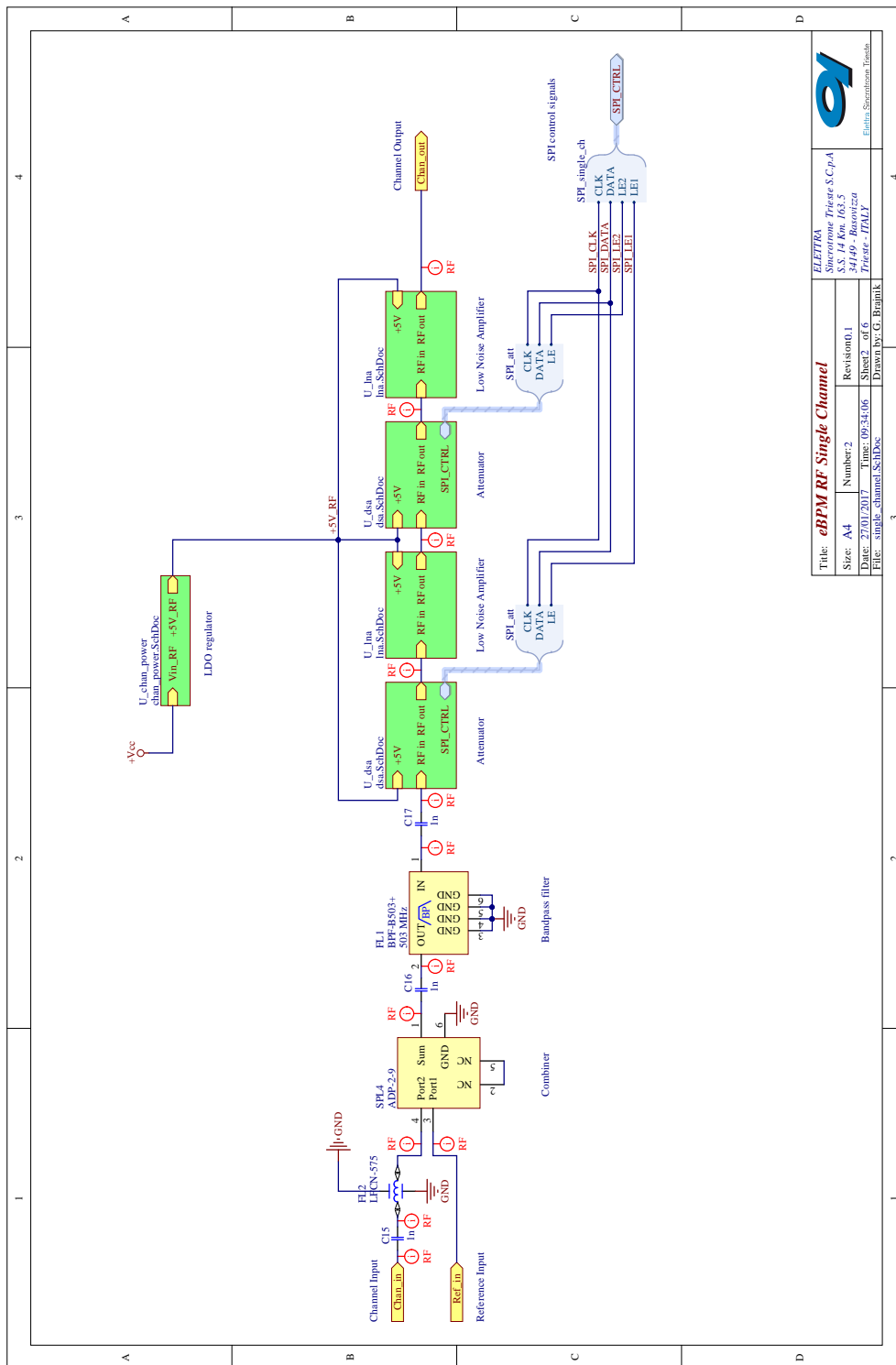
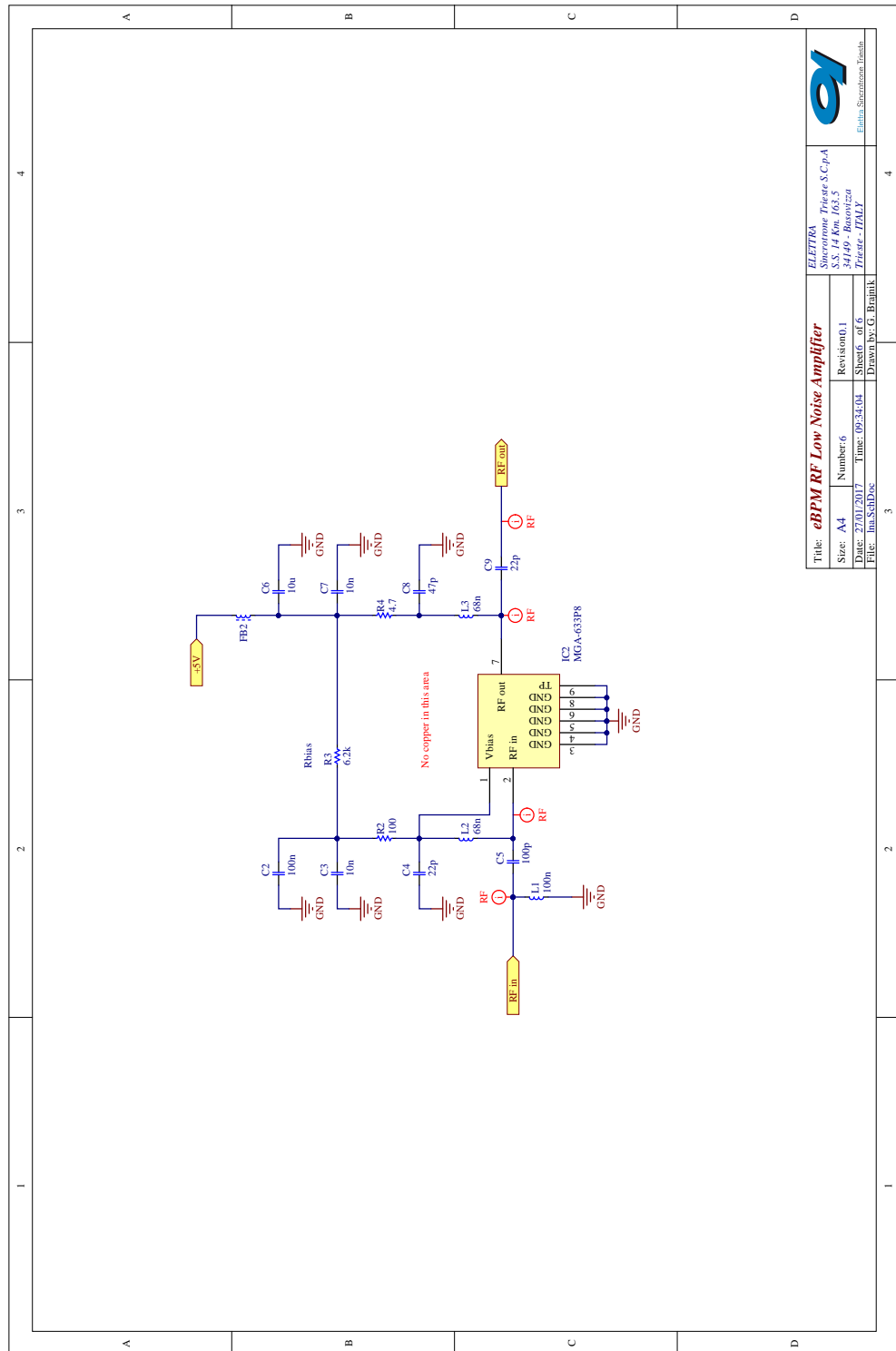


Figura 80: Schema del singolo canale.



Title: eBPM RF Single Channel	
Size: A4	Revision: 1
Date: 27/01/2017	Sheet: 2 of 6
File: single_channel.SchDoc	Drawn by: G. Bagnik

ELETRA
S.p.A.
S.S. 14 Km. 163,5
34149 - Biadizola
Trieste - ITALY
E-mail: Sales@eletra.it



eBPM RF Low Noise Amplifier		ELETRA	
Size: A4	Number: 6	Sincronone Trigate S.C.p.A.	
Date: 27/01/2017	Time: 09:34:04	Via. 14 Km. 103,5	
File: ImuSch.Dwg	Sheet: 6 of 6	37010 - Pinerolo	
		Trigate - ITM.I	
		Drawn by: G. Bramik	



Figura 81: Schema dell'amplificatore a basso rumore.

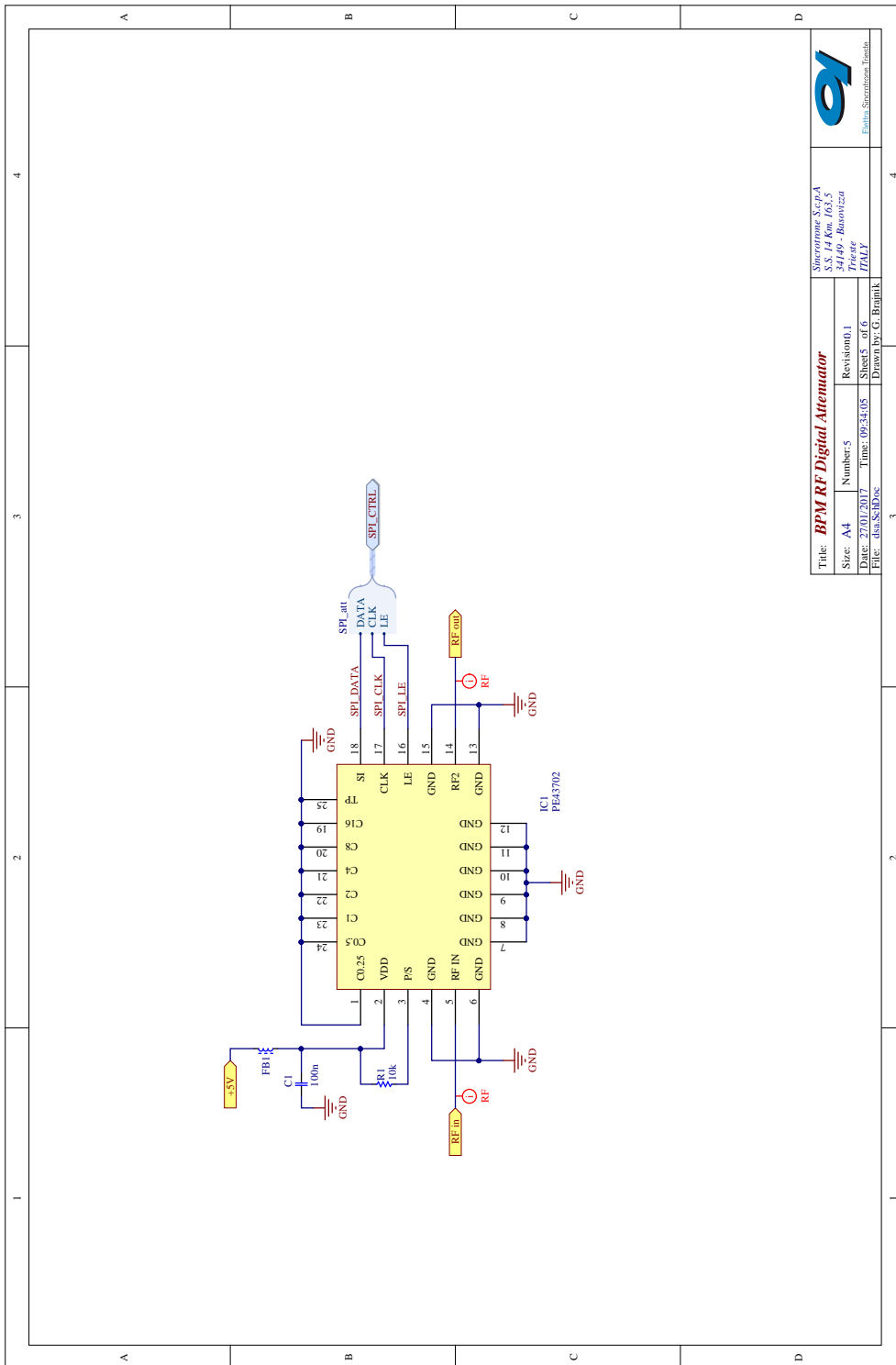


Figura 82: Schema dell'attenuatore digitale.

Title: BPM RF Digital Attenuator		Sideronova S.p.A SS 14 Km. 168,5 34149 - Braonizza Trieste ITALY	
Size: A4	Number: 5	Revision: 1	
Date: 27/07/2017	Time: 09:34:05	Sheet: 5 of 6	
File: dba5010x	Drawn by: G. Bellini		



Pinna Sideronova Trieste

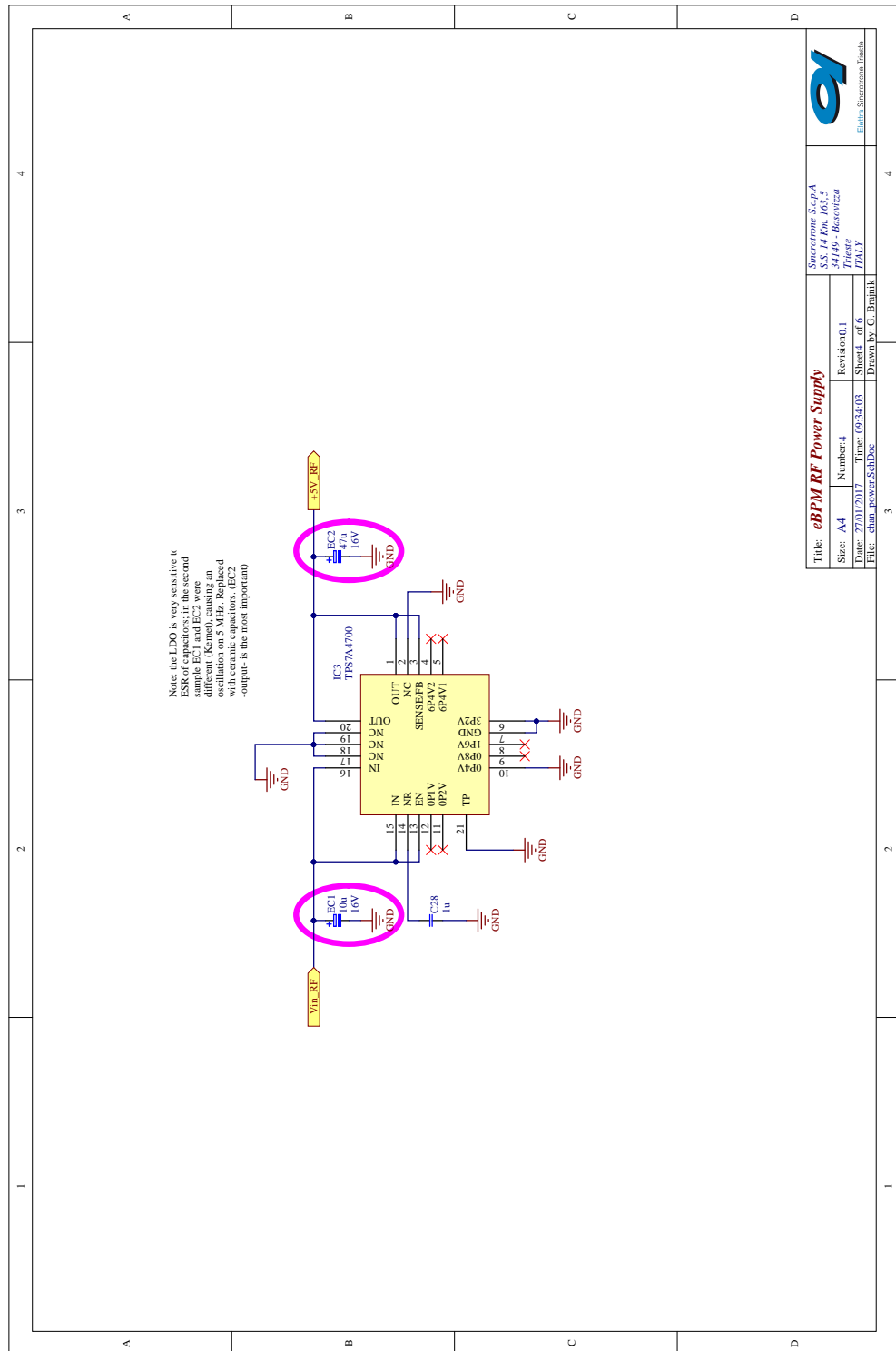


Figura 83: Schema del regolatore di tensione.

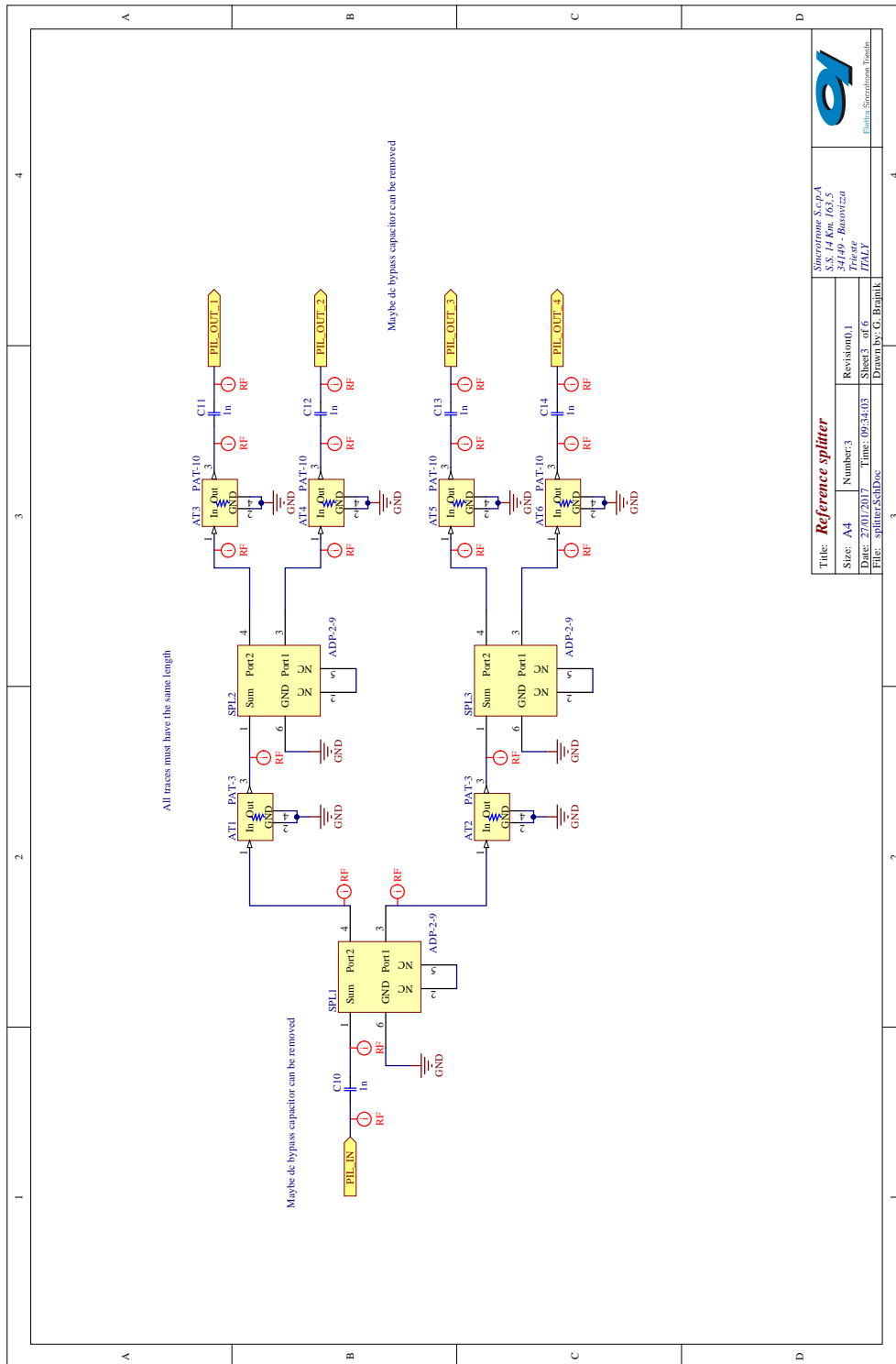


Figura 84: Schema dello splitter del riferimento.

Sidergroup S.p.A. S.S. 14 Km. 168,5 34149 - Biadene della Triente ITALY	
Title: Reference splitter	Revision: 0.1
Size: A4	Number: 3
Date: 27/01/2017	Time: 09:34:03
File: splitterSch.Dwg	Drawn by: G. Bagnik

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Larmor. “A Dynamical Theory of the Electric and Luminiferous Medium. Part III. Relations with Material Media”. In: *Philosophical Transactions of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 190 (1897), pp. 205–493.
- [2] A. Liénard. “Champ électrique et Magnétique”. In: *L'éclairage électrique* 16 (1898).
- [3] G. A. Schott. “Über die Strahlung von Elektronengruppen”. In: *Annalen der Physik* 329.14 (1907), pp. 635–660.
- [4] D. Iwanenko e I. Pomeranchuk. “On the Maximal Energy Attainable in a Betatron”. In: *Phys. Rev.* 65 (11-12 1944), pp. 343–343.
- [5] J. Schwinger. “On the Classical Radiation of Accelerated Electrons”. In: *Phys. Rev.* 75 (12 1949), pp. 1912–1925.
- [6] F. R. Elder et al. “Radiation from Electrons in a Synchrotron”. In: *Phys. Rev.* 71 (11 1947), pp. 829–830.
- [7] A. Robinson e D. Vaughan. “History of synchrotron radiation”. In: *X-Ray Data Booklet*. Lawrence Berkeley Laboratory, 2009.
- [8] *Sincrotrone su Wikipedia*. 2016. URL: <https://it.wikipedia.org/wiki/Sincrotrone>.
- [9] *Undulator su Wikipedia*. 2016. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Undulator>.
- [10] P. Forck, P. Kowina e D. Liakin. “Beam position monitors”. In: *CERN Accelerator School* (2009). URL: <http://cds.cern.ch/record/1213277>.
- [11] *Cauchy distribution su Wikipedia*. 2016. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Cauchy_distribution.
- [12] J. Hayya, D. Armstrong e N. Gressis. “A note on the ratio of two normally distributed variables”. In: *Management Science* 21.11 (1975), pp. 1338–1341.
- [13] G. Brajnik et al. “Pilot tone as a key to improving the spatial resolution of eBPMs”. In: *AIP Conference Proceedings* 1741.1, 020013 (2016).
- [14] T. Michlmayr et al. “A mobile UHV-system designed for femtosecond time, energy and spin resolved photoelectron spectroscopy”. In: *Journal of the Korean Physical Society* 62.12 (2013), pp. 2202–2205.
- [15] T. Pincelli et al. “Design and optimization of a modular setup for measurements of three-dimensional spin polarization with ultrafast pulsed sources”. In: *Review of Scientific Instruments* 87.3, 035111 (2016).

- [16] N. F. Mott. "The Scattering of Fast Electrons by Atomic Nuclei". In: *Proceedings of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 124.794 (1929), pp. 425–442.
- [17] Canberra Industries, PIPS Detectors Properties. 2016. URL: http://www.canberra.com/literature/detectors/application_notes/CAM-PIPS-Detector-Properties-App-Note-C39167.pdf.
- [18] L. Oliveira, C. Leitão e M. Silva. "Noise performance of a regulated cascode transimpedance amplifier for radiation detectors". In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 59.9 (2012), pp. 1841–1848.
- [19] F. Krummenacher. "Pixel detectors with local intelligence: an IC designer point of view". In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 305.3 (1991), pp. 527–532.
- [20] M. Baù et al. "Low-Noise Charge Preamplifier for Electrostatic Beam Position Monitoring Sensor at the ELENA Experiment". In: *Procedia Engineering* 120 (2015), pp. 1229–1232.
- [21] T. Vanisri e C. Toumazou. "Integrated high frequency low-noise current mode optical transimpedance preamplifiers: theory and practice". In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 30.6 (1995), pp. 677–685.
- [22] Linear Technology LT6200. 2016. URL: <http://www.linear.com/product/LT6200>.
- [23] E. Regenstreif. *Electrostatic beam potential created by a uniform round beam coasting off center in a circular vacuum chamber*. CERN, 1976.
- [24] R. Shafer. "Beam position monitoring". In: *AIP conference proceedings*. Vol. 212. 1989, pp. 26–58.
- [25] B.G. Pine. "Position monitoring on the Isis synchrotron". In: *Proceedings of IV CARE Workshop*. 2006.
- [26] R. Shafer. "Characteristics of directional coupler beam position monitors". In: *IEEE Trans. Nucl. Sci* 32 (1985), p. 1933.
- [27] D. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 1998.
- [28] Linear Technology LTC2209. 2016. URL: <http://www.linear.com/product/LTC2209>.
- [29] R. Vaughan, N. Scott e D. White Rod. "The theory of bandpass sampling". In: *IEEE Transactions on signal processing* 39.9 (1991), pp. 1973–1984.
- [30] Libera Brilliance+. 2016. URL: <http://www.i-tech.si/accelerators-instrumentation/libera-brilliance-plus>.
- [31] Kurt Vetter. "NSLS-II RF beam position monitor". In: *Proceedings of BIW 2010*. (Santa Fe, USA). 2011.
- [32] D. Tavares et al. "Development of the Sirius RF BPM Electronics". In: *Proceedings of IBIC 2013*. (Oxford, UK). 2013.

- [33] Instrumentation Technologies. *Comunicazione privata*. 2015.
- [34] J. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2008.
- [35] *Mini-Circuits LFCN-575*. 2016. URL: <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-575+.pdf>.
- [36] *Mini-Circuits ADP-2-9*. 2016. URL: <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-575+.pdf>.
- [37] C. Campbell. *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications*. Academic Press, 1998.
- [38] *Mini-Circuits BPF-B503*. 2016. URL: <https://www.minicircuits.com/pdfs/BPF-B503+.pdf>.
- [39] *Peregrine Semiconductors PE43711*. 2016. URL: <http://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe43711ds.pdf>.
- [40] *Avago Technologies MGA-633P8*. 2016. URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-2329EN>.
- [41] *Enabling 450 MHz communication*. 2016. URL: <http://docs.avagotech.com/docs/AV02-3792EN>.
- [42] *Texas Instruments LMX2541*. 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/gpn/lmx2541>.
- [43] *Linear Technology DC1282A*. 2016. URL: <http://cds.linear.com/docs/en/demo-board-manual/dc1282af.pdf>.
- [44] *Altera DE3 Development System*. 2016. URL: <http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=39&No=260>.
- [45] C. Azeredo-Leme. "Clock Jitter Effects on Sampling: A Tutorial". In: *IEEE Circuits and Systems Magazine* 11.3 (2011), pp. 26–37.
- [46] S. S. Awad. "Analysis of accumulated timing-jitter in the time domain". In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 47.1 (1998), pp. 69–73.
- [47] H. Kobayashi et al. "Aperture jitter effects in wideband sampling systems". In: *IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Vol. 2. 1999, pp. 880–884.
- [48] M. Löhning e G. Fettweis. "The effects of aperture jitter and clock jitter in wideband ADCs". In: *Computer Standards & Interfaces* 29.1 (2007), pp. 11–18.
- [49] *Texas Instruments LMK04828B*. 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmk04828.pdf>.
- [50] S. Creaney e I. Kostarnov. *Designing Efficient Digital Up and Down Converters for Narrowband Systems*. A cura di Xilinx. URL: https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp1113.pdf.

- [51] E. Hogenauer. "An economical class of digital filters for decimation and interpolation". In: *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing* 29.2 (1981), pp. 155–162.
- [52] J. Volder. "The CORDIC trigonometric computing technique". In: *IRE Transactions on electronic computers* 3 (1959), pp. 330–334.
- [53] *Xilinx LogiCORE CORDIC v6.0*. 2016. URL: https://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/cordic/v6_0/pg105-cordic.pdf.
- [54] *Altera Cordic IP User Guide*. 2016. URL: https://www.altera.com/en_US/pdfs/literature/ug/ug_cordic.pdf.
- [55] A. Oppenheim e R. Schafer. *Elaborazione Numerica dei Segnali*. Franco Angeli, 2001.
- [56] J. Proakis e D. Manolakis. *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, 1996.
- [57] F. Harris. "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform". In: *Proceedings of the IEEE* 66.1 (1978), pp. 51–83.
- [58] G. Brajnik et al. "A novel electron-bpm front end with sub-micron resolution based on pilot-tone compensation: test results with beam". In: *Proceedings of IBIC 2016*. (Barcelona, Spain).
- [59] *INL/DNL Measurements for High-Speed Analog-to-Digital Converters*. 2016. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/283>.
- [60] S. Franco. *Ampificatori Operazionali e circuiti integrati analogici*. Hoepli, 1992.
- [61] E. Bartolome. *Signal Conditioning for Piezoelectric Sensors*. 2010. URL: <http://www.ti.com/lit/an/slyt369/slyt369.pdf>.