



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

TECNICHE E SOLUZIONI CIRCUITALI PER TASTIERA TOUCH CAPACITIVO

RELATORE:

CH.MA PROF.SSA GIADA GIORGI

CORRELATORE:

ING. ANDREA GIRARDI

LAUREANDO:

ALBERTO FAVERO

15 Ottobre 2013

Anno Accademico [2013/2014]

Indice

Introduzione	2
1 Sensore Capacitivo	4
1.1 Fisica dei condensatori	4
1.2 Sensori capacitivi	9
1.2.1 Sensori capacitivi a variazione di distanza	10
1.2.2 Sensori capacitivi a variazione di area	11
1.2.3 Sensori capacitivi a variazione di permeabilità dielettrica	11
1.2.4 Sensori capacitivi di prossimità e applicazioni Touch	13
2 Valutazione soluzioni Touch	16
2.1 Implementazioni disponibili	16
2.2 QTouch di Atmel	19
2.2.1 Scheda di valutazione Qtouch Atmel	19
2.2.2 Descrizione Charge Transfer Sensing	20
2.2.3 Descrizione scheda di valutazione	25
2.2.4 Vantaggi e limiti della soluzione QTouch	29
2.3 FM3 e Touch Library di Fujitsu	29
2.3.1 Scheda di sviluppo Fujitsu FM3 Touch	30
2.3.2 Descrizione metodo "ADC Measure"	30
2.3.3 Struttura Fujitsu Touch Library	32
2.3.4 Valutazione risultati ottenuti	36
3 Tecniche di progettazione e validazione Hardware	38
3.1 Disturbi nel sistema di misura	38
3.2 Progettazione hardware	39
3.3 Test per i sistemi Touch Capacitivo	46
4 Realizzazione prototipo	48
4.1 Considerazioni elettriche e di layout	48
4.1.1 Alimentazione V_{cc} e AV_{CC}	48
4.2 Prototipo Realizzato	50
4.3 Caratteristiche statiche del sistema di misura	52

4.3.1	Analisi della misura	52
4.3.2	Determinazione della Transcaratteristica	53
4.3.3	Ricostruzione della misura tramite l'oscilloscopio	57
4.4	Caratteristiche Dinamiche ed Elaborazione Software	60
4.4.1	Implementazione nel sistema	61
4.5	Risultati ottenuti	65
Conclusione		67
Appendice		69

Abstract

This dissertation aims to study the state-of-the-art of capacitive sensors for Touch applications, experimenting some of the techniques available at present, in order to create a prototype and set up a comparative measure. The research derives from the need to acquire a background for the evaluation, according to the system to realize, of the integrated offers available on the IC market and avoid malfunctions. Due to the dimension to be measured, the touch system studied here is affected by some parasitic factors that tend to be neglected. Frequently, while realizing a Touch interface, there are some geometrical vincula, connected to the project itself and, sometimes, these can be in contrast with the indications given by the IC producers. The non complete observance of the indications might cause some problems. Therefore, two measurement systems have been studied in detail to better evaluate, in the different cases, which solution should be adopted. Electrical and layout problems will be taken into account, with the aim to improve sensitivity and guarantee a high-fidelity system, avoiding the condition of false detention.

Introduzione

La necessità di sviluppare nuovi front-end, con design innovativi e maggiormente intuitivi per attirare la clientela, fa sì che i sistemi venduti nel mercato consumer adottino soluzioni *Touch*. Negli ultimi 5 anni i sensori Touch capacitivi, hanno sostituito in gran parte gli schermi resistivi e i pulsanti a membrana. Questa tecnologia ha permesso la creazione a costi contenuti di interfacce innovative tra cui la retroilluminazione di superfici con supporti trasparenti e una nuova percezione di tocco. Queste peculiarità hanno reso l'approccio capacitivo la scelta maggiormente utilizzata comportando una crescita della richiesta degli IC proporzionale al passare del tempo.

Nel mercato degli IC i costruttori forniscono gran parte del supporto tramite *l'Application Note* per realizzare l'hardware/software necessario per il corretto funzionamento. Le indicazioni reperibili sono spesso sommarie e non giustificate, questo fa sì che si arrivi ad un prodotto non adeguatamente sviluppato per delle scelte progettuali inaccurate. La cattiva progettazione potrebbe causare inefficienza nella misura e conseguentemente funzionamenti anomali pericolosi come la "falsa rilevazione". Il sistema touch è esente da usura meccanica e problemi di polvere ma presenta altri inconvenienti. In questa tesi si va a valutare l'aspetto fisico-elettrico del sistema di misura capacitivo per andare a valutare e descrivere tutte le indicazioni da seguire, le cause di cattivo funzionamento e le condizioni peggiori da testare.

Il lavoro di ricerca è stato svolto durante lo stage nell'azienda Protech di Castel-franco Veneto (Treviso) durante il secondo semestre dell'anno accademico 2012/2013.

Nel primo capitolo si fa un breve excursus delle tipologie di sensori capacitivi disponibili, descrivendone sommariamente il funzionamento. Nel secondo capitolo si fa un confronto tra due proposte commerciali di sensori capacitivi touch, che tra l'altro rappresentano una grossa fetta di mercato. Si utilizzano i relativi starter-kit: Atmel con il chip touch dedicato che sfrutta il principio della "Charge transfer" e il microcontrollore della Fujitsu con relativa libreria software che effettua la misura attraverso il metodo "ADC Measure". Nel quarto capitolo si realizza un prototipo con tastiera Touch basato sul microcontrollore Fujitsu. Viene misurata la transcaratteristica del sistema di misura e sono sintetizzati dei filtri digitali.

Capitolo 1

Sensore Capacitivo

Nella prima parte di questo capitolo si presenta la fisica dei condensatori; concetti essenziali per comprendere i modelli elettrici utilizzati nei capitoli seguenti. Nella seconda parte si descrive l'implementazione dei sensori capacitivi.

1.1 Fisica dei condensatori

Il campo elettrico

Il campo elettrico è un campo di forze indotto dalla presenza di cariche elettriche. Il campo elettrico E , in un punto dello spazio, è definito come la forza per unità di carica elettrica positiva alla quale è soggetta una carica puntiforme q , detta "carica di prova".

$$\vec{E} = \lim_{q \rightarrow 0} \frac{\vec{F}}{q} \quad (1.1)$$

Il vettore campo elettrico \vec{E} è definito come il rapporto tra il vettore forza e la carica di prova nelle ipotesi che quest'ultima non perturbi la sorgente. Dalla definizione si ricava che il campo elettrico ha dimensioni fisiche di *Newton/Culomb* = V/m . Il campo elettrico è un campo vettoriale che viene rappresentato attraverso linee di campo con direzione dalla carica positiva a quella negativa. Ad esempio, nel caso di un bipolo formato da due cariche opposte, si avranno le linee del campo elettrico dalla carica positiva verso la carica negativa e, come rappresentato in figura 1.1a), si ha una densità maggiore di linee e quindi del campo elettrico nello spazio interposto tra le cariche. Nel caso invece di due cariche uguali, come in figura 1.1 b), le cariche si respingono e le linee non si congiungono.

Materiali Dielettrici

La conducibilità elettrica definisce la capacità del materiale di condurre la corrente elettrica e viene definita come $\sigma = \frac{1}{\rho}$, ovvero l'inverso della resistività elettrica ρ . I materiali dielettrici sono isolanti elettrici, ovvero possiedono idealmente una

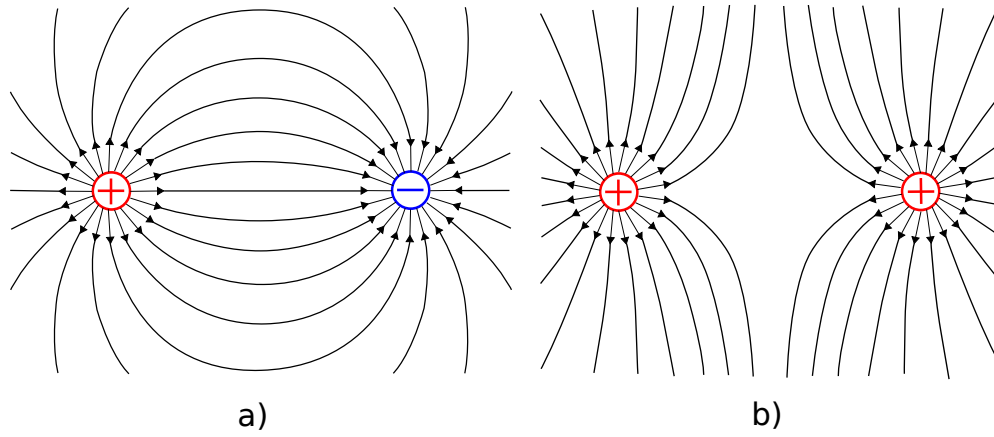


Figura 1.1: a) un dipolo formato da due cariche uguali con segno opposto e b) due cariche uguali con segno concorde.

conducibilità elettrica nulla. Una proprietà che caratterizza questi materiali è la permittività elettrica. La permittività elettrica è una grandezza fisica che descrive la riduzione di un campo elettrico nel materiale dielettrico. Il campo elettrico, quando viene sottoposto ad un materiale dielettrico, ha la tendenza a polarizzare atomi e molecole. La polarizzazione produce un campo elettrico opposto a quello imposto al materiale. La riluttanza del corpo a polarizzarsi è detta permittività elettrica ed è indicata con il simbolo ε . Generalmente ε si esplicita come il prodotto $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, dove ε_0 è la permittività del vuoto o costante dielettrica del vuoto:

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{c^2 \mu_0} \simeq 8,85 \frac{pF}{m} \quad (1.2)$$

dove c è la velocità della luce nel vuoto e la permeabilità magnetica del vuoto μ_0 , mentre ε_r è la permittività relativa. La permittività relativa ε_r varia a seconda del materiale in cui è applicato il campo elettrico.

Il vettore spostamento elettrico \vec{D} descrive il modo in cui un campo elettrico \vec{E} influenza la polarizzazione delle cariche elettriche nel corpo. La permittività elettrica $\varepsilon \in \mathbb{C}$ è una funzione complessa tale che:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (1.3)$$

e dipende dalla posizione, frequenza del campo, temperatura e umidità. Nel caso in cui il materiale sia lineare, omogeneo e isotropo, ε_r può essere trattata come uno scalare e viene chiamata impropriamente costante dielettrica.

La soglia di *Rigidità Dielettrica* [V/m] è definita come il valore limite del campo elettrico, oltre al quale si produce una conduzione di elettricità. Se il campo elettrico supera il valore indicato dalla rigidità dielettrica, le molecole o gli atomi dei materiali si ionizzano a valanga producendo una scarica elettrica attraverso il materiale. Se il dielettrico è solido può perforarsi danneggiandosi permanentemente. In tabella 1.1 viene indicata, in ordine crescente, la permittività relativa per alcuni materiali e la

rigidità dielettrica.

Materiale	ε_r	Rigidità dielettrica $[\frac{kV}{mm}]$
aria / vuoto	1	0.3
Nylon	3	12
Policarbonato	3	32
Plexiglas	3.4	40
Carta	3.7	16 ÷ 50
FR4 ¹	4.5	15
Mica	4 ÷ 8	50
Porcellana	6.5	4
Gomma	7	16
Vetro	3.7 ÷ 10	30
Silicone	11 ÷ 12	27
Acqua	80	15

Tabella 1.1: Costante dielettrica ε_r relativa e Rigidità dielettrica.

Dal Teorema di Gauss[3] si ottiene che il flusso uscente dalle due basi di una sezione infinitesima è nullo, cioè:

$$0 = \Phi_D = D_1 \cdot dS + D_2 \cdot dS = dS(D_1^n - D_2^n) \rightarrow D_1^n = D_2^n \quad (1.4)$$

dove D_1^n e D_2^n sono le componenti normali del campo spostamento elettrico, Φ_D flusso uscente dalle basi e dS sezione infinitesima. Dalla relazione 1.3 e 1.4 si ottiene che:

$$\varepsilon_1 E_1^n = \varepsilon_2 E_2^n \rightarrow E_1^n = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} E_2^n \quad (1.5)$$

il campo elettrico si riduce all'aumentare di ε_r a parità di spostamento elettrico D .

Capacità elettrica

La capacità elettrica è la grandezza fisica scalare che quantifica la variazione di potenziale elettrico a seguito di una somministrazione di carica. Questa variazione dipende dalle caratteristiche geometriche e chimiche del corpo. La capacità è definita come il rapporto tra la carica accumulata e il conseguente potenziale elettrico assunto:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (1.6)$$

dove C è la capacità espressa in Farad [F], equivalente a Coulomb [Q] su Volt [V]. Nel caso di una configurazione qualunque con un mezzo lineare, la capacità può essere espressa come:

$$C = \varepsilon \frac{\oint_S \vec{E} d\vec{s}}{\int_R \vec{E} d\vec{r}} \quad (1.7)$$

In figura 1.2 si nota la direzione dei vettori e il campo elettrico (in tratteggio) dalla carica positiva alla carica negativa.

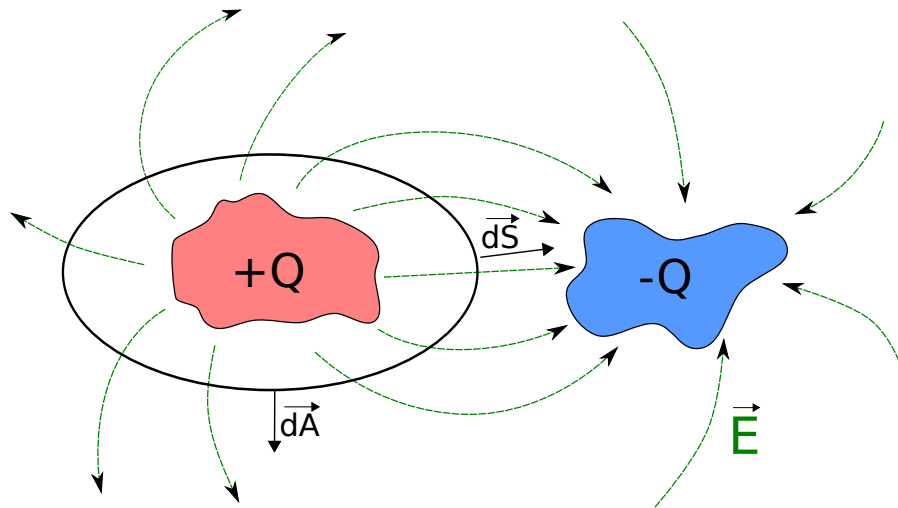


Figura 1.2: Configurazione generica in mezzo lineare: calcolo della capacità.

La capacità di un corpo che si comporta da condensatore dipende dalla forma, dalle dimensioni dei suoi elementi e dalla permittività del dielettrico che li separa. L'introduzione di un dielettrico rispetto al vuoto lascia inalterata la carica presente nelle armature, riduce il campo elettrico e aumenta la capacità.

Per alcune forme geometriche è calcolabile la capacità sotto alcune ipotesi semplificative: effetto di bordo trascurabile e uniformità dei materiali. Nella trattazione che segue si fa riferimento alla capacità tra due armature piane, cioè il condensatore piano.

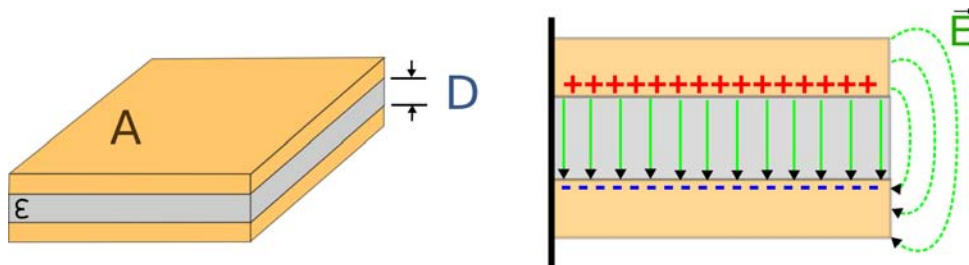


Figura 1.3: Condensatore a facce piane, si può notare il campo elettrico tra le armature e un piccolo contributo di bordo.

Il valore della capacità fornita da questa disposizione geometria degli elettrodi con interposto un dielettrico è:

$$C = \varepsilon \frac{A}{D} \quad (1.8)$$

dove $A[m^2]$ è l'area di sovrapposizione delle due armature, $D[m]^2$ è la distanza tra le due armature piane e $\varepsilon[F/m]$ è la costante dielettrica del materiale tra le due armature. A seguito di un aumento della costante dielettrica si avrà un aumento della capacità e una riduzione del campo elettrico. In gran parte dei casi la distanza D risulta piccola rispetto alla dimensione lineare delle piastre metalliche.

²In letteratura la distanza tra le armature è indicata con d , in questa trattazione si è utilizzata la lettera maiuscola D per evitare una collisione nella nomenclatura nel calcolo delle derivate.

Capacità Reale

A causa delle geometrie e delle caratteristiche dei materiali impiegati, è inevitabile che i condensatori reali presentino delle caratteristiche diverse rispetto ai condensatori ideali. Due parametri indesiderati caratteristici dei condensatori reali sono la resistenza-serie equivalente (ESR) e l'induttanza-serie equivalente (ESL). Il primo, da un contributo come una resistenza in serie ad un condensatore ideale, mentre il secondo come un'induttanza collegata allo stesso modo. Questi due parametri hanno l'effetto di aumentare l'impedenza del condensatore all'aumentare della frequenza, e sono fortemente dipendenti dalla tipologia di dielettrico usato e dalla geometria costruttiva del condensatore. Inoltre, la non idealità dei materiali dielettrici posizionati tra le armature, così come le caratteristiche dei materiali plastici impiegati per la realizzazione del contenitore esterno, contribuiscono a rendere imperfetto l'isolamento tra le armature, che può essere immaginato come una resistenza di elevato valore in parallelo al condensatore ideale. Per questo è stato introdotto un modello teorico, presentato in figura 1.4 a).

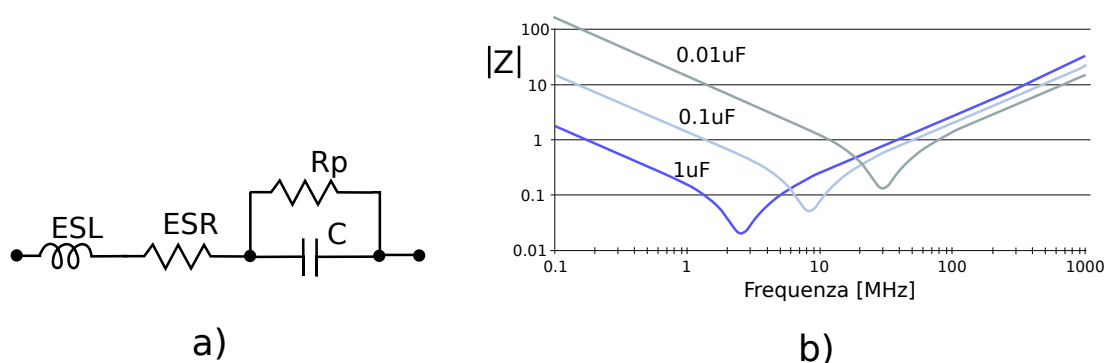


Figura 1.4: A causa delle non idealità nella realizzazione: a) Circuito elettrico equivalente e b) andamento in frequenza del condensatore reale come una serie RLC.

La sola ESR in realtà è valida per descrivere il comportamento del condensatore in bassa frequenza. Se si sale in frequenza il modulo dell'impedenza ha l'andamento tipico dei circuiti risonanti RLC . A bassa tensione la resistenza R_p non si considera.

Un'altra considerazione nelle capacità reali è la dipendenza dalla temperatura. A seconda del dielettrico utilizzato e della non idealità, si ha una variazione della capacità misurabile al variare della temperatura. In figura 1.5 è graficata la variazione percentuale rispetto alla temperatura ambiente standard di 25°C . La tipologia con maggiore stabilità in temperatura è la Negative Positive Zero (NP0) o C0G: grazie al dielettrico (ceramica e metalli rari) si ha una variazione della capacità massima del $\pm 0.3\%$ nell'intervallo di temperature da -55°C a $+125^\circ\text{C}$. La tipologia X7R è la maggiormente utilizzata nelle applicazioni industriali in quanto presenta un buon compromesso tra costo e stabilità al variare della temperatura in quanto la capacità varia entro il $\pm 15\%$. Le altre due tipologie Z5U e Y5V hanno una variazione della capacità maggiore del $\pm 22\%$ e quindi da escludere in questa applicazione[30].

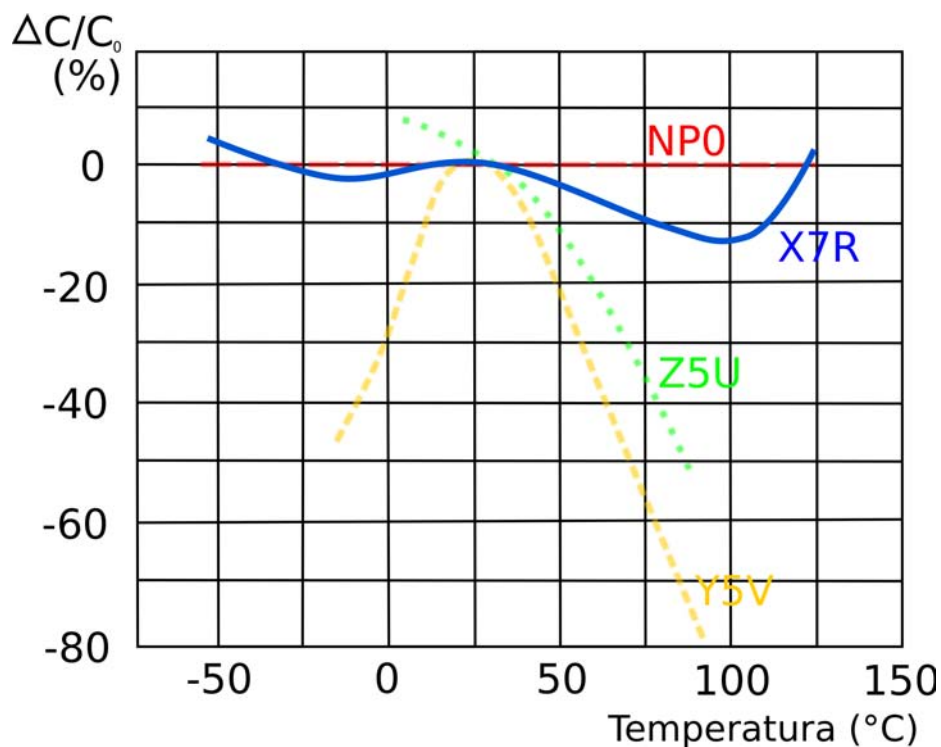


Figura 1.5: Variazione percentuale della capacità al variare della temperatura, diverse curve a seconda del dielettrico utilizzato[30].

1.2 Sensori capacitivi

I sensori capacitivi trovano largo impiego in svariate applicazioni visto il loro costo contenuto e l'elevata sensibilità. Questa tipologia di sensori ha la capacità di adattarsi ad un'ampia varietà di sensing e applicazioni di misura quali rilevazione di prossimità, decodifica della posizione lineare e rotativa, rilevazione del livello del liquido, misure di pressione, rilevamento accelerazione, umidità e così via. Un'altra caratteristica positiva di questo tipo di sensori è il loro bassissimo consumo di energia, fondamentale nei dispositivi portatili. L'integrazione su chip porta vari vantaggi tra cui la compensazione della temperatura, miglioramento della sensibilità, facile conversione A/D e un basso costo. L'insieme di tutte le qualità motivano il successo dei sensori capacitivi e la loro diffusa presenza nell'elettronica di consumo.

La grandezza che viene variata nell'interazione con il misurando è la capacità. Tale variazione può essere effettuata in due modi: variazione delle dimensioni fisiche della struttura sottoposta a sollecitazione meccanica o variazione della costante dielettrica a seguito di una variazione delle caratteristiche chimiche. Quindi, la capacità che si ottiene, nel caso di un condensatore piano, è in funzione di tre parametri.

$$C = f(D, A, \varepsilon) \quad (1.9)$$

Per utilizzare il sensore capacitivo si misura la variazione di uno dei tre parametri: D , A o ε_r . La variazione di uno dei tre parametri ha una diretta variazione sulla

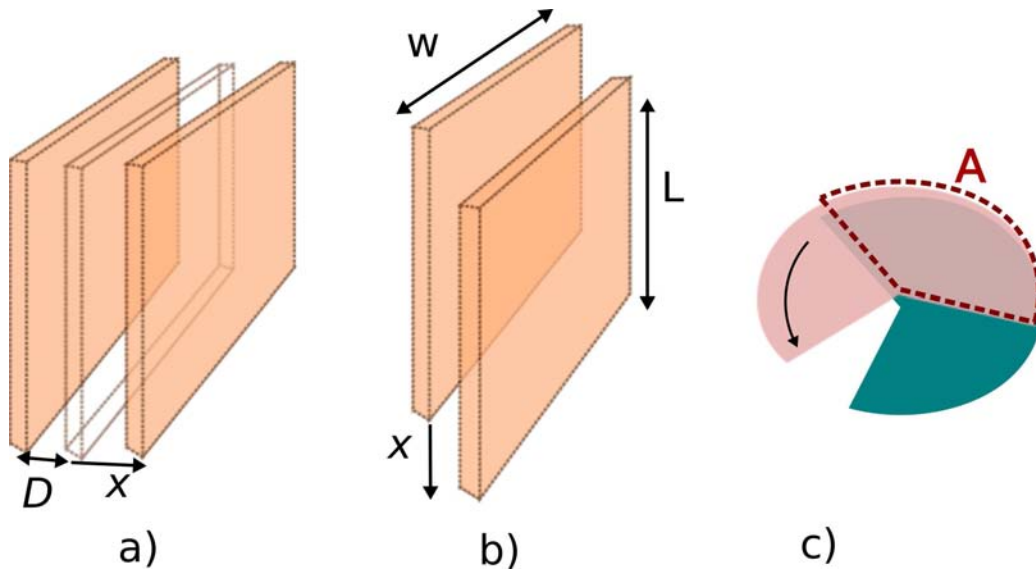


Figura 1.6: a) e b) Variazione di area, c) variazione distanza.

capacità misurata e, per valutarne l'influenza risulta utile calcolarne il differenziale:

$$df = \sum_{i=1}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} dx_i \quad (1.10)$$

Nel caso specifico di sensore capacitivo, utilizzando la relazione 1.10 e raccogliendo il termine comune C si ottiene:

$$\frac{dC}{C} = \frac{d\varepsilon}{\varepsilon} + \frac{dA}{A} - \frac{dD}{D} \quad (1.11)$$

dove dC/C è la variazione della capacità in funzione di uno o più parametri. Il sensore capacitivo è un trasduttore di tipo attivo, cioè necessita di un circuito di condizionamento. Questo deriva dal fatto che la capacità è un elemento elettrico passivo, e la potenza erogata in uscita dal sensore deve essere fornita dall'esterno mediante una sorgente ausiliaria.

1.2.1 Sensori capacitivi a variazione di distanza

Il sensore capacitivo in questione è formato, come raffigurato in figura 1.6 c), da due piastre parallele a una distanza D che può variare di x in seguito ad una sollecitazione meccanica. Trascurando gli effetti sui bordi, la capacità può essere espressa come:

$$C(x) = \frac{\varepsilon A}{D + x} \quad (1.12)$$

La caratteristica di questo trasduttore è non lineare avendo una funzione di trasferimento iperbolica. La sensibilità in funzione della variazione della distanza è rappresentata dall'equazione:

$$dC = -\frac{\varepsilon A}{(D+x)^2} dx \quad (1.13)$$

L'equazione 1.13 indica che la sensibilità è inversamente proporzionale al quadrato della distanza. Invece, utilizzando le relazioni 1.12 e 1.13, si ottiene che la variazione percentuale della capacità C è proporzionale alla variazione percentuale di D .

$$\frac{dC}{C} = -\frac{dx}{D+x} \quad (1.14)$$

Le applicazioni che utilizzano la variazione della distanza tra le armature sono molteplici; tra cui i sensori di pressione, bilance, tastiere metal cap e gli accelerometri MEMS.

1.2.2 Sensori capacitivi a variazione di area

Meno utilizzata nelle applicazioni è la variazione dell'area che sovrappone le due piastre metalliche del condensatore a facce piane. La variazione di area si ottiene, come mostrato in figura 1.6, traslando tra loro le piastre metalliche su un asse \hat{x} . La traslazione di una quantità x delle piastre consegue una riduzione dell'area di sovrapposizione $A = wx$, dove w è il lato ortogonale a \hat{x} . In questo caso, la capacità è data dalla riduzione dell'area:

$$C(x) = \frac{\varepsilon(A - wx)}{D} \quad (1.15)$$

e riscrivendo la relazione si evidenzia il contributo $C(x) = x \cdot \left(-\frac{\varepsilon w}{D}\right) + \frac{\varepsilon A}{D}$. Differenziando si ottiene che:

$$dC = -\frac{\varepsilon w}{D} dx \quad (1.16)$$

la variazione di capacità è lineare rispetto alla traslazione. Rispetto al movimento normale tra le due piastre in cui varia la distanza D ortogonale alle due piastre, la capacità C varia con legge non lineare; mentre la traslazione ortogonale, che varia l'area di sovrapposizione, varia la capacità in maniera lineare. L'utilizzo della variazione dell'area è anche utilizzato per misurare posizioni angolari: si misura l'area sovrapposta tra i due elettrodi come mostrato in figura 1.6 b).

1.2.3 Sensori capacitivi a variazione di permeabilità dielettrica

La variazione del materiale dielettrico tra le due piastre è in diretta proporzione con la capacità

$$\frac{dC}{C} = \frac{d\varepsilon}{\varepsilon} \quad (1.17)$$

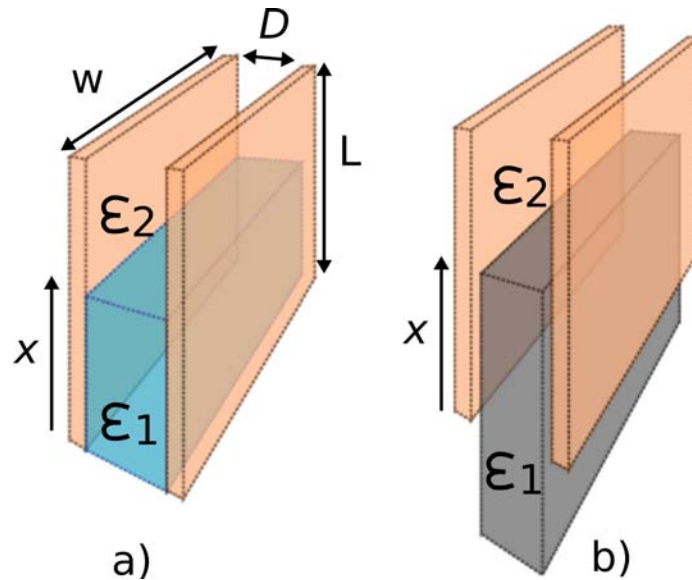


Figura 1.7: a) Sensore di livello per liquidi e b) sensore di posizione: varia la posizione del dielettrico solido.

La variazione della capacità può avvenire in due modi differenti: per variazione del volume occupato dal dielettrico tra le due superfici o per variazione della permittività dielettrica relativa ϵ_r . La variazione del volume di riempimento è raffigurata in figura 1.7 b), si ha all'aumentare di x la sostituzione del dielettrico ϵ_2 con ϵ_1 . Quindi si hanno due volumi differenti: $V_2 = (l - x)wD$ con il dielettrico ϵ_2 e il volume $V_1 = xwD$ con il dielettrico ϵ_1 , dove w e l sono i lati dell'armatura del condensatore. L'equazione corrispondente alla variazione del volume occupato ha la relazione lineare:

$$C = \frac{\epsilon_0 w}{D} [\epsilon_2 l - (\epsilon_2 - \epsilon_1)x] \quad (1.18)$$

dove ϵ_1 è la permeabilità relativa del materiale dielettrico (un liquido o un solido) e ϵ_2 è la permeabilità in assenza del dielettrico solido. Calcolando il differenziale si ottiene:

$$\frac{dC}{C} = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 l} dx \quad (1.19)$$

dove la relazione che intercorre è lineare.

Sensore capacitivo di livello e posizione Il sensore di livello utilizza la variazione del riempimento del liquido tra le armature. La variazione incide, in prima approssimazione, in modo lineare sul valore della capacità. Ad esempio, qualora il liquido fosse l'acqua, la variazione della capacità è di circa 80 volte rispetto alla capacità di offset. Solitamente si utilizzano condensatori cilindrici per valutare il livello del liquido presente in un contenitore. Il sensore di posizione utilizza un dielettrico solido. Al variare del volume occupato dal dielettrico varia la capacità misurata, in questo modo si ottiene una misura della traslazione.

Sensore capacitivo di umidità In figura 1.8 viene presentato il trasduttore di umidità proposto dalla Philips. Costruttivamente è formato da due griglie dorate³ di sezione circolare in aria, le quali formano le due armature del condensatore piano. Qualora ci sia una variazione dell'umidità nell'aria, si ha la modifica del dielettrico presente tra le due griglie e quindi un conseguente variazione di capacità. La transcaratteristica del sensore ha un andamento pressoché lineare al variare dell'umidità relativa. Per effettuare la misura, il circuito di condizionamento applica al sensore una tensione periodica con frequenza che varia da $1kHz$ a $1MHz$. Il tempo di risposta del sensore, in seguito ad una variazione ambientale di umidità, è da 3 a 5 minuti.

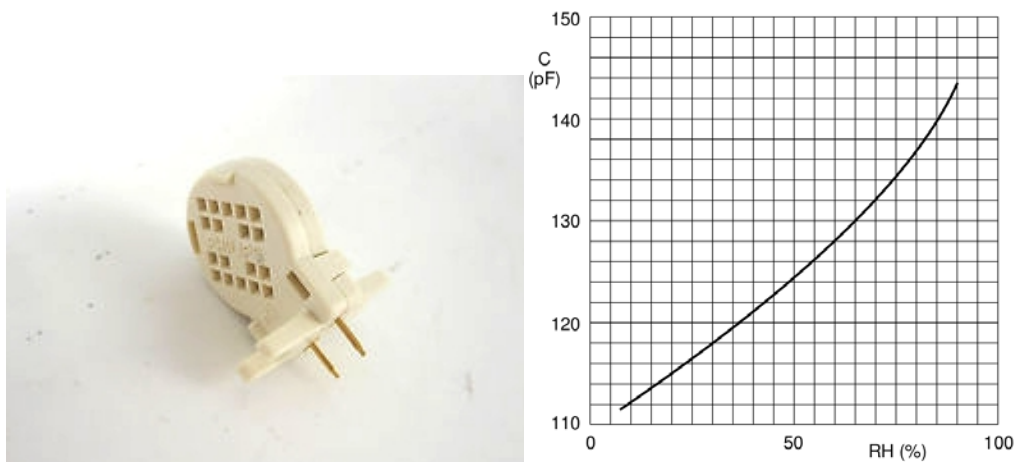


Figura 1.8: a sinistra il Sensore H1 della Philips per la misurazione dell'umidità e a destra la transcaratteristica [26].

La transcaratteristica del sensore illustrata in figura 1.8 (a destra) evidenzia una relazione lineare tra l'umidità presente nell'aria e la capacità misurata. In altre applicazioni, questa caratteristica è indesiderata per il sensore capacitivo quindi, qualora si utilizzino elettrodi in aria, è bene considerare il fenomeno.

1.2.4 Sensori capacitivi di prossimità e applicazioni Touch

I sensori di prossimità sono dei sensori in grado di rilevare la presenza di oggetti nelle immediate vicinanze del "lato sensibile" del sensore stesso, effettuando o meno un contatto fisico. La distanza entro cui questi sensori rilevano oggetti è definita portata nominale⁴ (o campo sensibile). Alcuni modelli dispongono di un sistema di regolazione per poter calibrare la distanza di rilevazione. L'assenza di meccanismi di attuazione meccanica, e di un contatto fisico tra sensore e oggetto, fa sì che questi sensori presentino un'affidabilità elevata. Normalmente, questa tipologia rileva solamente la presenza o l'assenza di un oggetto all'interno della portata nominale

³La ricopertura di oro evita eventuali ossidazioni che potrebbero danneggiare il sensore

⁴La distanza va da qualche millimetro; contatto con l'elettrodo isolato (touch classico) a una decina di centimetri (touch di prossimità).

e conseguentemente il segnale d'uscita sarà di tipo on/off, in quanto deve valutare solo gli stati presenza/assenza.

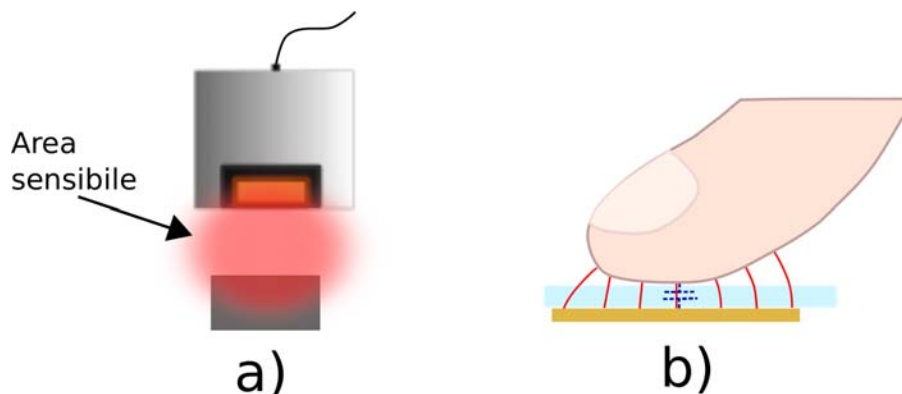


Figura 1.9: Sensore capacitivo di prossimità per a) oggetti e b) applicazione touch.

I sensori capacitivi di prossimità si basano sul principio della rilevazione della capacità elettrica di un condensatore: il loro lato sensibile ne costituisce un'armatura, l'eventuale presenza nelle immediate vicinanze di un oggetto conduttore, realizza l'altra armatura del condensatore (self capacitance). Un'altra modalità in cui si determina la presenza di un oggetto conduttore è la variazione del dielettrico tra i due elettrodi (mutual capacitance). La presenza di un oggetto crea un aumento della capacità che viene rilevata dai circuiti interni, comandando la commutazione del segnale d'uscita.

Self-capacitance e mutual capacitance: circuiti elettrici equivalenti Per comprendere meglio il funzionamento di un sensore capacitivo si utilizza un modello elettrico equivalente. Grazie a questa trattazione, sotto certe ipotesi, si possono ottenere informazioni su quale siano le indicazioni per creare un sistema sensibile e affidabile. Nell'implementazione di un sensore capacitivo, ci sono due possibili realizzazioni: mutual e self capacitive sensor. Per poter studiare al meglio si considerano due modelli elettrici diversi per cui si ottengono due differenti maglie di kirchoff.

La tipologia self-capacitance ha unicamente una connessione elettrica tra il chip capacitivo e l'elettrodo di sensing. Come illustrato in figura 1.10, il sistema di misura capacitivo è composto da due parti principali: il blocco di trasduzione che racchiude il circuito di condizionamento e il pad metallico (prima armatura del condensatore C_X). Tra il pad metallico e l'interfaccia Touch è interposto uno strato di isolante che grazie al quale si aumenta la resistenza alle scariche elettrostatiche. Qualora il dito dell'utente entri in contatto o sia nelle immediate vicinanze del pad, si ottiene la seconda armatura del condensatore C_X . La seconda armatura, sotto certe ipotesi semplificative è riferita a terra tramite una resistenza serie. La maglia si richiude attraverso il riferimento di terra collegato direttamente o tramite una capacità pa-

capacità C_f alla massa del trasduttore. Questa tipologia non è utilizzata su schermi touch o comunque superfici estese ma per singoli pulsanti.

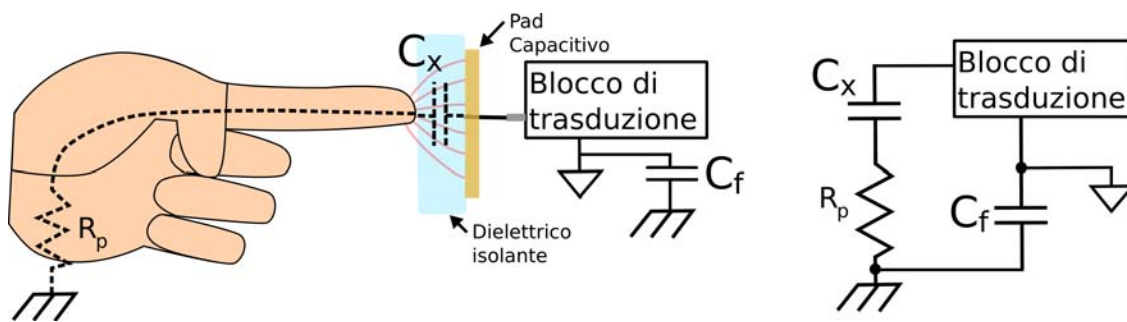


Figura 1.10: Self capacitance, a sinistra si evidenzia l'anello che si richiude tramite la terra attraverso il circuito equivalente.

La tipologia basata sulla mutua-capacità (mutual capacitance) utilizza un sensore capacitivo formato da due pad; X (elettrodo trasmettitore) e Y (elettrodo ricevente). La mutua capacità tra X e Y è misurata dal controller del sensore. Come rappresentato in figura 1.11, la presenza del dito dell'utente a contatto con il dielettrico modifica le linee del campo elettrico⁵ e questo aumenta la capacità C_X . Il primo modello elettrico semplificato che si ottiene è un condensatore C_X , nel caso che il tasto non sia toccato $C_X = C_{X_M}$ e $C_X = C_{X_M} + C_{\Delta}$ nel caso di tocco. Questa tipologia touch è utilizzata negli touch-screen e nelle tastiere a matrice.

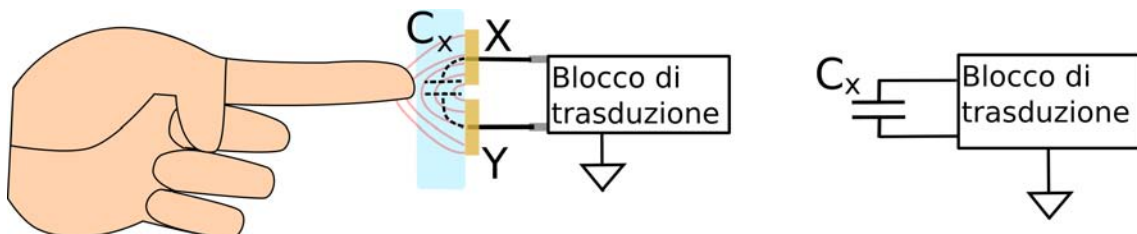


Figura 1.11: Mutual capacitance: a sinistra il doppio pad capacitivo e a destra il circuito equivalente.

⁵La variazione delle linee di campo elettrico è data dall'elevato ϵ_r dell'acqua

Capitolo 2

Valutazione soluzioni Touch

In questo capitolo si valutano due soluzioni commerciali, rispettivamente di Atmel[14, 23] e di Fujitsu[6, 8]. La prima proposta utilizza un chip dedicato che tramite la Serial Peripheral Interface (*SPI*) comunica con un microcontrollore (μC). La seconda soluzione utilizza delle periferiche standard del microcontrollore associate ad una libreria software. Entrambe le soluzioni hanno punti di forza, per cui si valuta quale sia la soluzione migliore a seconda delle richieste progettuali.

2.1 Implementazioni disponibili

Il sistema di misura capacitivo può essere implementato, come mostrato in figura 2.1, in quattro tipologie principali: sistema a microcontrollore standard con software dedicato, microcontrollore con hardware dedicato, chip dedicato e sistema discreto. Le categorie più utilizzate e che approfondiremo in questa tesi sono la prima e la terza. Le seconda e quarta categoria, per via della difficoltà progettuale o costi troppo elevati da sostenere in fase di produzione, sono escluse da questa trattazione.

A seconda dei requisiti del progetto, il progettista deve valutare quale sia la soluzione più congrua per il sistema da realizzare.

Le caratteristiche che maggiormente differenziano i sensori tattili sono: il tempo di risposta, il consumo di corrente, la robustezza, il tempo di progettazione e i costi unitari. Il tempo di risposta definisce la differenza temporale tra il tocco e la segnalazione da parte del sistema. Caratteristica molto importante, che viene ribadita più volte, è la fidatezza del sistema, cioè l'assenza di false detenzioni. Qualora ci siano false attivazioni il sistema risulterebbe non validabile. Le condizioni ambientali come variazioni di umidità e temperatura mettono a dura prova il sistema, per non parlare delle scariche elettrostatiche ESD e disturbi sull'alimentazione. Lo sviluppo di una soluzione touch richiede delle attente valutazioni e scelte progettuali ben motivate vista l'elevata sensibilità del sistema di misura.

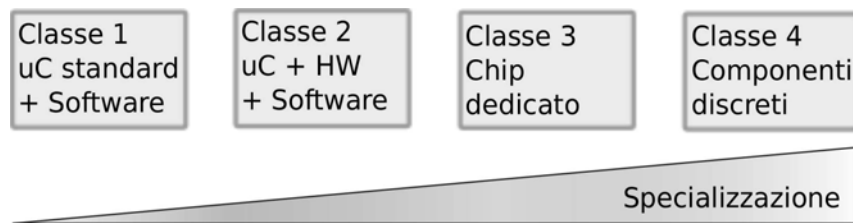


Figura 2.1: Possibili implementazioni, scelta che varia a seconda dell'applicazione e del time to market.

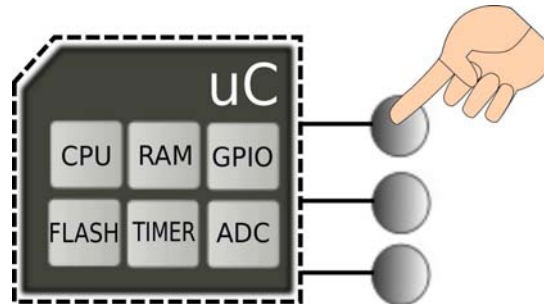


Figura 2.2: Implementazione con μC standard sfruttando le periferiche normalmente presenti come GPIO e ADC.

Microcontrollore con periferiche standard

Questa soluzione, come raffigurato in figura 2.2, utilizza delle periferiche standard presenti nella quasi totalità dei microcontrollori disponibili in commercio. Le periferiche che solitamente sono utilizzate per realizzare il sistema di misura capacitivo sono le funzioni di General Purpose Input-Output (GPIO) e il convertitore Analogico-Digitale (ADC). Il vantaggio di questo approccio è la possibilità di utilizzare praticamente qualsiasi microcontrollore disponibile in commercio. Generalmente le librerie touch occupano dai 4KB ai 10KB di memoria flash, un carico della CPU di circa 10% ÷ 20% e l'occupazione di uno o due piedini per tasto. Alcune soluzioni a uC utilizzano solo piedini GPIO come la libreria del progetto opensource Arduino[29], altri come la Fujitsu utilizzano anche l'ADC. Le prestazioni di tale soluzione è limitata nei tempi di risposta e nel codice da scrivere; molta attenzione è da prestare alla scrittura dell'interrupt relativo agli algoritmi di rilevamento. I produttori di microcontrollori forniscono librerie software per il controllo di applicazioni touch, consentendo agli sviluppatori una facile e veloce implementazione. Questa soluzione trova spazio in un ampio range di applicazioni, in particolare qualora il numero dei pulsanti sia limitato, costi ridotti e prestazioni medie.

Microcontrollore con periferiche dedicate

Alcuni microcontrollori offrono l'integrazione di hardware dedicato per gestire un'interfaccia capacitiva. Questa soluzione è spesso scelta come buon compromesso tra buone prestazioni touch e veloce sviluppo software. Il tempo di sviluppo risulta inferiore a scapito di un costo maggiore del microcontrollore.

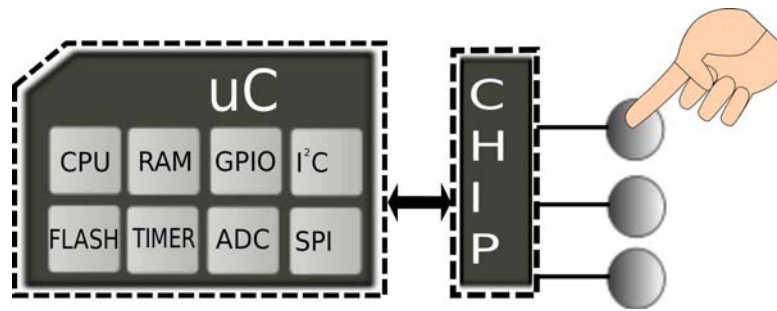


Figura 2.3: Implementazione con chip dedicato, ridotto il time to market ma costi maggiori in produzione.

Chip dedicato

Tale sistema è costituito, come è raffigurato in figura 2.3, da due dispositivi: da un chip touch dedicato (slave) che comunica con un microcontrollore (host) solitamente tramite una seriale. L'utilizzo di un dispositivo dedicato o ASSP (Application Specific Standard Product) risulta meno flessibile visto che l'elaborazione è principalmente hardware, ha prestazioni superiori e non richiede sviluppo software a meno del protocollo per la comunicazione. Lo svantaggio di una soluzione ASSP è il costo del chip dedicato che contribuisce in modo non indifferente (qualche euro) e richiede un'area del PCB non sempre disponibile. Le prestazioni in termini di velocità di risposta (più rapido) e sensibilità (facilmente regolabile) sono nettamente superiori a tutte le altre soluzioni. Ovviamente un hardware dedicato offre tempi di risposta più brevi ($200\mu s$) rispetto agli algoritmi software, il consumo di corrente tende ad essere inferiore ($120\mu A$) e l'integrazione è facile e veloce. Il chip dedicato utilizza uno o due pin con un paio di componenti (una capacità e un condensatore) accuratamente dimensionati. Dal punto di vista del progettista, il chip dedicato offre soluzioni di veloce sviluppo a discapito di un più elevato costo complessivo e di una maggiore area utilizzata dal sistema finale .

Sensori Touch complessi

Con il termine "Sensori Touch complessi" si indica un'astrazione software la quale permette la realizzazione di strutture touch complesse. In figura 2.4 sono illustrati le varie tipologie di strutture complesse realizzabili. La struttura zero-dimensionale, rappresenta il singolo pulsante, è tipicamente implementata da un singolo pad (self-capacitance). Aggregando più pad e seguendo degli accorgimenti sul layout si realizza una struttura complessa: sensori touch monodimensionali (slide e wheel) e bidimensionali (touchpad e touchscreen). Per realizzare un sensore mono o bi-dimensionale si posizionano i pad adiacenti tra loro, questo permette la rilevazione contemporanea di più sensori. Come mostrato in figura 2.4 (a destra), si calcola la

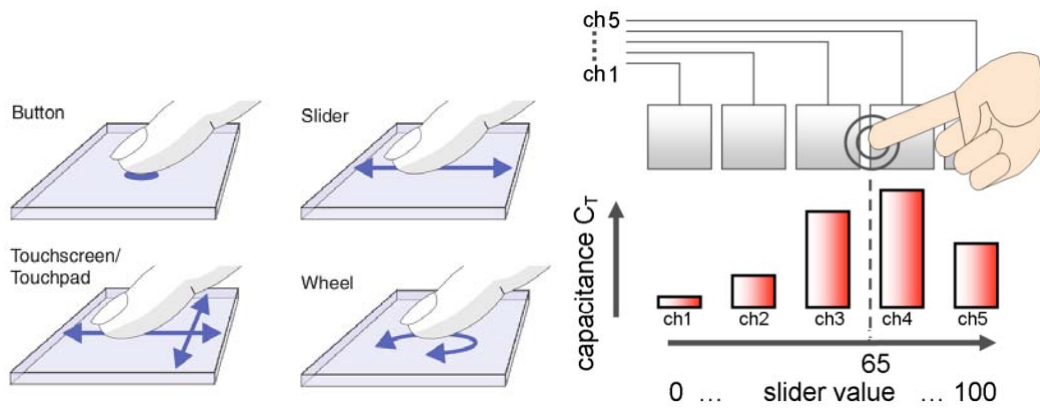


Figura 2.4: Tipologia di sensori Touch ottenibili: zero, mono e bi-dimensionali[14][7].

media pesata dei valori misurati¹ dai sensori posti su un asse e si ottiene la posizione. In questo modo si possono realizzare movimenti lungo una direzione lineare (slide) o su una circonferenza (wheel). Analogamente, l'implementazione a matrice permette la copertura di un'area ottenendo un'informazione bidimensionale della posizione.

2.2 QTouch di Atmel

In questa sezione si descriverà la scheda di sviluppo proposta da Quantum (una ditta specializzata nelle tastiere capacitive che nel 2008 è stata acquistata da Atmel, in questa tesi si fa sempre riferimento a quest'ultima azienda). La caratteristica di questa scheda di prova è l'utilizzo di un chip dedicato e di un convertitore SPI - USB grazie al quale ci si interfaccia con un programma di test per pc.

2.2.1 Scheda di valutazione Qtouch Atmel

Questa scheda di sviluppo permette la valutazione del sistema di misura "Qtouch", il quale si basa sul principio del trasferimento di carica. Essendo un chip dedicato non necessita di programmazione e comunica tramite una seriale asincrona *SPI*. Nella scheda è presente una presa mini-USB grazie alla quale riceve l'alimentazione e comunica tramite un microcontrollore con il pc. Il software messo a disposizione permette un'immediata valutazione della scheda e delle principali caratteristiche. Sono presenti due moduli touch grazie ai quali è possibile testare sette tasti zero-dimensionali e un monodimensionale (wheel o lo slide). Nel prossimo paragrafo si discuterà il principio di funzionamento su cui si basa il QTouch di Atmel.

¹Il trasduttore capacitivo deve fornire, oltre alla rilevazione, un valore analogico che ne indica l'intensità del tocco.



Figura 2.5: Quantum Demo Board, versione con wheel (a sinistra) e slide (a destra)[23].

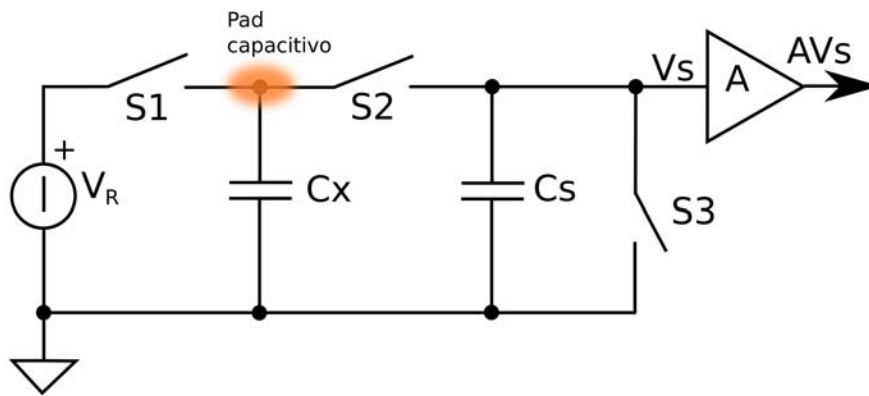


Figura 2.6: Schema circuitale del trasferimento della carica con interruttori bidirezionali e amplificatore di tensione[5].

2.2.2 Descrizione Charge Transfer Sensing

L'implementazione di questo sistema di misura si basa sul trasferimento della carica tramite l'utilizzo di switching temporizzati da logica digitale. Il segnale analogico, risultato del trasferimento, può essere convertito in digitale tramite l'utilizzo di un ADC senza particolari richieste hardware.

Di seguito vengono descritte in dettaglio le operazioni che effettuano il sensing di carica. Per descrivere il funzionamento del sensore vengono introdotte delle ipotesi sulla circuiteria presentata nel capitolo precedente, cioè: $R_P = 0$, $C_f = \infty$. Partendo da queste considerazioni si utilizza lo schema di figura 2.6 utilizzando il modello elettrico proposto in figura 1.10 per descrivere il funzionamento passo dopo passo della misura. Lo schema elettrico di figura 2.6 è composto da: capacità C_X formata dal pad capacitivo, tensione V_R , capacità di confronto C_S , interruttori S e amplificatore di tensione A .

La prima fase t_1 consiste nel chiudere l'interruttore S_1 (S_2 e S_3 aperti e capacità scariche), in questo modo si carica il condensatore C_X alla tensione V_R . L'interruttore S_1 viene riaperto dopo un tempo sufficientemente lungo affinché il tempo di

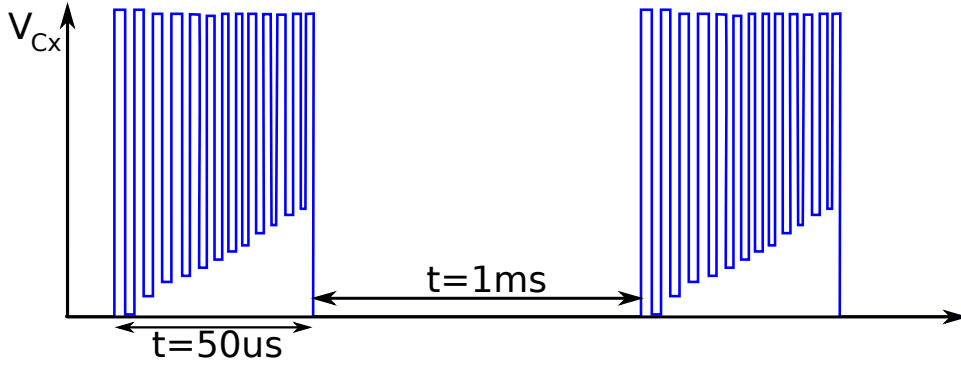


Figura 2.7: Andamento nel tempo del "Burst mode", si nota la variazione dell'ampiezza dell'onda quadra a seguito del trasferimento di carica da C_X a C_S .

carica si esaurisca. Il condensatore C_X , dopo che gli è stato imposto un potenziale, ha accumulato una carica $Q_{C_X}^{t_1} = C_X V_R$.

Nella seconda fase t_2 , con S1 e S3 aperti, si chiude S2 e, partendo dalla condizione iniziale con C_S scarico, si ha un trasferimento di carica da C_X a C_S . Per il principio di conservazione della carica si ottiene una tensione finale ai capi delle capacità V_S :

$$Q_{C_X}^{t_1} = Q_{C_X \parallel C_S}^{t_2} = V_S(C_X + C_S) \rightarrow V_S = V_R \frac{C_X}{C_X + C_S} \quad (2.1)$$

dove $Q_{C_X \parallel C_S}^{t_2}$ è la carica dei due condensatori C_X e C_S in parallelo.

$$C_X \simeq \frac{V_S}{V_R} C_S \quad (2.2)$$

Nel caso in cui $C_S \gg C_X^2$ si ottiene l'equazione 2.2 che lega la capacità in modo proporzionale alla tensione V_S . A questo punto, la tensione V_S viene amplificata e convertita da parte dell'ADC.

Nella terza e ultima fase t_3 , si ripristina la condizione iniziale su C_S tramite la chiusura di S3 (S2 aperto). In figura 2.7 vengono presentati due periodi di misura della tensione V_{C_X} , si osserva la forma d'onda della carica tramite V_R , e in seguito il trasferimento della carica a C_S . L'andamento della tensione V_{C_X} risulta ad onda quadra in quanto si passa da V_R durante la carica di C_X a $V_{C_S} \ll V_R$ durante il trasferimento della carica da C_X a C_S . Si nota il progressivo aumento della tensione V_{C_S} dopo ogni trasferimento con una crescita pressoché lineare.

Una modalità utilizzata dal chip di Atmel è il "Burst mode"; consiste nel ripetere più volte il trasferimento della carica resettando il condensatore C_S solo alla conclusione della serie. Nella modalità "Burst mode", sotto l'ipotesi $C_S \gg C_X$, la tensione finale V_S è amplificata rispetto al singolo trasferimento. Durante la prima iterazione (k_1) si trasferisce una carica $Q_{C_X}^{k_1}$ da C_X a C_S ottenendo $V_S^{k_1} = \frac{Q_{C_X}^{k_1}}{C_S}$. Nella seconda iterazione (k_2) si avrà un'ulteriore trasferimento di carica, e sempre sotto l'ipotesi

²Questa ipotesi è sempre vera in quanto la capacità $C_X \simeq 1 \div 2pF$ e $1nF \leq C_S \leq 100nF$

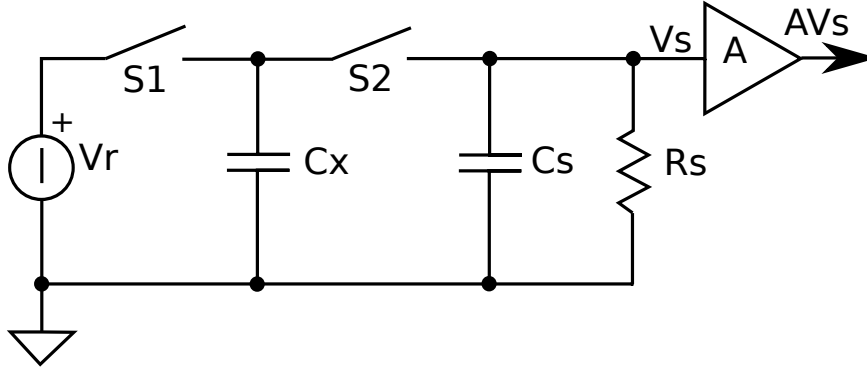


Figura 2.8: Implementazione tempo variante con resistenza R_S al posto dell'interruttore S3.

$C_X \ll C_S$ si ottiene $Q_{C_S}^{k_2} = Q_{C_X}^{k_1} + Q_{C_S}^{k_2}$ con la tensione $V_S = \frac{Q_{C_S}^{k_2}}{C_S} = \frac{Q_{C_X}^{k_1} + Q_{C_S}^{k_2}}{C_S}$. Dopo n iterazioni, si avrà un trasferimento totale di carica $Q_{C_S}^{k_n} = nQ_{C_X}^{k_1}$ ottenendo una tensione finale:

$$V_S \simeq V_R \frac{C_X}{C_S} n = gnC_X \quad (2.3)$$

dove $g = \frac{V_R}{C_S}$. L'equazione 2.3 è un'approssimazione in quanto, ad ogni trasferimento, non si avrà un totale trasferimento della carica. Questo fenomeno è ben visibile in figura 2.7, si osserva che la minima tensione su C_S , durante il trasferimento, è diversa da zero e cresce ciclo dopo ciclo.

Per ottenere un'implementazione dinamica tempo-variante si sostituisce all'interruttore S3 con una resistenza R_S . In questo modo il charge detector è un filtro passa basso determinato dai valori di C_S e R_S . La funzione di trasferimento di questa struttura, detta anche a "Guadagno di carica", è dipendente da tre variabili:

$$G = \frac{V_S}{V_r} = f(V_r, f_s, R_S) \quad (2.4)$$

La tensione V_S viene amplificata di un guadagno A da un amplificatore operazionale in configurazione non invertente. Un'altra strategia è sfruttare la massa virtuale per ottenere un integratore invertente, mostrato in figura 2.9. Riferendo a massa entrambi i capi di C_X si ha il completo trasferimento di carica in C_S . Questa caratteristica migliora la linearità del circuito in un largo intervallo di applicazioni.

Nel seguito verrà considerata la tipologia riportata in figura 2.10 che usa una "singola alimentazione". Con questa tipologia, rappresentata in figura 2.10, la tensione controllata V_Z è utilizzata per ridurre e infine cancellare l'accumulo di carica su C_S . Tramite l'utilizzo del generatore pilotato V_Z si carica la capacità C_Z accumulando una carica $Q_Z = V_Z \cdot C_Z$, la quale viene in seguito trasferita su C_S . Inizialmente il valore di tensione V_Z è nullo, al susseguirsi delle interazioni la tensione V_Z aumenta fintantoché la somma della carica trasferita dalle due capacità (da C_Z e C_X a C_S) si annulla $Q_Z + Q_X = 0$. A questo punto, il valore di V_Z è proporzionale al valore

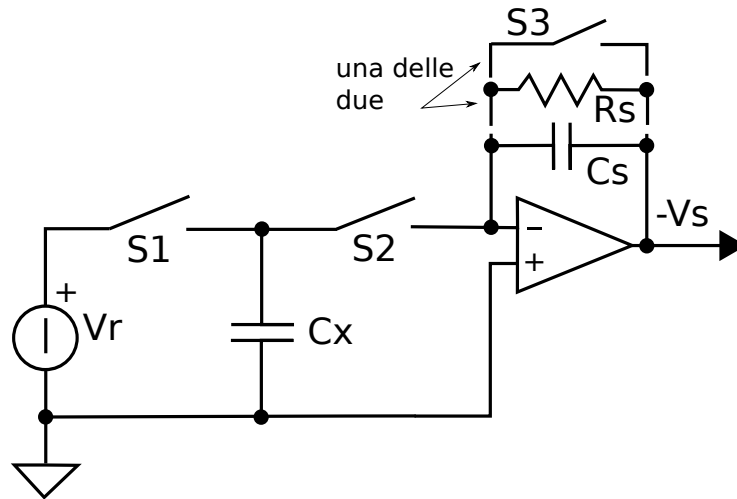


Figura 2.9: Schema con Aop invertente sfruttando la condizione di massa virtuale; preleva la totalità della carica da C_X .

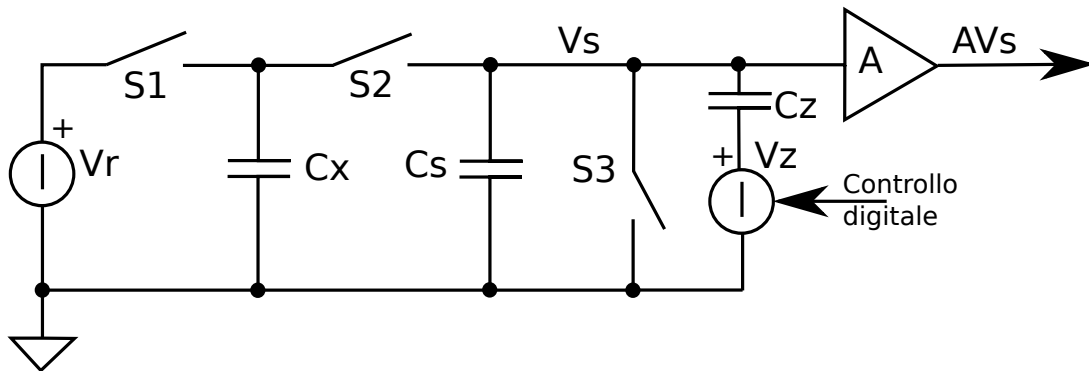


Figura 2.10: Schema a singola alimentazione utilizzando un DAC per annullare la tensione V_S .

della capacità C_X in quanto dall'equazione $Q_{C_Z} = C_Z V_Z = V_R C_X = Q_{C_X}$ si ottiene che:

$$V_Z = V_R \frac{C_X}{C_Z} \quad (2.5)$$

La tensione V_Z è fornita da un apposito convertitore digitale analogico (DAC).

Il sistema di misura da un'indicazione del valore della capacità C_X fornendo un'approssimazione attraverso il valore della tensione V_Z e le piccole variazioni tramite V_S . In questo modo V_Z è realmente utilizzato solo per annullare "l'offset". L'uso della tensione V_Z permette di estendere notevolmente l'intervallo dinamico del sensore. Un requisito fondamentale è che la tensione di riferimento V_R sia stabile, inoltre l'amplificatore deve avere buona stabilità e bassa corrente di polarizzazione.

Il guadagno totale del circuito è:

$$V_S = V_R \frac{C_X}{C_S + C_Z} n = gn C_X \quad (2.6)$$

dove $g = \frac{V_R}{C_S + C_Z}$.

Si nota che il guadagno del sistema è facilmente modificabile regolando n (nume-

ro degli impulsi) durante il burst. La ripetizione degli impulsi, permette di ottenere un'elevata risoluzione che raggiunge alcuni femtofarad. Per ottenere una misura stabile e ripetibile, è importante che gli impulsi di tensione impostino correttamente il riferimento e che in un secondo momento la carica sia completamente trasferita. Solitamente si collega il pad di sensign (C_X) a V_R tramite una resistenza, si verifica che il transitorio di carica/scarica sia completamente esaurito negli intervalli temporali in cui S1 e S2 sono chiusi. Quindi è importante dimensionare la resistenza in modo corretto a seconda della capacità impostata. La resistenza serie è solitamente introdotta per irrobustire il sistema a fronte di disturbi elettromagnetici (EMI) a RF e scariche elettrostatiche (ESD).

Valutazione dello stato del pulsante

In una fase di calibrazione iniziale, da V_Z e V_S si determina il riferimento. Dopo aver calibrato il sistema (impostazione del riferimento) le successive misure vengono confrontate con il riferimento e a seguito del superamento di specifiche soglie (preimpostate dal costruttore), si determina lo stato del pulsante. Il valore della capacità C_S determina la sensibilità qualora il numero di cicli n del burst sia prestabilito. Osservando la formula 2.6, per aumentare la sensibilità si riduce la capacità C_S e viceversa. Dopo una prima calibrazione del riferimento, la misura viene eseguita ciclicamente per valutare lo stato del pulsante con una cadenza preimpostata dal costruttore che solitamente va dai $200Hz$ a $1kHz$. Tramite la seriale SPI il chip comunica all'host lo stato on/off dei pulsanti.

Spread Spectrum Sensing

Un soluzione per migliorare l'immunità e l'emissione dei disturbi è lo Spread Spectrum Effect. Il principio si basa sulla variazione delle tempistiche degli interruttori. quindi si varia la frequenza e il duty-cycle dell'onda quadra di tensione V_{C_X} . Dalla figura 2.11 si nota la relazione fra dominio del tempo e frequenza, in particolare il relazione tra frequenza delle armoniche e periodo dell'onda quadra. Il burst generato dalla logica ha solo il vincolo temporale di durata minima $\geq 5\tau = 5RC$ in modo che il transitorio di carica (o scarica) sia pressoché esaurito. Variando in modo pseudo-casuale la durata dell'onda quadra e la distanza tra i burst, entro certi intervalli, il relativo spettro avrà un contenuto spettrale più uniforme in un intervallo e meno concentrato in specifiche armoniche (essendo un segnale non periodico). L'introduzione della temporizzazione pseudo-casuale è simile alla modulazione di frequenza di una portante a banda larga. Questo effetto è difficile da implementare in altri sensori capacitivi i quali ad esempio hanno un generatore a frequenza costante, quindi più sensibile a disturbi monofrequenziali.

Il sensore proposto da Atmel, come si può vedere in figura 2.7, genera un'onda quadra (con tempistiche variabili e periodo di circa $3\mu s$ per una durata di $50\mu s$)

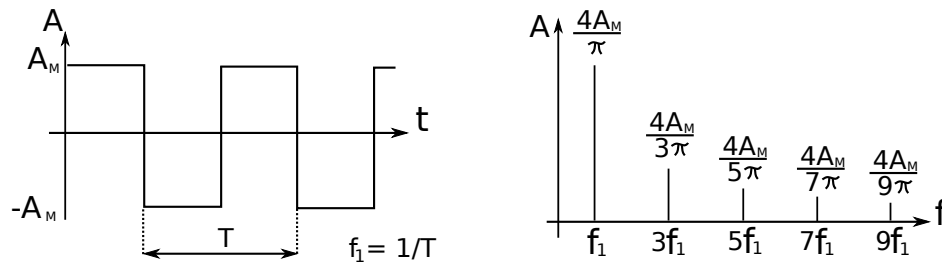


Figura 2.11: Onda quadra nel tempo e in frequenza, relazione periodo-spettro.

con intervalli lunghi tra i burst (circa $1ms$). Il “Burst duty cycle” si aggira sul $\frac{50\mu s}{1000\mu s} = 5\%$, e poiché le costanti di tempo sono piccole rispetto al periodo consegue che gli “intra Burst duty cycle” abbiano duty-cycle $\lesssim 5\%$. L’energia relativa al segnale di misura, con duty-cycle piccoli, è bassa e conseguentemente anche il relativo contenuto spettrale che appare come un pettine armonico (Harmonic Comb). Aggiungendo la casualità alla spaziatura dell’impulso e al burst, le armoniche risultano ulteriormente diffuse e conseguentemente si riduce la densità spettrale. I vantaggi di questa modalità sono una desensibilizzazione non trascurabile del sensore ai disturbi e interferenze, con conseguenza diretta sull’immunità.

2.2.3 Descrizione scheda di valutazione

La scheda di valutazione è composta principalmente da 3 parti: interfaccia di comunicazione usb, chip capacitivo e pad capacitivi. La parte della comunicazione SPI - USB non verrà approfondita. La parte capacitiva è composta oltre dal chip, come si vede in figura 2.12, da capacità e resistenze per i pad capacitivi. I pad capacitivi risiedono in due schede che differiscono per l’implementazione del sensore monodimensionale: slide o wheel. I condensatori riferiti alle linee capacitive servono, oltre al funzionamento, alla taratura della sensibilità del singolo pulsante. Le resistenze invece servono per ridurre i disturbi a RF e aumentare la resistenza alle scariche elettrostatiche.

Software

Il software (QT1106) utilizzato per testare la demoboard da la possibilità all’utente di inviare comandi e valutare il sistema al variare dei parametri. In figura 2.15 viene illustrata la schermata principale del programma: a sinistra viene visualizzato lo stato dei tasti e a destra la regolazione dei parametri. Nella finestra setup sono disponibili alcune configurazioni principali; risoluzione slide, tipologia di gruppo tasti e velocità di aggiornamento.

La comunicazione del chip Atmel verso il microcontrollore è effettuata secondo lo standard *SPI*. Questo protocollo permette una comunicazione asincrona attivata solo in determinati momenti. La trasmissione e ricezione dei pacchetti avviene nei

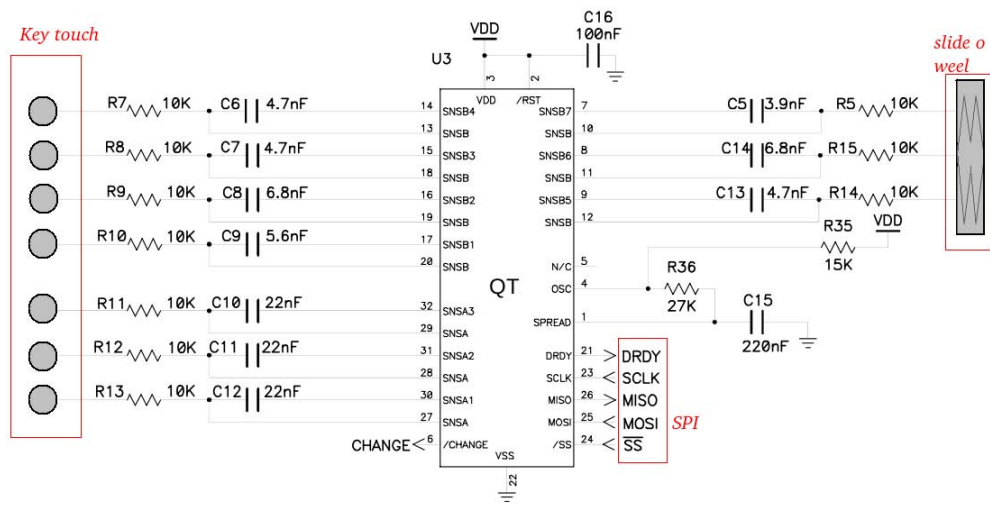


Figura 2.12: Schema elettrico chip Qtouch, si possono notare i piedini per la misura capacitiva e la comunicazione SPI [23].

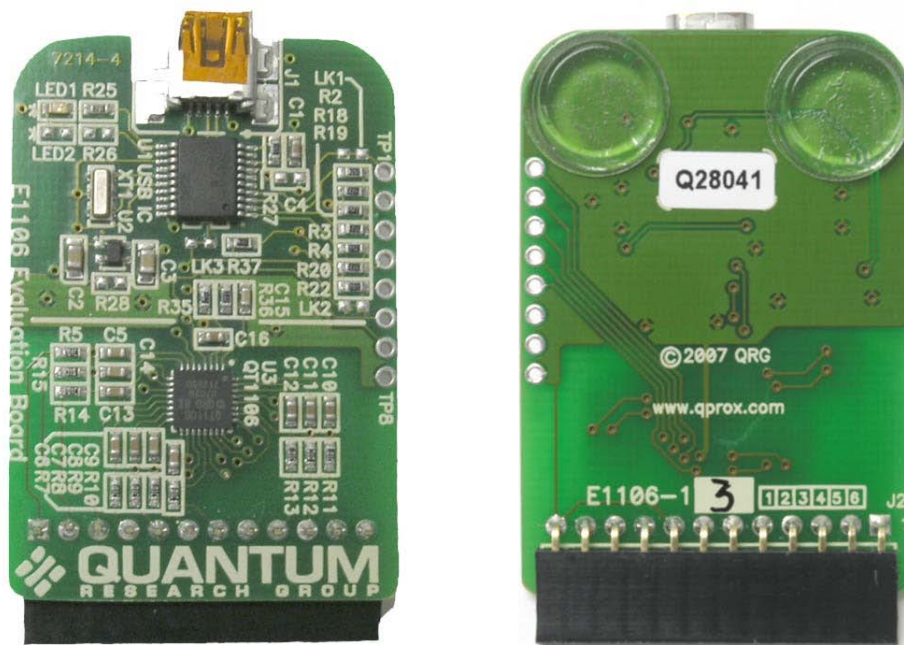


Figura 2.13: PCB della scheda di valutazione: chip QT (assenza del piano di massa) e comunicazione usb (con piano di massa)[23].



Figura 2.14: PCB della scheda touch, pad per i singoli pulsanti e le due varianti rispettivamente: wheel (destra) e slide (sinistra)[23].

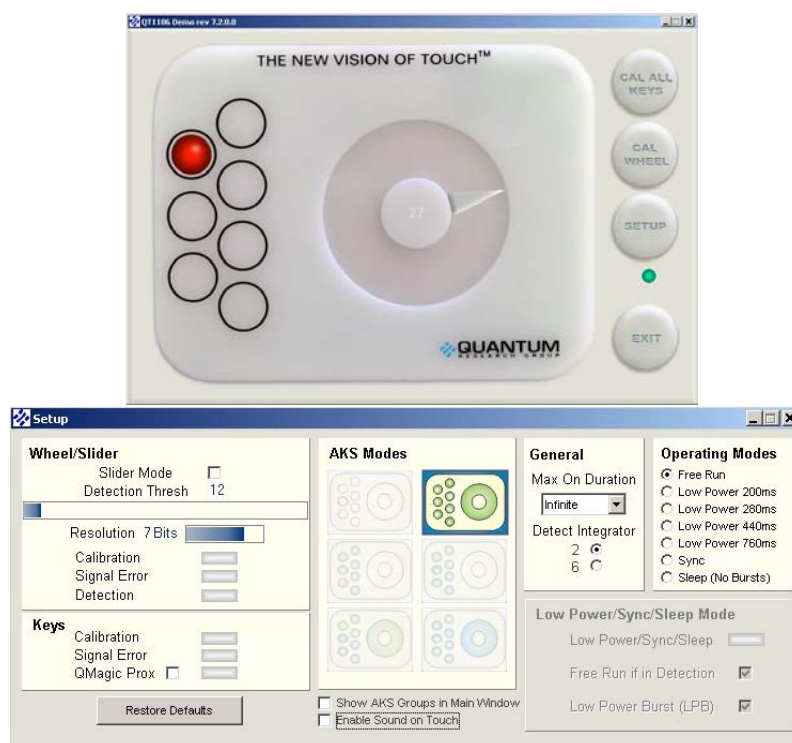


Figura 2.15: Software di test, comoda interfaccia per regolare le impostazioni del chip touch [23].

momenti in cui non si effettua la misurazione, questo serve per evitare eventuali interferenze. Tramite il pin DRDY viene segnalata la disponibilità della trasmissione dello stato dei pulsanti o di altre modalità di debug. Il pin di CHANGE segnala invece quando si ha una variazione dello stato dei tasti. La comunicazione *SPI* ha dei problemi (false detenzioni) se mal gestita e temporizzata in modo inadeguato. Tramite specifici pacchetti dati dal microcontrollore al chip si entra nella modalità debug, la quale può fornire informazioni sullo stato del singolo pulsante il quale può essere eventualmente ricalibrato. La modalità debug dà la possibilità di monitorare il riferimento per eventuali valutazioni e test.

Tuning della scheda Qtouch

Il tuning del chip proposto da Atmel, che sfrutta il charge transfer, è di tipo hardware. Per variare la sensibilità del sistema si modifica il valore della capacità C_S . La capacità C_S accumula la carica ad ogni trasferimento da parte di C_X per un totale di n cicli. La tipologia di capacità consigliata da utilizzare è la *COG*, la quale presenta un'ottima stabilità in temperatura, eventualmente anche le serie *X5R* e *X7R* sono adatte. I valori della capacità vanno da $1nF$ per un'elevata sensibilità fino a $100nF$ per una maggiore durezza. Il chip proposto da Atmel ha una compensazione interna per eventuali variazioni lente del riferimento. Il valore della resistenza in serie tra pin del chip e pad si determina valutando la costante di tempo del trasferimento di carica. Una prima valutazione si ottiene tramite la formula:

$$R_{serie} \leq \frac{T_{carica}}{5(C_X + C_S)} \quad (2.7)$$

dove R_{serie} è considerata la resistenza totale presente tra pad e pin del chip e $T_{carica} \geq 3\mu s$. Ad esempio, se $C_X = 10pF$ e $C_S = 1nF$ si ottiene $R_{serie} \leq 600\Omega$. Un'ulteriore verifica è una conferma dell'andamento della tensione durante la misura tramite l'utilizzo di un oscilloscopio. In figura 2.16 è presentata la misura utilizzando una moneta in rame con sezione paragonabile al pad capacitivo. A destra della figura si evidenzia la forma d'onda del trasferimento di carica e deve presentare, per una corretta misura, una veloce variazione di tensione. Minore è il valore della R_{serie} e minore sarà il transitorio del trasferimento di carica.



Pessimo



Marginale



Ottimo

Figura 2.16: Verifica del transitorio di carica con moneta in rame e un oscilloscopio[14].

Immagine oscilloscopio misura direttamente sul piedino capacitivo, scrivi qualcosa!!

Inserire misura della scheda di atmel fatta con l'oscilloscopio per poi inserire sulle slide per la discussione!!!

Figura 2.17: Andamento della tensione sul pad capacitivo in un periodo di misura.

2.2.4 Vantaggi e limiti della soluzione QTouch

La proposta di Atmel è facilmente implementabile in un sistema riducendo il time to market nell'ordine di qualche settimana di sviluppo. Utilizzando il chip dedicato, il lavoro del progettista si sofferma principalmente sulla gestione della comunicazione SPI con il microcontrollore e il layout del PCB. La taratura del sistema è agevole in quanto si varia il valore delle capacità C_S . La documentazione fornita da Atmel è molto dettagliata sia a livello hardware che software per gestire la comunicazione. Lo svantaggio in produzione è il costo aggiuntivo rispetto ad un interruttore classico di qualche euro e l'area del PCB occupata da chip, capacità e resistenze. Questa soluzione è adatta per modeste produzioni dove è necessario un rapido sviluppo.

2.3 FM3 e Touch Library di Fujitsu

Il sistema di sensig touch proposto da Fujitsu si basa sulla linea dei microcontrollori FM3. Grazie alla libreria FM3TouchLibrary, che sfrutta le periferiche standard del microcontrollore, si ottiene un sistema touch economico e versatile. Il cuore del sistema è dato dal ADC che, grazie ad un insieme di effetti "parassiti" dello stadio d'ingresso del pin analogico, rileva piccole variazioni di capacità C_X . I microcontrollori di questa serie hanno un'architettura ARM a 32Bit e un costo molto contenuto (qualche euro).

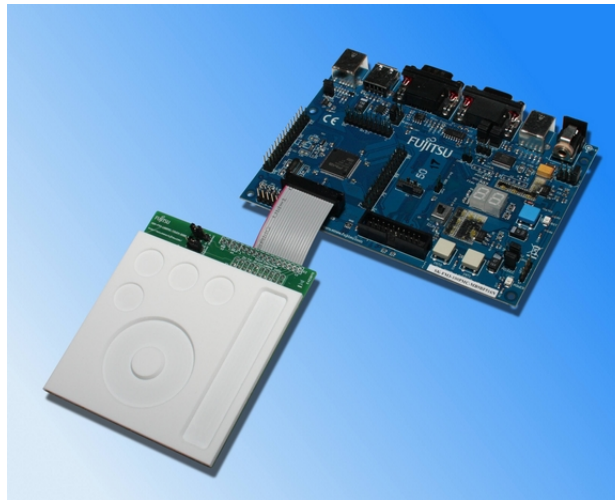


Figura 2.18: StarterKit SK-FM3-9BF516N-TOUCHKIT[6].

2.3.1 Scheda di sviluppo Fujitsu FM3 Touch

La scheda di sviluppo proposta da Fujitsu si basa sullo StarterKit in cui è presente un microcontrollore a 100pin e 16 canali analogici multiplexati su 3 convertitori ADC. Per valutare la libreria touch, la Fujitsu ha reso disponibile una scheda Touch con 4 pulsanti, uno slide e un wheel. La struttura sensing-capacitiva sfrutta un pin analogico per ogni pad touch e conseguentemente un ridotto utilizzo di area nel PCB.

2.3.2 Descrizione metodo "ADC Measure"

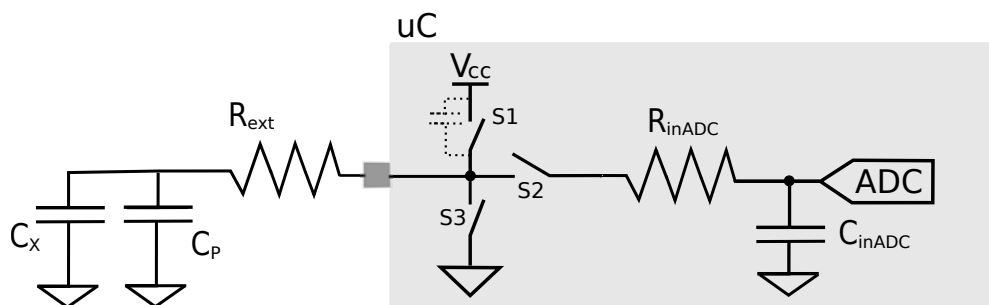


Figura 2.19: Il sistema di misura utilizza la multifunzionalità porta analogica.

La soluzione integrata proposta dalla Fujitsu consiste nel sovracampionare la tensione presente sul pad capacitivo. Il risultato numerico dell'acquisizione durante il campionamento varia a seconda del valore della capacità presente tra il pad e massa. Nella figura 2.19 viene presentato il modello elettrico equivalente che si andrà a studiare in questo paragrafo dove è stata inserita anche la capacità parassita C_{inADC} presente nella porta del convertitore A/D. Per condizionare la capacità si utilizza un semplice circuito interno al microcontrollore che carica la capacità alla tensione di alimentazione. Per il condizionamento viene usata la funzione GPIO (uscita digitale) che, come raffigurato in figura 2.20, nell'intervallo $t_1 \div t_2$ imposta il livello "H",

chiude l'interruttore S1 e carica a V_{CC} la capacità C_X . Dopo aver caricato il pad di sensing, al tempo t_2 si cambia la funzione del piedino da digitale a ingresso analogico aprendo S1 e in seguito chiudendo S2. Il collegamento con l'ingresso analogico del convertitore fa sì che ci sia un trasferimento della carica da C_X a C_{inADC} (salto raffigurato in figura 2.20 al tempo t_2). Il convertitore analogico-digitale utilizza il campionamento continuo e memorizza i valori in un buffer di acquisizione avente profondità di 16 campioni. In campionamento continuo, durante l'intervallo temporale $t_2 \div t_3$, il convertitore assorbe dalla capacità $C_X || C_{inADC}$ una corrente costante di circa $5\mu A$. Quindi si ha una scarica parziale della capacità con andamento lineare, con tensione media V_{C_X} relazionata alla carica immagazzinata nella capacità C_X . In tabella 2.1 sono elencate le caratteristiche del convertitore implementato nel microcontrollore.

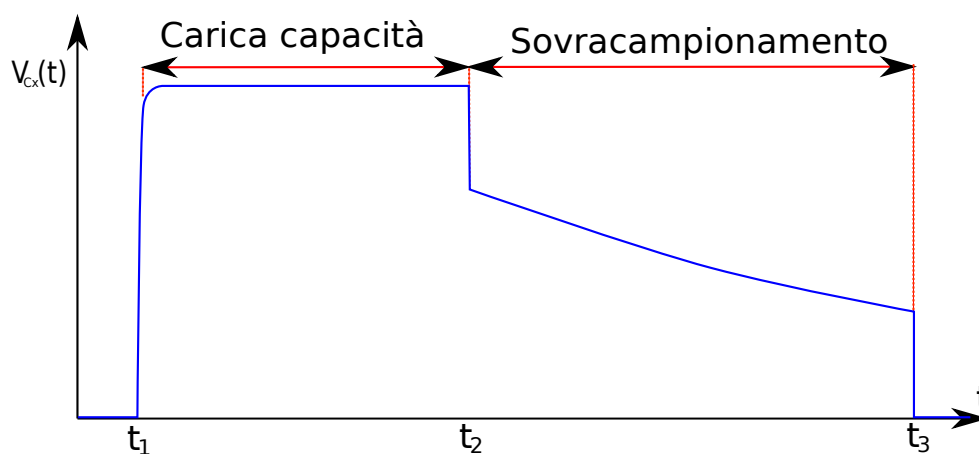


Figura 2.20: Andamento della tensione ai capi di C_X , circuito di condizionamento GPIO che carica la capacità e in seguito sovracampionata dall'ADC.

Il convertitore ADC utilizzato è di tipo SAR, cioè, ad approssimazioni successive. La logica di controllo imposta, un bit alla volta a partire dal più significativo, il valore del convertitore digitale analogico (DAC). Il valore analogico generato viene confrontato dal comparatore con il valore campionato in ingresso. A seconda dell'uscita del comparatore, alla fine dell'interazione, si determina il corrispondente valore quantizzato della tensione in ingresso. In figura 2.21 viene presentato lo schema a blocchi del convertitore.

Parametro	Simbolo	Valore
Risoluzione	Bit	12
Tempo di conversione	T_{ADC}	$1\mu S$
Capacità d'ingresso	C_{inADC}	$\sim 14.5pF$
Resistenza d'ingresso	R_{inADC}	$2k\Omega$
Alimentazione	I_{AVCC}	$\leq 4mA$
Alimentazione Rif.	I_{AVRH}	$\leq 3mA$
Corrente d'ingresso della porta analogica	I_{ADC}	$\sim 5\mu A$
Rif. alto di tensione	V_{AVRH}	$< V_{CC} + 0.5$
Rif. basso di tensione	V_{AVRL}	$> V_{GND} - 0.5$

Tabella 2.1: Caratteristiche tecniche del ADC interno al microcontrollore, in particolare: capacità, resistenza e corrente d'ingresso.

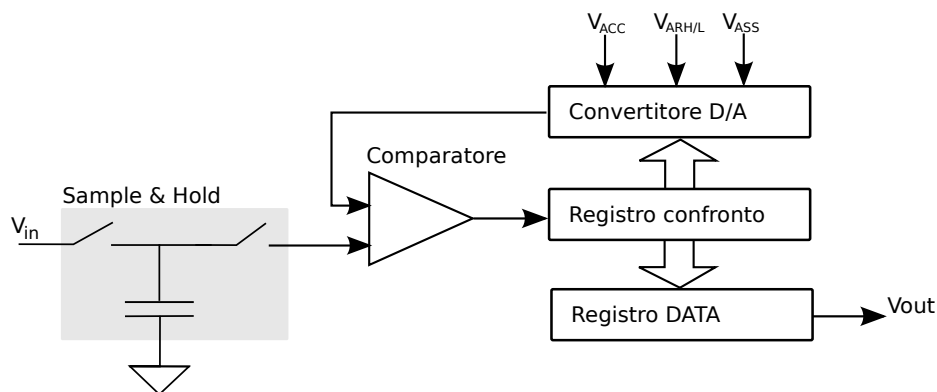


Figura 2.21: ADC: campionatore S&H e logica SAR di ricerca binaria.

2.3.3 Struttura Fujitsu Touch Library

La libreria "Touch Library" della Fujitsu, fornisce delle funzioni di elaborazione della misura per valutare lo stato on/off del tasto. In figura 2.22 viene illustrata l'elaborazione che effettua la libreria, dai valori grezzi al sensore complesso.



Figura 2.22: Elaborazione dati della libreria FM3Touch.

In figura 2.23 viene rappresentato l'andamento nel tempo del segnale e vengono evidenziate le soglie del sistema preimpostate dal progettista nella fase di regolazione della sensibilità e dell'isteresi. La procedura di misura effettuata dalla libreria si può così riordinare:

- Impostazione dei registri con temporizzazione adeguata per effettuare la misura.
- Lettura del registro hardware dell'ADC, il quale contiene i valori ottenuti dal sovracampionamento.
- Somma dei valori acquisiti presenti nel buffer. Il risultato dalla sommatoria è il *RawValue* e rappresenta l'area sottesa dalla scarica³: $RawValue = \sum_{i=0}^{15} x_i$ dove x_i è il valore della singola acquisizione.
- Filtraggio del valore grezzo o *RawValue* da parte di un filtro passa-basso di tipo IIR; si ottiene lo *SmoothingValue*, con una riduzione sostanziale del rumore della misura.
- In figura 2.23 è rappresentato l'andamento del *SmoothingValue* (linea blu) in seguito alla pressione del tasto. Per valutare lo stato del pulsante si descrive l'analisi dello stato attraverso il superamento delle soglie preimpostate. Inizialmente si ha la calibrazione dei tasti e il *Riferimento* (linea gialla) assume il valore dello *SmoothingValue*. In seguito, il valore del *Riferimento* (linea gialla) è aggiornato solamente se la differenza con lo *SmoothingValue* è inferiore alla soglia di calibrazione (lo *SmoothingValue* non supera la soglia nera

³Nel quarto capitolo viene esplicitato il significato matematico dell'operazione effettuata.

in figura 2.23). In questo caso, per ottenere il valore del *Riferimento*, si filtra ulteriormente lo *SmoothingValue* con un filtro passa basso IIR.

- Se la differenza tra lo *SmoothingValue* e il *Riferimento* è maggiore della soglia di calibrazione (linea nera), quest'ultimo non è aggiornato. La differenza tra il *Riferimento* e lo *SmoothingValue* risulta essere la "forza applicata" o *Strenght-Value*. Se lo *SmoothingValue* supera la *Soglia di rilevazione* (linea verde) il tasto risulta premuto. Il tasto risulterà rilasciato qualora si torni sotto la *Soglia di isteresi di rilevazione* (linea viola). Si avrà l'aggiornamento del *Riferimento* qualora la differenza con lo *SmoothingValue* ritorni inferiore alla *Soglia di calibrazione* (segnale blu inferiore rispetto alla soglia della linea nera).
- La struttura software della libreria utilizza strutture di sensori complessi come Button, Slide o Wheel i quali possono raggruppare uno o più pad.

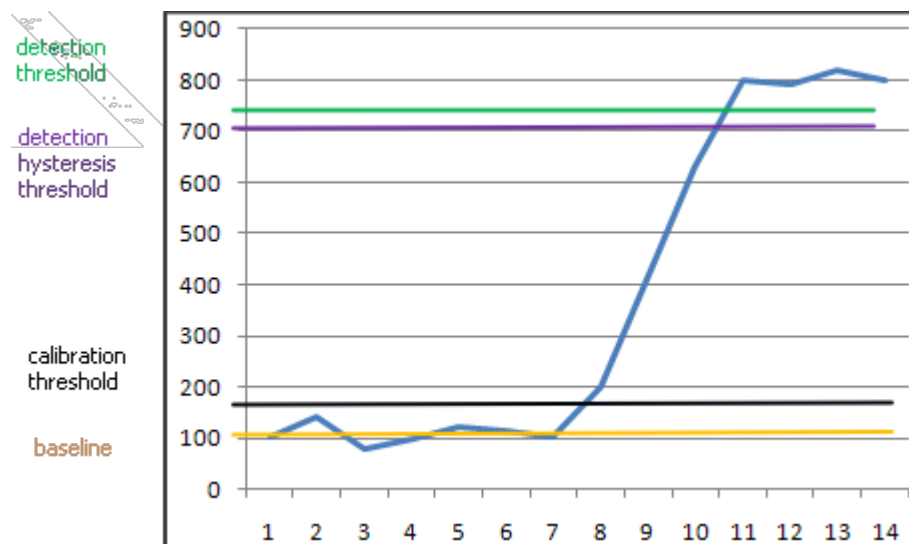


Figura 2.23: Andamento del segnale *SmoothingValue* (blu) a seguito della pressione di un tasto e relative soglie (linee colorate orizzontali)[8].

CallToolIIF

La Fujitsu mette a disposizione il software CallToolIIF (Fujitsu Touch Library Calibration Tool). Questo software dà la possibilità di regolare le soglie della libreria in tempo reale e visualizza i valori dei segnali. La comunicazione tra il software e il microcontrollore avviene tramite una semplice seriale. Grazie alla semplice interfaccia presentata in figura 2.24 si osservano e si regolano le soglie per ottenere la sensibilità voluta. Nel programma un'ulteriore funzione da inserire è la visualizzazione dell'andamento nel tempo dei segnali elaborati e la valutazione del rumore presente nella misura. La valutazione del rumore presente nella misura è utile qualora sia necessario impostare soglie basse e che potrebbero generare false detenzioni. Il programma ha

un'interessante funzione di export, in codice sorgente, della configurazione impostata durante il tuning.

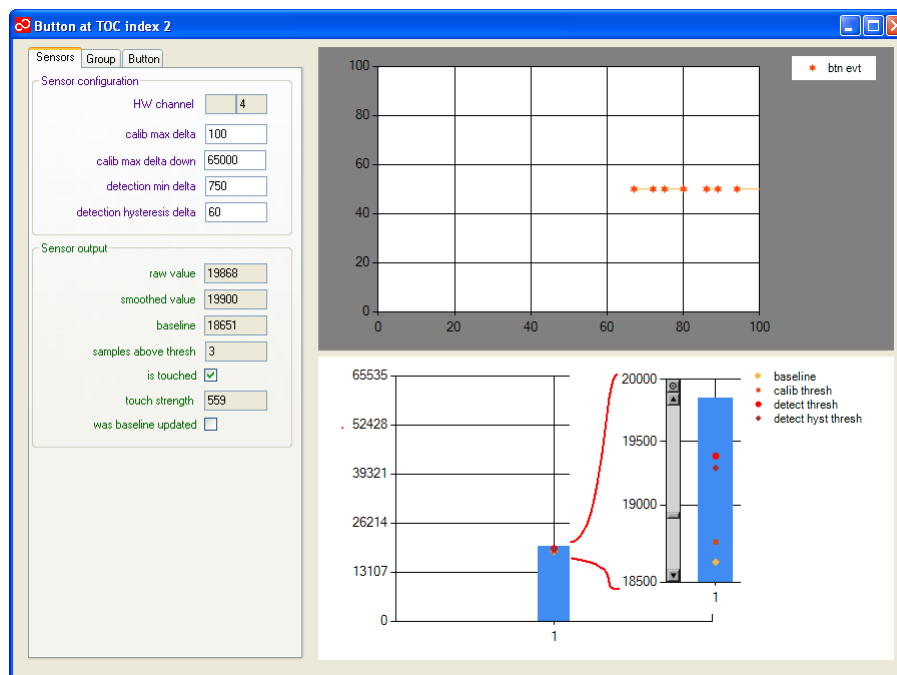


Figura 2.24: Fujitsu Touch Library Calibration Tool, con schermata per il monitoraggio di un pulsante.

Segnale di misura

In figura 2.25 viene presentato l'andamento della tensione ai capi di C_X utilizzando un oscilloscopio. L'intervallo temporale della misura è di $50\mu s$ e la configurazione di misura utilizzata è descritta nel quarto capitolo. L'andamento della tensione è stato descritto precedentemente in figura 2.20 dove si evidenzia il transitorio della carica iniziale, il trasferimento della capacità durante la commutazione della funzionalità della porta e il campionamento ripetuto della tensione con conseguente scarica lineare.

In figura 2.26 vengono visualizzate due finestre temporali differenti, rispettivamente a destra di $200\mu s$ e a sinistra di $10ms$. Qualora ci sia più di un pad capacitivo, le misure vengono effettuate in successione temporale. Si osserva, nella finestra temporale da $200\mu s$, la fase di carica avviene simultaneamente per tutti i canali touch. In questo modo le linee del campo elettrico delle piste capacitive si respingono tra di loro, visto che hanno la stessa tensione. Qualora la modalità di carica simultanea o "Pseudo Massa Attiva" non fosse abilitata si generano delle risonanze e quindi oscillazioni della tensione di misura rendendo il sistema meno sensibile. La finestra temporale da $10ms$ evidenzia la ripetizione della misura di tutti e 16 i canali ogni $5ms$, questo permette un veloce aggiornamento dello stato dei pulsanti.

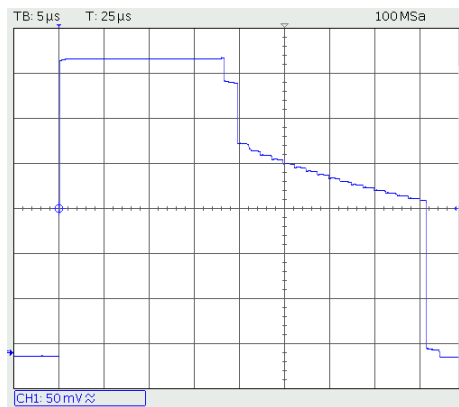


Figura 2.25: Andamento della tensione V_{C_X} durante la misura della capacità C_X .

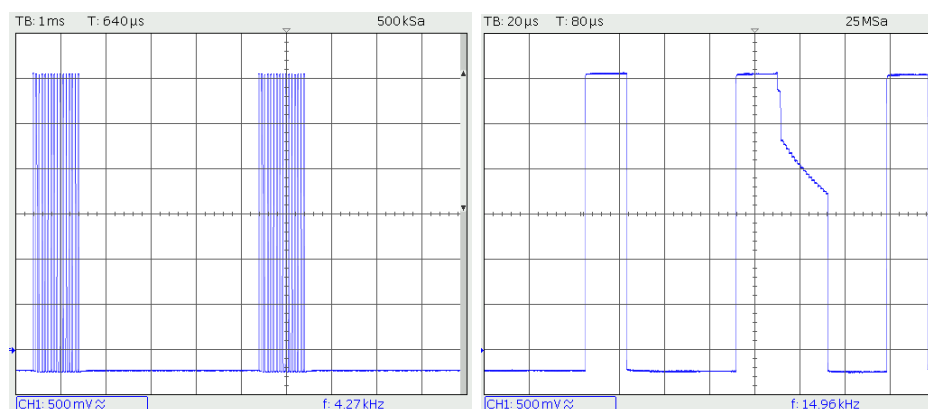


Figura 2.26: Ciclicità della misura ogni $5ms$ a sinistra e a destra si nota il pull-up simultaneo della tensione per tutte le linee capacitive.

Occupazione di risorse

A livello hardware la libreria utilizza, rispetto all'implementazione standard del microcontrollore, un ADC su tre disponibili, un piedino per ogni pad touch e una rete RC per filtrare l'alimentazione. L'utilizzo a livello software della memoria è di $8k/256k$ per la Flash e di $1,1k/32k$ per la Ram. Le tempistiche per la misura (e quindi occupazione di cicli macchina) sono rispettivamente:

- Button (un pad): $40us$
- Slide (cinque pad): $180us$
- Wheel (tre pad): $110us$

Il microcontrollore nella modalità standard ha un consumo di $300mW$ che, può essere ridotto nella modalità "sleep-mode".

2.3.4 Valutazione risultati ottenuti

La soluzione proposta dalla Fujitsu ha varie peculiarità che la rendono ottimale in un gran numero di applicazioni commerciali. L'elevata personalizzazione dei parametri

della libreria e il riposizionamento dei pin rendono il sistema adattabile. La sensibilità dei pad è ottima anche se nella demoboard le piste analogiche sono schermate da un piano di massa. La possibilità di accedere ai valori misurati da parte della libreria da la possibilità di osservare il sistema ed esaminare l'andamento del segnale per prevenire false detenzioni a seguito di soglie troppo basse. La documentazione reperita nel sito riguarda principalmente il lato software e sono minime le considerazioni sull'hardware. Nella taratura dei parametri non vengono fornite indicazioni.

Capitolo 3

Tecniche di progettazione e validazione Hardware

In questo capitolo si descrive l'approccio da utilizzare per realizzare il layout di un'interfaccia touch capacitiva. Vengono approfondite le scelte progettuali per ottenere un sistema con un ottimo compromesso tra sensibilità, stabilità e immunità al rumore. Infine si descrive una serie di test per valutare la stabilità del sistema nel caso peggiore.

3.1 Disturbi nel sistema di misura

Disturbi condotti e Irradiati

I disturbi irradiati e condotti sono le due principali fonti di disturbi esterni. I disturbi condotti sono introdotti attraverso l'alimentazione o linee di comunicazione dati. Vista la natura elettrica della misura e osservando il circuito elettrico equivalente la tipologia della misura è affetta dai disturbi di modo comune.

Disturbi tra parti dello stesso circuito

Il sistema touch capacitivo di misura è molto sensibile, quindi se il layout non è ben progettato delle parti di circuito si concatenano e introducono disturbi tramite la capacità parassita¹ formatasi. Un'attenzione particolare ai disturbi provenienti dalle linee dati e di potenza le quali presentano variazioni veloci di tensione. L'alimentazione condivisa con altri dispositivi di logica digitale o circuiteria di potenza disturbano lo stadio di alimentazione, che si ripercuote direttamente sui riferimenti.

In due casi il disturbo ha un'influenza non trascurabile:

1. Quando un'utente preme il sensore capacitivo, il riferimento di terra tra l'utilizzatore e il sistema touch potrebbe essere diverso, e quindi si ha un disturbo di modo comune.

¹Vedi appendice "Capacità parassita"

2. L'effetto combinato dei disturbi esterni potrebbe far variare la misura in una direzione la quale, se sufficientemente forte, commuta lo stato del pulsante.
3. L'accoppiamento tra circuiti adiacenti o riferimenti di tensione non stabili possono generare false detenzioni.

3.2 Progettazione hardware

Gli argomenti trattati in questo paragrafo permettono lo sviluppo di un layout ottimale per le applicazioni touch. Si descrive l'effetto sulla sensibilità del sistema qualora ci si discosti dalla progettazione ottimale. Le indicazioni fornite di seguito sono valide per tutte le soluzioni capacitive, in particolare per la tipologia self-capacitance.

- Sezione del pad
- Separazione tra i sensori
- Spessore materiale di copertura
- Utilizzo del piano di massa
- Layout del circuito capacitivo
- Utilizzo di resistenze serie
- Considerazioni sull'alimentazione

La progettazione hardware di un'applicazione touch è cruciale per l'ottima riuscita. Si dovrà considerare ogni linea guida ottenendo una facile e veloce validazione. Non seguendo alcune indicazioni, si realizza un sistema instabile e dunque non validabile.

Geometria del pad

Si consideri l'esempio d dove; C_X è la capacità presente tra dito ed elettrodo mentre C_P la capacità di offset parassita. La capacità che viene misurata dal sensore capacitivo è data dalla somma delle due:

$$C_{misurata} = C_P + C_X \quad (3.1)$$

Utilizzando per semplicità il modello a condensatore piano, la capacità $C_X = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d}$ è data dalla area di sovrapposizione del pad con il dito dell'utente.

Il diametro ottimale del pad è dai $10mm$ ai $15mm$, paragonabile alla sezione maggiorata del dito che andrà a premere. Se la dimensione del pad è maggiore rispetto all'ottimale si incrementa la capacità parassita C_P riferita a massa e quindi

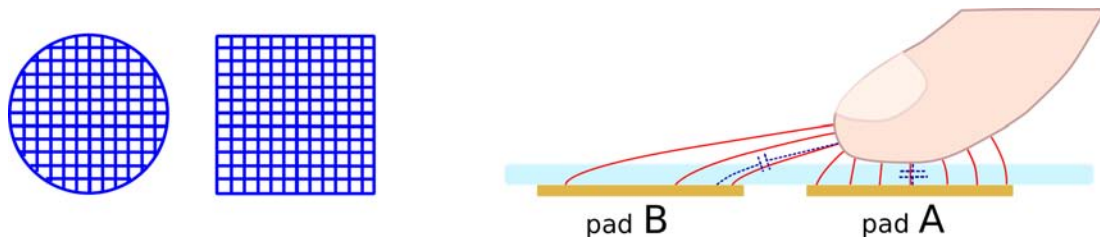


Figura 3.1: A sinistra pad a griglia, a destra l'interazione tra due pad adiacenti.

si riduce la sensibilità. Nel caso in cui ci sia la necessità di utilizzare pad più grandi, una soluzione è utilizzare una geometria a griglia con area effettiva del 50%. Quindi, con questo metodo si realizza la copertura di superfici più grandi a parità di area del pad effettiva. Se il pad ha dimensioni inferiori questo comporta una riduzione della sensibilità. Da evitare forme inusuali con spigoli, sono preferibili geometrie pulite come rettangoli smussati o ellissi. In figura 3.1 a destra è mostrato un esempio di pad a griglia mentre a sinistra l'effetto della pressione verso pad adiacenti.

Separazione tra i sensori

per quanto riguarda la progettazione di sistemi composti da più sensori non correlati, si può dimostrare che la soluzione ottimale è spaziare i pad di almeno 2 – 3 volte lo spessore dello strato di copertura isolante. Nel caso fossero troppo vicini l'interazione del campo elettrico con i pad adiacenti potrebbe portare a false detenzioni. Oltre all'accortezza geometrica, sono disponibili soluzioni software per ridurre le possibilità di false attivazioni.

Spessore materiale di copertura

Nella realizzazione di un'interfaccia touch solitamente si interpone tra il pad e il dito uno strato di materiale isolante. Questo, oltre ad apportare un beneficio estetico, protegge il pin del chip da eventuali scariche elettrostatiche. Dunque è suggerito uno spessore minimo a seconda della Rigidità Dielettrica del materiale utilizzato. La Normativa Europea indica come test una tensione di $4kV$ a contatto e $8kV$ in aria. Quindi è buona norma considerare uno spessore del materiale di protezione valutato per una tensione di circa $10kV^2$.

Se la realizzazione finale lo rende disponibile, si interpone tra lo strato isolante e il PCB un adesivo. L'adesivo permette una continuità di materiale per le linee del campo elettrico, altrimenti l'aria che si interpone ne riduce la sensibilità. Per direzionare il campo, nel caso di spessori elevati, è consigliabile sagomare lo spessore creando canali di "vuoto" tra i pad. Questo riduce i disturbi tra pad adiacenti direzionando le linee del campo elettrico. La soluzione ottimale è data da un dielettrico con costante dielettrica elevata e dello spessore minimo per garantire una resistenza

²Nel primo capitolo è disponibile una tabella con la rigidità dielettrica di alcuni materiali

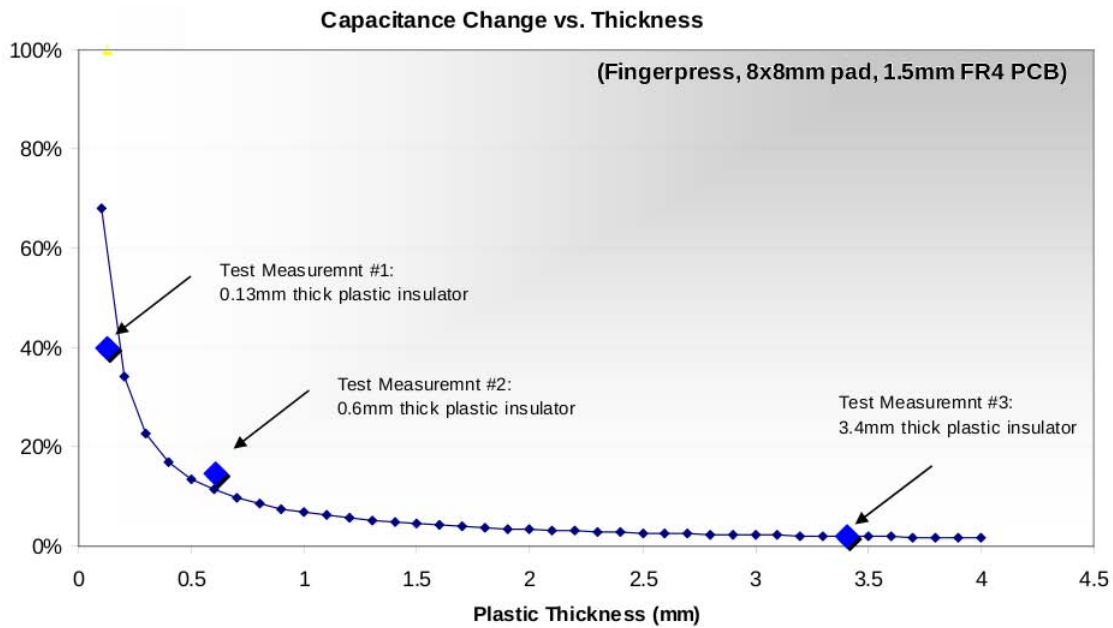


Figura 3.2: Andamento della capacità C_X al variare dello spessore del dielettrico interposto[27].

alla scarica elettrostatica. Qualora si utilizzino spessori elevati, la sensibilità calerà e saranno necessari pad con dimensioni maggiori.

Layout del circuito capacitivo

Per ottenere un layout ottimale del circuito capacitivo si devono suggerire due obiettivi: minimizzazione della capacità parassita e minore interazione tra piste adiacenti. Per ottenere questo obiettivo le piste sono realizzate corte e strette. Nel PCB è buona norma disporle equidistanziate ed evitando percorsi adiacenti ad altri pad. Una variabile che indica un buon compromesso con la distanza minima è lo spessore del materiale dielettrico T . Ad esempio, tra due piste capacitive e/o rispetto al piano di massa, la distanza minima consigliata è $T/2$. Da evitare la linea di sensing capacitivo adiacente a linee dati come seriali o di potenza PWM. Le rapide variazioni di tensioni possono, anche con capacità parassite piccole, trasferire della carica durante la misura e generare false detezioni.

Utilizzo del piano di massa e riferimenti di terra

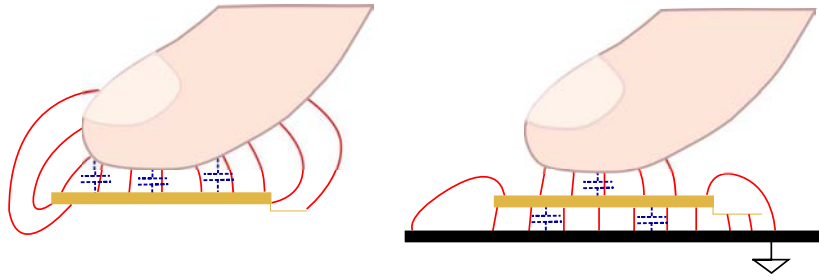


Figura 3.3: Andamento delle linee di campo elettrico e relative capacità con (a destra) o senza piano di massa (sinistra).

Le indicazioni in merito all'utilizzo del piano di massa adiacente al pad variano a seconda del sistema di misura. Nel caso del trasferimento di carica (Atmel e ST) viene fortemente sconsigliato, tutt'altro avviso se si utilizza un generatore di corrente per la carica della capacità (Microchip e Freescale). Quindi, a seconda che il sistema sia più o meno immune ai disturbi, il piano di massa ne riduce la sensibilità e ne aumenta l'immunità.

Il contributo del piano di massa, nello schema elettrico equivalente proposto in figura 3.4, è accorpato a C_P . La capacità C_P è formata da due contributi: $C_P = C_{GND} + C_{inCHIP}$ dove C_{inCHIP} è la capacità parassita del piedino del chip, C_{GND} è la capacità del piano di massa e dei pad adiacenti e C_F la capacità tra massa e terra. Il sensore capacitivo va a valutare la variazione della capacità equivalente $C_{misurata}$ che si presenta ai suoi capi:

$$C_{misurata} = C_P + \frac{1}{\frac{1}{C_X} + \frac{1}{C_F}} = C_P + C_{mis} \quad (3.2)$$

dove

$$C_{mis} = \frac{C_X C_F}{C_X + C_F} \leq C_X \quad (3.3)$$

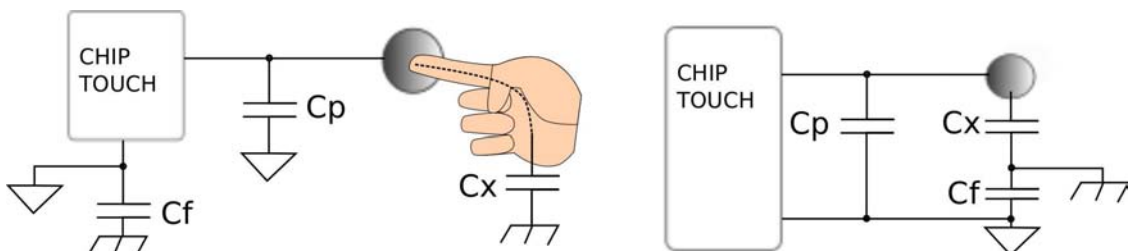


Figura 3.4: Schema elettrico equivalente delle capacità con piano di massa.

Ad esempio, nel caso in cui la lunghezza della linea: $l = 50mm$, larghezza: $h = 0.4mm$, area equivalente: $A_{equiv} \simeq A_{sovrapp} * 3$, distanza: $d = 1.6mm$, costante dielettrica: $\epsilon_r = 4.7$ (FR4) si ottiene una capacità parassita $C_{GND} \simeq \epsilon \frac{A_{equiv}}{d} =$

$0.6pF$ la quale è paragonabile alla variazione della capacità C_X ³. Il piano di massa fa aumentare la capacità di offset, riducendo il rapporto $\frac{C_X}{C_{misurata}}$ quindi peggiora la sensibilità del sistema touch. L'utilità del piano di massa è una valutazione che deve fare il progettista a seconda del luogo di utilizzo del dispositivo e dello spessore del materiale isolante sovrapposto al pad. Si evince che il collegamento a terra del dispositivo touch per la misura di self-capacitance ne aumenta la sensibilità; aumentando la capacità C_F si ottiene che $C_{mis} = C_X$.

Qualora si utilizzi il piano di massa, un ottimo compromesso è realizzarlo a griglia (15% lato pad e 10% lato opposto) per ridurre la capacità C_P ma al tempo stesso schermare eventuali disturbi. Se disponibile nella tecnologia utilizzata, la soluzione con piano di massa attivo presenta delle ottime prestazioni (anche nel tocco di prossimità). L'idea che sta alla base del piano di massa attivo è applicare una copia della tensione del segnale misurato. Questo sistema respinge le linee di campo elettrico (essendo alla stessa tensione) e le dirige verso il lato interfaccia capacitiva.

Utilizzo di resistenze serie

Il posizionamento di una resistenza serie tra il pad capacitivo e il pin del chip è indicato in tutte le proposte integrate. I motivi per l'inserimento della resistenza sono molteplici, tra cui:

- Riduzione dei disturbi a RF (immunità emi)
- Maggiore resistenza alle scariche elettrostatiche (ESD)
- Protezione del chip da eventuali cortocircuiti

I valori consigliati per la resistenza sono da $1k\Omega$ a $33k\Omega$, a seconda dell'indicazione sulle Application Note e della robustezza richiesta al sistema. Il trend che si ha nella valutazione della resistenza è il calo della sensibilità per valori elevati.

³Dalle misure fatte nel quarto capitolo, a seguito della pressione del tasto, la capacità C_X risulta essere circa $0.5pF$

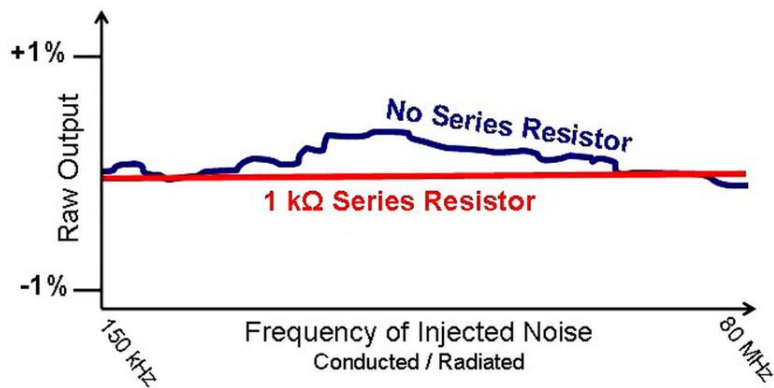


Figura 3.5: Effetto della resistenza serie, riduzione del rumore nella misura in un ampio range di frequenze[21].

La Normativa Europea valuta l'immunità ai campi irradiati nell'intervallo da 80MHz a 1GHz . Quindi, una valutazione per dimensionare la resistenza è sfruttare il filtro RC creato con la capacità parassita interna al chip.

$$f_R = \frac{1}{2\pi R_{sr} C_p}$$

Ad esempio, nel caso si utilizzasse: $R_{serie} = 10\text{k}\Omega$ e la capacità $C_p = 20\text{pF}$ si ottiene una frequenza di taglio di 800kHz , due decadi inferiore al segnale di test per la prova CE. Il posizionamento delle resistenze dovrà essere il più adiacente possibile ai pin del chip touch.

Considerazioni sull'alimentazione

Quando si sviluppa un sistema, la prima valutazione che si effettua è sull'alimentazione. Generalmente si valuta la tipologia di dispositivo da realizzare e l'utilizzo che si avrà; come ad esempio i dispositivi mobili dove l'alimentazione deriva dalla batteria. Il progresso tecnologico dei dispositivi c-mos ha la tendenza ad abbassare la tensione di alimentazione per ridurre i consumi. Nei dispositivi alimentati dalla rete elettrica, il consumo dalla parte capacitiva è trascurabile rispetto l'intero sistema. L'alimentazione oltre ad essere affetta da disturbi condotti è soggetta ad un'ondulazione statica e dinamica data generalmente da altri carichi attaccati alla rete o parti dello stesso circuito. Questa non stazionarietà degrada la misura e conseguentemente l'affidabilità del sistema. Per ovviare a questo problema, si utilizza un regolatore lineare step-down in modo da livellare la tensione. Dopo una veloce verifica della corrente assorbita, si accerta che il sistema riesca a sopportare a brevi buchi di tensione tramite l'utilizzo di capacità elettrolitiche. Solitamente i dispositivi touch vengono alimentati dai 2.6V ai 5.5V . Maggiore è la tensione utilizzata per il sensore e maggiore è l' SNR della misura.

Linee dati Qualora, nella realizzazione nel layout capacitivo, ci siano dei vincoli geometrici e conseguentemente adiacenze tra piste touch e seriali di comunicazione si deve valutare l'influenza che queste hanno nella misura. Un modo per ovviare al problema è limitare la derivata della tensione nell'intervallo delle specifiche della comunicazione inserendo filtri RC. Qualora la seriale di comunicazione colleghi altri dispositivi, è utile valutare degli eventuali filtri di modo comune. Qualora quest'ultima soluzione non sia risolutiva allora, se il protocollo lo consente, rendere la comunicazione asincrona disattivandola quando viene effettuata la misura. Un'altra soluzione per ridurre del tutto i disturbi di modo comune è utilizzare una seriale opto-isolata.

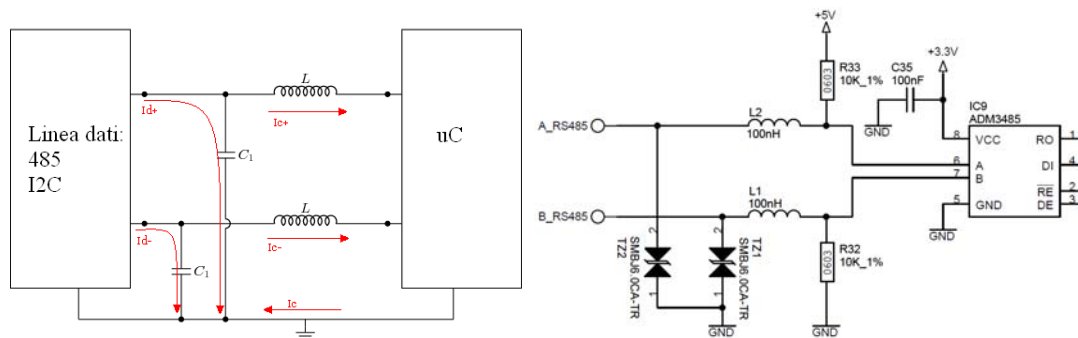


Figura 3.6: Disaccoppiamento disturbi di modo comune e differenziale tramite induttori e zenner.

Riferimento di potenziale

In questo breve paragrafo si vuole esplicitare la differenza tra massa e terra, due concetti solitamente poco valutati nelle applicazioni elettroniche ma molto importanti per la sicurezza. La terra è un nome che indica un riferimento di tensione che, tramite un elettrodo, ha il potenziale elettrico del terreno. Solitamente si utilizza un dispersore collocato nel terreno, detto "messa a terra", il quale fa sì che gli elettrodomestici siano al potenziale del terreno. Non tutti gli elettrodomestici necessitano di messa a terra, in particolare se non sono presenti parti esterne di metallo.

La massa (ground) è il riferimento del potenziale che per definizione è posto a zero, il simbolo grafico è visibile in figura 3.7. Nei dispositivi elettronici la massa è un riferimento con una riserva infinita di carica, quindi un potenziale di riferimento. Questo non avviene sempre, in particolare quando la massa è detta "frottante", cioè non collegata a terra e il potenziale può variare a seconda del trasferimento di carica con un altro corpo. Se la massa coincide con la terra terra significa che è stata collegata al potenziale di terra presente nelle prese elettriche o tramite dei fili preposti. In quest'ultimo caso si può considerare la massa un potenziale che rimane invariato nel tempo grazie alla grande disponibilità di carica.

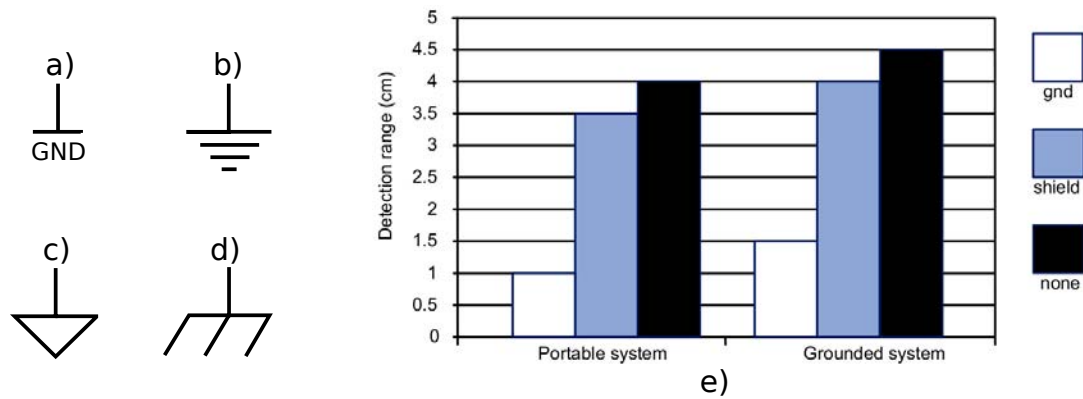


Figura 3.7: Riferimenti di tensione: *a)* massa, *b)* massa di potenza, *c)* massa di segnale, *d)* terra e *e)* variazione sensibilità[20, 19].

Nelle applicazioni touch con sensori self-capacitance, un buon riferimento di massa e schermato dai disturbi di modo comune ne aumenta la sensibilità. Pertanto, qualora la messa a terra sia disponibile, è bene che sia riferita alla massa del sistema. Invece, per i sistemi mutual-capacitance la massa riferita a terra introduce solamente disturbi alla misura.

Problema di umidità e variazione di temperatura I sistemi studiati nel precedente capitolo hanno un sistema di compensazione per le lente variazioni che, variano il riferimento. Solitamente al variare della temperatura varia il valore delle capacità del circuito e la varianza del rumore termico. L'umidità invece presenta un problema difficilmente risolvibile visto che varia pesantemente le linee del campo elettrico e quindi le capacità parassite presenti. Nell'eventualità sia necessario compensare, in quanto il riferimento non si adatta alla variazione di umidità, si utilizza un pad di sensing predisposto nell'intorno dei pad touch. In questo modo, a seguito di una variazione non trascurabile dell'umidità, il pad di monitoraggio percepirà la variazione ed eventualmente bloccare o ricalibrare i pulsanti touch.

3.3 Test per i sistemi Touch Capacitivo

La fase conclusiva della realizzazione di un sistema touch è la calibratura del prototipo. Solitamente, a seconda del sistema di misura si varia un parametro per regolare la forza da imprimere al tocco. Specialmente nei sistemi chiusi con chip dedicati non si ha una chiara visione dell'andamento del segnale di misura, ad esempio per poter determinare la varianza. Quindi può capitare che, se il sistema è regolato male, la sensibilità sia troppo elevata e dunque dare luogo a false detenzioni a fronte di disturbi esterni o interni. Di seguito vengono elencati dei test generici per valutare il sistema nel caso peggiore. Questa tipologia di test "finali" a prototipo chiuso sono da effettuare con tutte le componenti del sistema ed eventualmente utilizzare

una comunicazione opto-isolata per il monitoraggio (riduce accoppiamenti di modo comune).

Il comportamento a cui prestare più attenzione quando si valida un sistema touch sono le false detenzioni. Una falsa rilevazione si ha qualora un tasto risulti premuto anche quando non c'è stato effettivamente tocco da parte dell'utente. Questo tipo di problema è il più pericoloso, e quindi limita fortemente il campo di implementazione della tecnologia touch. I motivi per cui questo imprevisto si presenta sono vari, un'importante variazione di umidità o di temperatura, impulsi di natura elettrica sovrapposti all'alimentazione. Per ridurre questa possibilità e validare il sistema, oltre ad aver seguito i consigli precedentemente esposti, si possono eseguire dei test volti a determinare eventuali malfunzionamenti.

Test del riferimento

Un monitoraggio del riferimento ci dà l'idea del valore della capacità che viene misurata in assenza di tocco. Valutandone l'andamento nel tempo per lunghi periodi si può determinare la presenza di disturbi sistematici o derive termiche. Il chip di Atmel fornisce in debug mode lo stato del riferimento. La libreria della Fujitsu ci dà la possibilità di accedere ai valori elaborati dal software e rende il sistema completamente osservabile.

Test di soglia

Il sistema per trovare un funzionamento non corretto del sistema è impostare la sensibilità più elevata, molto vicino al massimo disponibile. A questo punto si lascia il sistema isolato per un lungo periodo⁴. In questo modo, si hanno più probabilmente false detenzioni, che in sensibilità normale non si presentano. La valutazione del "caso peggiore" esamina la possibilità che il sistema di misura non funzioni correttamente. In seguito si possono valutare, a seconda del tasto che ha generato una falsa rilevazione, modifiche hardware e software in modo da migliorare il sistema. Infine, dopo non aver rilevato false detenzioni e impostando la sensibilità fino alla durezza desiderata, il sistema risulterà maggiormente affidabile.

⁴Da qualche ora a qualche giorno.

Capitolo 4

Realizzazione prototipo

In questo capitolo si descrive la progettazione del prototipo di una tastiera touch capacitiva. Si descrive il sistema di misura valutandone le caratteristiche statiche e dinamiche.

Tipologia implementata

Nel prototipo realizzato si implementa la proposta della Fujitsu. Le possibilità che offre la libreria messa a disposizione dalla Fujitsu sono elevate, tra cui quella di personalizzare vari parametri: frequenza di campionamento, sensibilità e filtraggio software. La disponibilità di un'interfaccia USB o seriale da parte del uC permette di monitorare i dati grezzi della libreria ottenendo un sistema completamente osservabile e di veloce taratura.

4.1 Considerazioni elettriche e di layout

Il prototipo è realizzato seguendo al dettaglio tutte le considerazioni del precedente capitolo. Sono state predisposte le piste per i led reverse mounted, grazie ai quali si possono effettuare interessanti retroilluminazioni. Il sistema realizzato è composto da due parti: la tastiera formata da 16 pad capacitivi e la scheda dove risiede il microcontrollore con la circuiteria di servizio. Dato il numero elevato di tasti si è utilizzato un microcontrollore a 120pin MB9BF516, il quale ha a disposizione 16 canali ADC. In questo caso ogni pad viene collegato direttamente ad uno dei canali analogici del microcontrollore. Ogni canale analogico viene poi collegato, in istanti di tempo diversi, all'adc tramite il multiplexer analogico.

4.1.1 Alimentazione V_{cc} e AV_{CC}

Il convertitore utilizzato dal microcontrollore è di tipo SAR, cioè, ad approssimazioni successive e ha una risoluzione di 12bit. A causa dell'elevata risoluzione, la misura è sensibile al rumore, che deve essere ridotto usando particolari filtri digitali. Nella

misura saranno presenti anche eventuali disturbi esterni a causa di altri circuiti. Con adeguate accortezze hardware, si cerca di minimizzare il rumore presente nella misura. Una soluzione comunemente adottata è l'utilizzo di un regolatore lineare¹ che (vista la ridotta corrente assorbita $\simeq 100mA$) garantisce una tensione regolata a $3.3V$. L'aggiunta di un diodo e un condensatore elettrolitico permette di sopprimere a brevi cali di tensione che altrimenti potrebbero alterare la misura. In figura 4.1 è riportato lo schema elettrico del circuito di alimentazione che regola la tensione rispetto ad un riferimento.

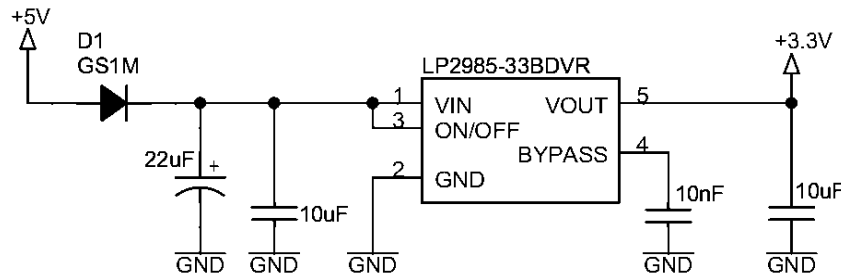


Figura 4.1: Alimentazione del microcontrollore stabilizzata tramite regolatore e capacità elettrolitica per sopprimere a brevi buchi di tensione.

Il convertitore analogico digitale del microcontrollore ha a disposizione 4 ingressi: due dedicati all'alimentazione e i restanti due per i riferimenti. L'alimentazione dell'ADC è collegata all'alimentazione del uC ; ovvero $AV_{CC} = V_{CC} = 3.3V$ con un assorbimento di circa $4mA$. Oltre all'alimentazione sono presenti due piedini; AV_{RH} e AV_{RL} i quali, consentono di impostare il riferimento di tensione alto e basso. Considerando il passo di quantizzazione $\Delta q_{ADC} = 0.8mV$ e con l'obiettivo di ridurre il rumore nella misura, si devono valutare i fenomeni parassiti che generalmente si trascurano. Una soluzione economica e che filtra in modo efficace il rumore è l'utilizzo di un filtro passa basso di tipo RC. Si utilizzano due distinte celle RC: una per l'alimentazione (che alimenta la parte digitale e il comparatore) e l'altra per il riferimento (soglia analogica del comparatore). Nelle Application Note della Fujitsu indicano una resistenza serie di 4.7Ω e il parallelo di 3 capacità: $22pF \parallel 100nF \parallel 10\mu F$. Le capacità suggerite permettono un filtraggio dei disturbi in un ampio range di frequenze. Dalla capacità di $22pF$ si collega tramite una pista a bassa impedenza il piedino preposto. Un'altra possibilità non implementata è l'utilizzo di un integratore per il riferimento di tensione.

¹Si consiglia un regolatore con low drop-out per avere una maggiore variabilità della tensione.

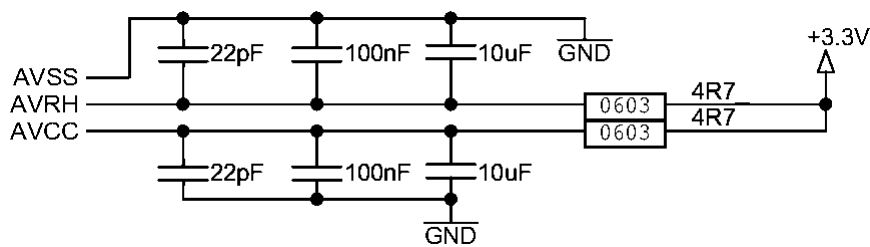


Figura 4.2: Alimentazione e riferimento di tensione dell'ADC ottenuti tramite un filtraggio RC.

Considerazioni di layout del uC

Si sono inserite delle resistenze tra pin e pad touch da 470Ω le quali riducono l'incidenza dei disturbi a RF e di eventuali scariche elettrostatiche. Le piste capacitive sono state disposte in modo da minimizzare la capacità riferita verso massa. Una prima scelta è l'esclusione del piano di massa adiacente alle piste capacitive per aumentare la sensibilità del sistema. Nell'istante in cui viene scansionato un pad, durante la funzione di pull-up le altre piste touch sono riferite a V_{CC} . Vengono altresì riferite a V_{GND} durante la commutazione della funzione da GPIO ad acquisizione analogica della pista in misura. Per ridurre ulteriormente la capacità C_P si è posto il maggiore spazio disponibile tra le piste adiacenti. Un attuatore sonoro, grazie al quale è possibile fornire un avviso acustico a seguito della pressione di un tasto, è stato inserito in aggiunta.

In generale, nei circuiti digitali e/o analogici ci sono delle regole di buon layout che in queste applicazioni posso migliorare l'affidabilità del sistema:

- Piano di massa ove possibile evitando anelli, utilizzando una diramazione ad albero.
- Diramazione ad albero dell'alimentazione per evitare percorsi comuni.
- Capacità di bypass per ogni circuito integrato, in posizione adiacente ai piedini dell'alimentazione.

4.2 Prototipo Realizzato

In figura 4.3 viene presentata la parte della scheda dove risiede il microcontrollore. Nel PCB della scheda microcontrollore si può osservare: in alto le piste capacitive con le relative resistenze, a destra il quarzo e il pilotaggio dei led reverse mounted, a sinistra il filtraggio dell'alimentazione e seriale di programmazione, in basso il regolatore lineare per l'alimentazione e la presa mini usb. In figura 4.4 viene presentato il PCB relativo ai pad touch con le piste equidistanti tra loro e i pad. Sono presenti dei fori metallizzati per l'eventuale implementazione "Metal Capacitive" e l'utilizzo

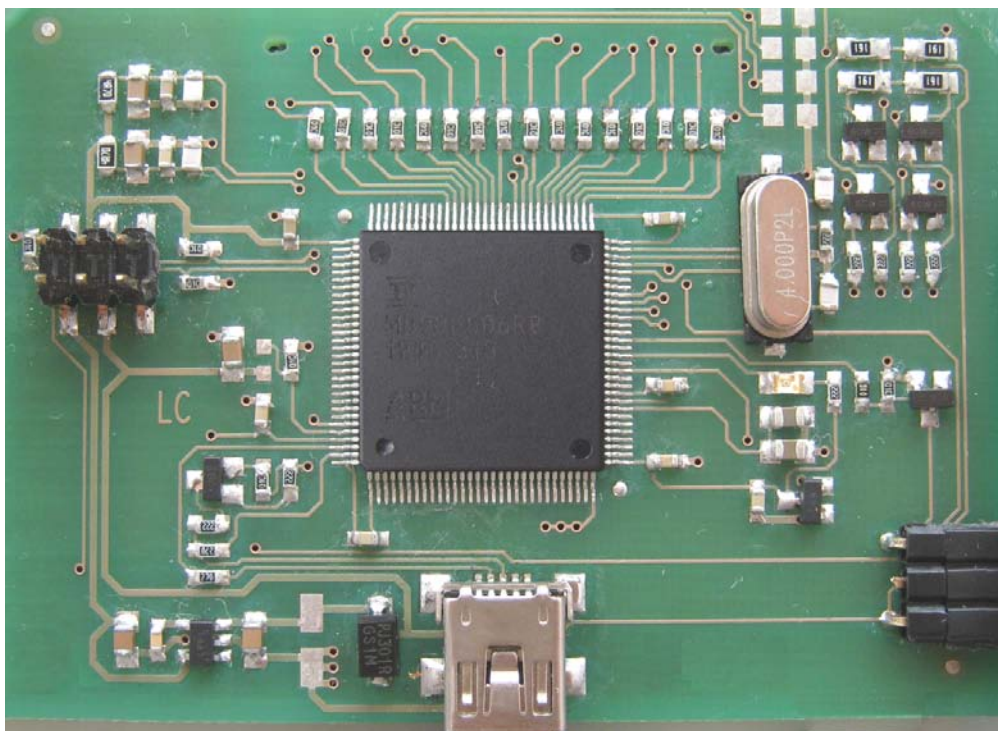


Figura 4.3: Scheda con microcontrollore, alimentazione e pilotaggio led reverse mounted.

dei led reverse mounted. La scelta di dividere in due PCB sovrapposti e collegati da un connettore è stata fatta per mantenere le piste il più corte possibile. Essendoci uno spessore di 5mm tra una scheda e l'altra non si ha influenza reciproca.

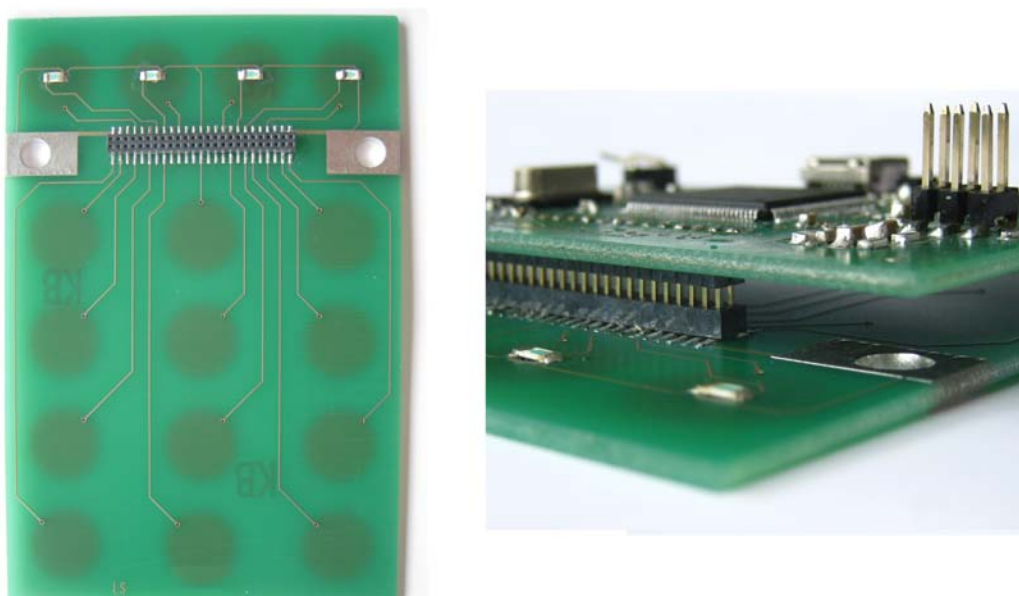


Figura 4.4: Scheda pad touch, con piste equidistanti, pad per metal cap e led reverse mounted.

4.3 Caratteristiche statiche del sistema di misura

4.3.1 Analisi della misura

Il sistema di misura proposto dalla Fujitsu si basa sull'utilizzo delle periferiche standard del microcontrollore. Il pin utilizzato, oltre alla funzione GPIO (funzione generica di porta digitale), commuta l'ingresso tramite un multiplexer analogico verso il convertitore analogico digitale, come raffigurato in figura 4.5.

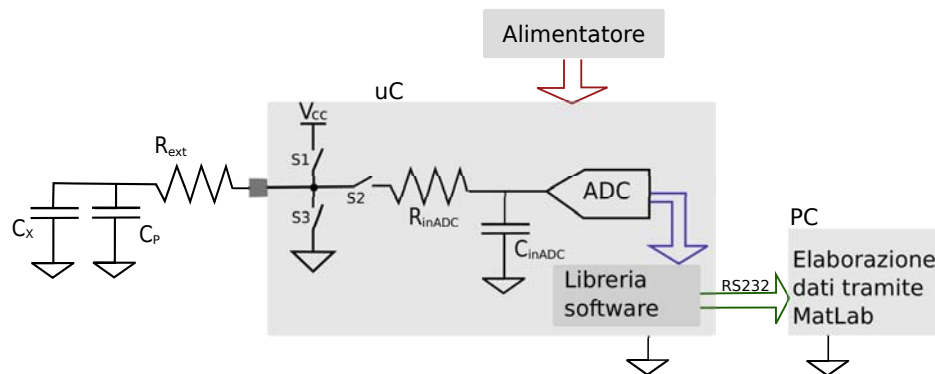


Figura 4.5: Set-up di misura della transcaratteristica con alimentazione flottante e seriale riferita a massa.

Per descrivere la misura è necessario analizzare la tensione V_{C_X} (riferita a massa). In figura 4.6 viene riportata l'andamento della tensione V_{C_X} . Il comportamento di V_{C_X} si può suddividere in particolari zone, le quali verranno descritte in modo dettagliato nel seguito:

- *a)* Viene eseguita una pre-carica della capacità $C_X + C_P = C_{mis}$ tramite la resistenza di pull-up di $50k\Omega$ riferita a V_{CC} , questo permette di evitare eventuali cortocircuiti verso massa. Se la carica è avvenuta con successo la lettura dello stato del pin risulta a livello logico H .
- *b)* Dopo aver verificato la corretta pre-carica, si utilizza il pull-up digitale a bassa impedenza per portare la tensione a V_{CC} . Per concludere eventuali transitori di carica si mantiene il pin a livello logico alto per circa $4\mu s$.
- *c)* Viene commutata la funzione della porta in tri-state. Per via delle capacità parassite presenti nel multiplexer analogico si ha un trasferimento di carica $V_c = \frac{C_{mis}}{C_{mis} + C_{mux}} V_{CC}$ (sotto le ipotesi che $V_b = V_{CC}$).
- *d)* Collegamento del pin all'ADC tramite il multiplexer analogico. Si ha un'ulteriore partitore di capacità con le capacità presenti all'interno del convertitore $V_d = V_{CC} \frac{C_1}{C_1 + C_{inADC}}$ dove $C_1 = C_{mis} + C_{mux}$. Successivamente si ha un campionamento ripetuto (16 volte) della tensione da parte del convertitore A/D. Durante questa fase di campionamento ripetuto, l'ADC assorbe dalla sorgente

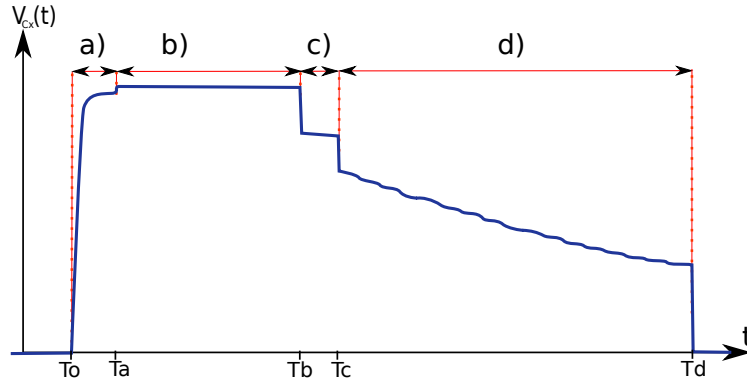


Figura 4.6: Andamento della tensione v_{C_X} nel tempo divisa in quattro fasi.

($C_{equiv} = C_{inADC} + C_1$) una corrente che in prima approssimazione risulta costante (circa $5\mu A$). Quindi si avrà una scarica lineare della tensione a pendenza costante $\frac{\Delta V}{\Delta t} = -\frac{I_{ADC}}{C_{equiv}}$.

L'andamento della tensione durante il campionamento (sezione d)), impostando che $C_{offset} = C_P + C_{mux}$, si ottiene:

$$v(t) = V_{cc} \frac{C_X + C_{offset}}{C_{equiv}} + \frac{I_{ADC}}{C_{equiv}}(t - t_c) \simeq V_{cc} \frac{C_X + C_{offset}}{C_x + C_{inADC} + C_{offset}} + \frac{I_{ADC}}{C_{equiv}}(t - t_c) \quad (4.1)$$

Si osserva che si trascura la presenza delle resistenze serie visto che in prima approssimazione non influiscono l'equazione. Ora si va a calcolare l'area sottesa dalla tensione durante la scarica, questo ci permette un'interessante analisi della transcaratteristica nel prossimo paragrafo. Per ottenere l'area sottesa dalla scarica della capacità si integra nel tempo ($t_{scarica} = t_d - t_c$):

$$\begin{aligned} O_{Area} &= \int_{t_c}^{t_d} V_{cc} \frac{C_X + C_{offset}}{C_x + C_{inADC} + C_{offset}} + \frac{I_{ADC}}{C_{equiv}}(t - t_c) dt = \\ &= V_{cc} \frac{C_X + C_{offset}}{C_x + C_{inADC} + C_{offset}} t_{scarica} + \frac{I_{ADC}}{C_x + C_{inADC} + C_{offset}} \frac{t_{scarica}^2}{2} + K_{integ} \quad (4.2) \end{aligned}$$

Il termine K_{integ} che, è dato dal contributo presente della capacità (piste e capacità parassita del pin) C_{offset} , equivale a $K_{integ} = V_{CC} t_{scarica} \frac{C_{offset}}{C_{inADC} + C_{offset}} + \frac{t_{scarica}^2 I_{ADC}}{2} \frac{1}{C_{equiv}}$ e dipende da C_X .

4.3.2 Determinazione della Transcaratteristica

Un'importante caratteristica statica che serve a caratterizzare un sistema di misura è la transcaratteristica. La transcaratteristica determina la relazione che intercorre tra ingresso e uscita:

$$O_{output} = f(I_{input}) \quad (4.3)$$

L'ingresso del sistema di misura è considerato il valore della capacità presente sul pin di misura riferita a massa. L'uscita sarà invece il valore grezzo *RawValue* fornito dalla libreria della Fujitsu. Per rendere la misura ripetibile si sono utilizzate delle capacità campione della serie E6.

Set-up di misura

Il set-up di misura utilizzato per caratterizzare la transcaratteristica si compone di:

- Prototipo realizzato, misure sul canale AN01.
- Alimentatore da laboratorio GWINSTEK GPS-4303 con alimentazione flottante.
- Condensatori ceramici EPCOS SMD 0805 della serie COG/CG $\pm 5\%$ (se $< 10pF$: $\pm 0.25pF$) con valori da $1pF$ a $470pF$.
- Seriale di collegamento tra microcontrollore e pc per il trasferimento dei dati e condivisione massa.

Per la misurazione della transcaratteristica si è scelto di utilizzare i valori commerciali della serie E6 in un intervallo da $1pF$ fino a $470pF$. In serie alla capacità è stata inserita una resistenza per evitare eventuali sovracorrenti o cortocircuiti. La periferica può fornire una corrente massima di $10mA$, quindi si è utilizzato una resistenza serie $R_{ext} = 470\Omega$. L'inserimento della resistenza serie non contribuisce ad una sensibile variazione della misura in quanto l'ADC ha anch'esso una resistenza serie $R_{ADC} = 2.2k\Omega$. Le condizioni ambientali a cui si è ottenuta la misurazione sono di $28^\circ C$ e umidità al 60%. La capacità campione è stata saldata in posizione adiacente alla resistenza serie e riferita a massa. Tramite la libreria, con un'apposita funzione, è stato acquisito il dato grezzo (non filtrato) della misura. I dati sono stati inviati tramite seriale RS232 al PC e salvati su file di testo. Per ogni capacità campione sono stati acquisiti $n = 1000$ campioni ogni $5ms$ (impostazione di default della libreria). Utilizzando l'applicativo software MatLab, sono stati elaborati per estrarne media, varianza ed equazione di regressione.

Risultati della misura

Dalla libreria è stata utilizzata la funzione seguente che restituisce il valore grezzo della misura come intero senza segno a $16bit$:

```
Ft1S_astcAllSensors [AN01] . u16RawValue ;
```

I dati sono stati processati² per ricavare media e varianza tramite le seguenti formule :

²programma MatLab in Appendice: listato1

C_x	\bar{X}	σ_X	C_x	\bar{X}	σ_X
0pF	23032	18.7	22pF	44670	8.4
1pF	24939	21.2	33pF	49084	8.1
1.5pF	25826	24	47pF	52618	4.7
2.2pF	27174	18.8	68pF	55442	4.9
3.3pF	28565	15.4	100pF	58279	4.4
4.7pF	30911	15.2	150pF	60300	6.1
6.8pF	33012	16	220pF	61942	3.7
10pF	36517	10.4	330pF	62996	3.5
15pF	40679	10.6	470pF	63788	3.3

Tabella 4.1: Dati elaborati: media e la varianza che cala all'aumentare della capacità C_X .

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (4.4)$$

$$\sigma_X = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{X})^2} \quad (4.5)$$

I dati ottenuti dalle misure presentati in tabella 4.1 denotano una relazione fortemente non lineare al variare della capacità. Per determinare la relazione della transcaratteristica si è utilizzata l'equazione presente in formula 4.2. L'equazione calcolata nel precedente paragrafo ha potuto fornire un'indicazione per ottenere un'equazione che approssima quanto meglio l'andamento della transcaratteristica e accorpendo i termini in funzione di C_X :

$$\tilde{X}(C_x) = \frac{A}{C_X + \gamma} + K \quad (4.6)$$

In figura 4.7 si visualizzano i valori ottenuti dalle singole misurazioni (crocette) e la regressione (linea continua). La figura ha l'asse delle ascisse in scala logaritmica per equispaziare i valori della serie E6.

Incognita	Coefficiente
A	$-8.884 \cdot 10^{-7}$
K	$6.564 \cdot 10^4$
γ	$20.89 \cdot 10^{-12}$

Tabella 4.2: Risultati della regressione; dopo una ricerca del valore di ottimo per la variabile γ .

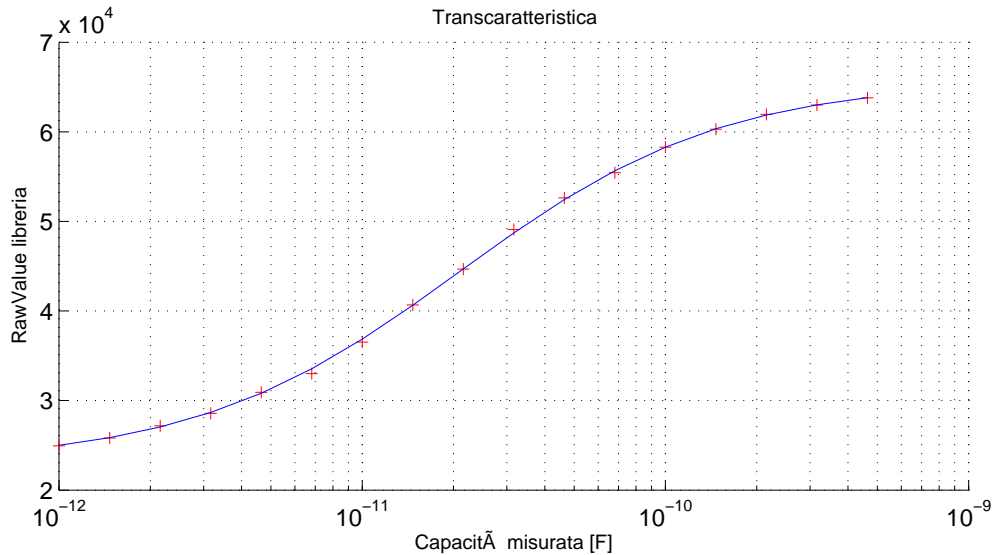


Figura 4.7: Grafico della Transcaratteristica non lineare in scala logaritmica per equispaziare i valori E6.

Tramite l'applicativo CFtool in MatLab ³, si sono determinati i valori della regressione cercando la soluzione ottima per la variabile $\gamma = C_{equiv}$.

Utilizzando l'equazione della regressione 4.6 si ottiene dopo semplici passaggi l'ingresso in funzione dell'uscita, cioè $I = f^{-1}(O)$:

$$C_X = \frac{A}{\tilde{X}(C_x) - C} - \gamma \quad (4.7)$$

Questa relazione ci permette di risalire al valore della capacità misurata; l'utilità è nel valutare la qualità del layout capacitivo (capacità di offset) realizzato.

Sensibilità

La sensibilità S è il rapporto tra una variazione dell'uscita rispetto alla variazione dell'ingresso e, al limite, rappresenta il rapporto incrementale.

$$S = \lim_{\Delta I \rightarrow 0} \frac{\Delta O}{\Delta I} = \frac{d}{dI} f(I) = f'(I) \quad (4.8)$$

³vedi listato n°1 in Appendice

Nel caso del sistema di misura capacitivo, utilizzando l'equazione 4.6 della regressione, si ottiene l'equazione della sensibilità al variare della capacità misurata.

$$S = f'(C_x) = -\frac{A}{(C_x + \gamma)^2} \quad (4.9)$$

Come si evince in figura 4.8, la sensibilità è funzione della capacità C_X . Si ha una maggiore sensibilità per capacità γ di offset bassa e cala qualora questa aumenti. Difatti, come affermato nel capitolo 3, il piano di massa o parti metalliche adiacenti alla pista touch contribuiscono ad aumentare la capacità riferita a massa C_p e il sistema riduce la sensibilità. Anche la varianza ha lo stesso andamento in quanto il rumore in ingresso cala all'aumentare della capacità misurata.

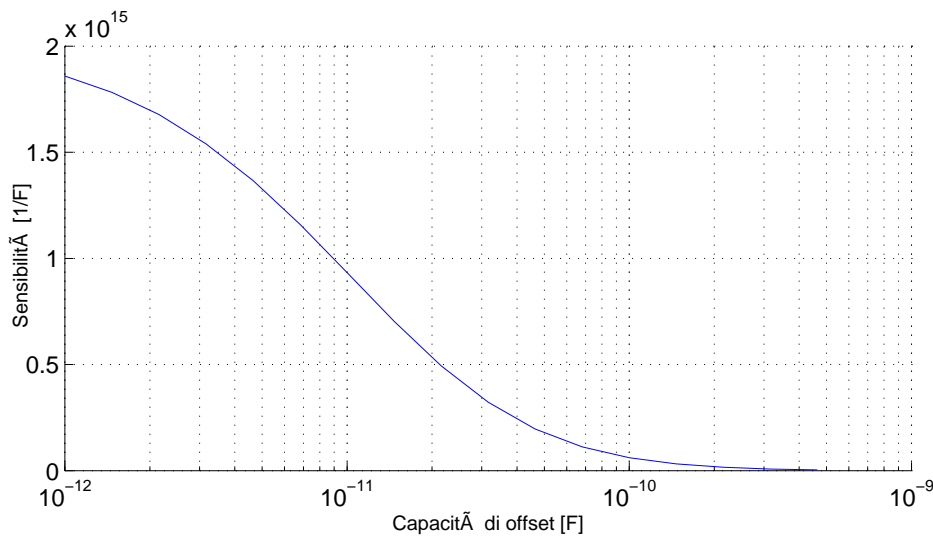


Figura 4.8: Sensibilità del sistema di misura: minore è la capacità γ di offset e maggiore è la sensibilità.

4.3.3 Ricostruzione della misura tramite l'oscilloscopio

La libreria software fornita dal costruttore imposta i registri del uC con ben determinate tempistiche per ottenere l'andamento della tensione raffigurata in figura 4.6. Durante l'intervallo di tempo d) viene eseguito un campionamento continuo da parte dell'ADC, nel quale il S&H preleva dalla capacità C_X una corrente pressoché costante. Di seguito, con l'utilizzo dell'oscilloscopio digitale, si acquisisce l'andamento della scarica in modo da ricostruire il valore ottenuto dalla libreria (*RawValue*). Il convertitore ADC integrato nel uC ha una risoluzione di $12bit$, una frequenza di campionamento massima di $1MHz$ e dispone di un buffer da 16 campioni. L'algoritmo che utilizza la libreria fa la somma dei valori presenti nella coda dopo il campionamento continuo.

$$O_{area} = \sum_{i=1}^{16} v_{C_X}(ki) \frac{2^{12}}{V_{ARH} - V_{ARL}} = \sum_{i=1}^{16} x_{iADC} = X_{RawValue} \quad (4.10)$$

Il set-up di misura utilizza una sonda passiva di tensione, la quale introduce nel sistema una capacità parassita confrontabile con quella da misurare. Questa perturbazione è trascurata in quanto lo studio non riguarda il valore della capacità presente C_X ma solo la corrispondenza tra i risultati. Il riferimento V_{ARH} coincide con l'alimentazione V_{CC} e $V_{ARL} = V_{GND}$.

Set-up di misura

In figura 4.9 viene presentato il set-up di misura. Particolare attenzione al riferimento di terra imposto dal collegamento del uC con la seriale RS232 del PC. Simultaneamente alla misura effettuata dall'oscilloscopio (accoppiamento AC e massa flottante), si è andati a memorizzare su file i valori *RawValue* della libreria.

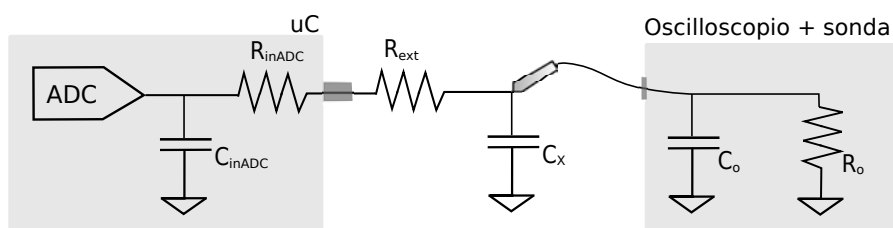


Figura 4.9: Set-up di misura considerando: l'oscilloscopio con massa flottante.

Il set-up di misura è uguale nella base a quello per determinare la caratteristica statica, è stato aggiunto un oscilloscopio con le caratteristiche riportate in tabella 4.3. Per ottenere un valore più preciso, riducendo il rumore presente nella misura, si è andati a utilizzare la funzione di media su 1024 campioni resa disponibile dall'oscilloscopio. I valori ottenuti dalla libreria sono stati mediati anch'essi tramite una media su 1024 campioni.

Oscilloscopio	Hameg HMO1022
Banda Passante	100Mhz
Freq. di campionamento	2GSa/s
Sensibilità verticale	1mV/div
Canale utilizzato	ch1
Capacità	14pF
Resistenza	1MΩ
Sonda	Hameg HZ154
Tipologia	Sonda di tensione
Banda passante	100Mhz
Capacità	12pF
Resistenza	10MΩ
Attenuazione	10x

Tabella 4.3: Caratteristiche Oscilloscopio con sonda di tensione passiva.

Capacità C_X	RawValue FTL	Misurato dall'Oscilloscopio	Differenza
$1pF$	40285	39918	367
$10pF$	44814	44438	376
$100pF$	58610	58471	139
$1nF$	64521	64513	8

Tabella 4.4: Valutazione della misura eseguita con l'oscilloscopio rispetto ai valori ottenuti dalla libreria.

Risultati della misura

Nella figura 4.10 sono visualizzate le misure di quattro capacità: $1pF$, $10pF$, $100pF$ e $1nF$. Si nota, l'andamento dei transitori accentuati con la capacità maggiore e il trasferimento di carica più rilevante con il valore di capacità inferiore. In particolare si denotano i due transitori durante la fase di carica effettuati dalla libreria. Essendo molto elevato il valore di $1nF$ rispetto alle restanti capacità, l'attenuazione della tensione indotta dal partitore capacitivo e dalla scarica durante la misura è trascurabile.

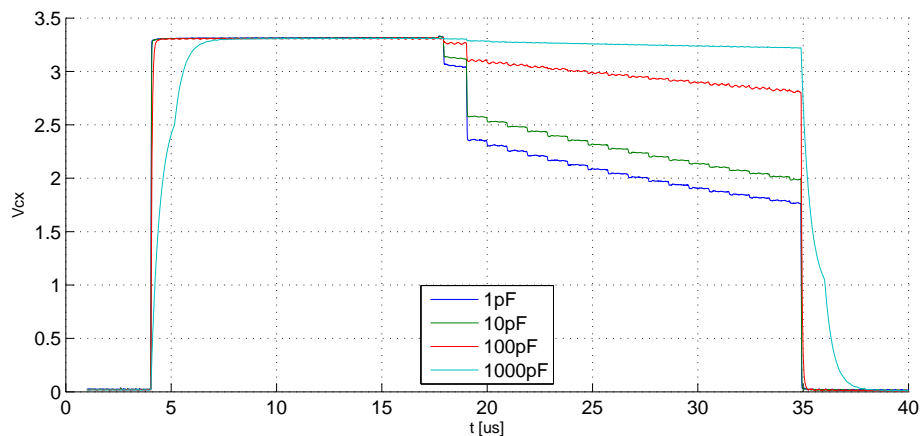


Figura 4.10: Andamento della tensione V_{C_X} durante la misura, al variare della capacità variano i partitori capacitivi e i transitori di scarica.

Quindi, emulando la libreria si è campionato la tensione e i valori memorizzati in un file dati (grazie alla memorizzazione dell'oscilloscopio). Sommando tutti i valori ottenuti nei gradini⁴ che compongono la scarica nel tratto d), il risultato ottenuto è stato confrontato con il valore ricavato dalla libreria. In tabella 4.4 vengono presentati i risultati con la differenza tra i due sistemi.

Lo scostamento tra i valori conferma il metodo di misura implementato dalla libreria. L'utilizzo di questo specifico metodo di misura si basa su delle ipotesi di coerenza delle capacità parassite e delle caratteristiche del convertitore A/D con la capacità in misura. Fondamentale in questo sistema è l'utilizzo della coda FIFO la quale permette il campionamento continuo a $1MHz$ senza interruzioni aleatorie date da un'eventuale interrupt presente nel programma principale.

⁴Vedi listato 3 in Appendice.

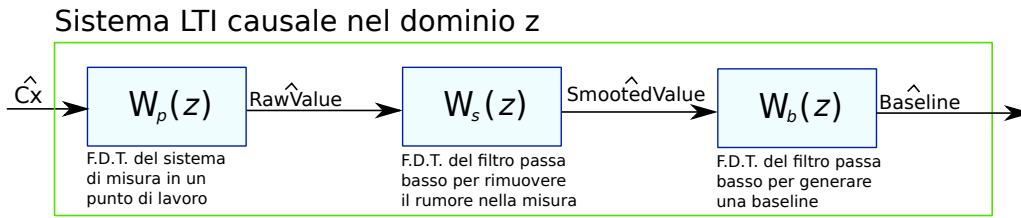


Figura 4.11: Sistema di misura dipendente dal punto di lavoro con filtri digitali in cascata.

4.4 Caratteristiche Dinamiche ed Elaborazione Software

L'analisi dinamica del sistema si suddivide in tre blocchi, come mostrato in figura 4.11.

Il sistema di misura analizzato ha una relazione lineare $\frac{df}{dc_x} = C_K$ per piccoli scostamenti della capacità misurata rispetto ad un punto di lavoro (dato dalla capacità di offset). La misura viene effettuata ogni $5ms$, quindi si considera un ritardo rispetto ad una variazione dell'ingresso. Si trascura il tempo impiegato per l'elaborazione software ottenendo la F.D.T. del trasduttore:

$$W_p(z) = C_K z^{-1} \quad (4.11)$$

Il valore ottenuto (*RawValue*) dalla libreria ha una rumorosità data dal sistema stesso e da disturbi esterni. Per ottenere una misura accurata, nella precedente elaborazione, si è calcolata la media di N campioni. In una situazione dinamica, in cui il dato viene elaborato ad ogni misura, si utilizza un filtro digitale. Questo ci permette l'elaborazione di un segnale (*SmootedValue*) con un rumore ridotto. Questo permette una maggiore stabilità con andamenti transitori non impulsivi. I filtri digitali che si studiano in questo capitolo sono particolari sistemi LTI causali a tempo discreto. Essi possono essere implementati mediante circuiti digitali (come microprocessori o microcontrollori). I principali tipi di filtri digitali sono due: rispettivamente *IIR* (Infinite Impulsive Response) e *FIR* (Finite Impulsive Response). Le differenze tra le due tipologie di filtri sono: tipo di risposta, occupazione cicli macchina e memoria. Il filtro di tipo *IIR* ha una risposta infinita all'impulso, un basso utilizzo di risorse software (meno memoria e complessità computazionale), delle caratteristiche migliori in banda attenuata. La tipologia *FIR* è preferibile nelle applicazioni pratiche in quanto è sempre stabile, ha risposta finita all'impulso e può avere fase lineare, ma ha occupazione di memoria e complessità computazionale proporzionale alla banda passante.

Nel tempo discreto, un filtro digitale può essere rappresentato come il diagramma in figura 4.12. Un filtro LTI causale a tempo discreto è detto di tipo FIR se la risposta nel tempo $y(k)$ all'impulso unitario ha una durata finita, cioè se si esaurisce dopo

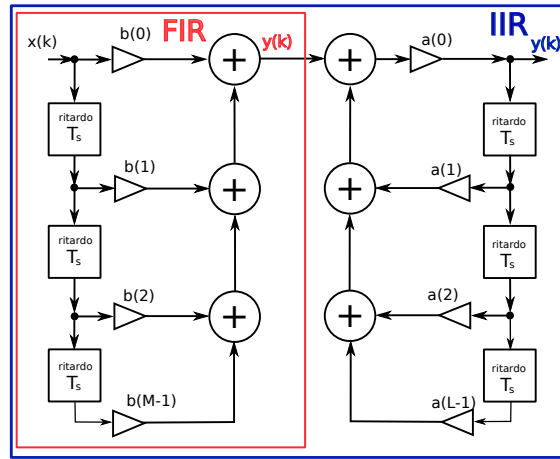


Figura 4.12: Diagramma a blocchi, la tipologia IIR include la FIR.

un tempo Mt_s . Quindi la relazione ingresso-uscita è descritta dalla relazione alle differenze finite:

$$y^{FIR}(k) = \sum_{n=0}^{M-1} b(n)x(k-n) \quad (4.12)$$

Passando nel dominio z tramite le trasformate e applicando la proprietà di traslazione temporale si ottiene:

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (4.13)$$

dove $H(z) = \sum_{n=0}^{M-1} b(n)z^{-n}$ (solo un polinomio in z^{-1}) e $X(z)$, $Y(z)$ sono le trasformate rispettivamente dell'ingresso $x(k)$ e dell'uscita $y(k)$.

La tipologia di filtri IIR è un sistema LTI in cui la relazione ingresso-uscita verifica la seguente equazione alle differenze finite:

$$\sum_{n=0}^{L-1} a_n y(k-n) = \sum_{n=0}^{M-1} b_n x(k-n) \quad (4.14)$$

con $a_{L-1} \neq 0$. Se $L = 1$ l'equazione definisce un filtro FIR, altrimenti passando alle trasformate z e applicando la proprietà di traslazione temporale, si ricava:

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (4.15)$$

dove $H(z) = \frac{\sum_{n=0}^{M-1} b(n)z^{-n}}{\sum_{n=0}^{L-1} a(n)z^{-n}}$ e $X(z)$, $Y(z)$ sono le trasformate rispettivamente dell'ingresso $x(k)$ e dell'uscita $y(k)$. La funzione $H(z)$ è razionale in z^{-1} con zeri e poli diversi da zero.

4.4.1 Implementazione nel sistema

Nella realizzazione di un'interfaccia si utilizza un sistema “anti rimbalzo” (debounce) per evitare false commutazioni a seguito della pressione o rilascio di un tasto.

Solitamente, nella pressione di un pulsante, si attende un tempo in cui il segnale non commuti prima di definire il nuovo stato. Questo tempo può variare dai $50ms$ ai $200ms$ per pulsanti più lenti. Questa variabile incide sulla caratteristica della banda passante del filtro digitale che sarà conseguentemente dai $20Hz$ ai $5Hz$. Un'altra caratteristica che incide pesantemente nell'elaborazione digitale, è l'entità della variazione del segnale. In questa applicazione, in cui il secondo elettrodo è drasticamente variabile a seconda della persona e dell'implementazione, il segnale in seguito alla pressione del tasto ha ampiezza fortemente variabile. La frequenza di campionamento del sistema è di $200Hz$. La risposta del sistema, che segnala l'effettiva sollecitazione del tasto con la minima pressione è di $50ms$, quindi la banda passante del filtro da progettare corrisponde a $20Hz$.

Sintesi di un filtro IIR passa basso

Per prima cosa si studia la funzione di trasferimento nel dominio s e poi, tramite una trasformazione, a tempo discreto z . Di seguito si dimensiona un filtro passa basso RC del primo ordine:

$$F(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau} \quad (4.16)$$

Per passare a tempo discreto si utilizza la "tecnica di approssimazione delle derivate"⁵: utilizzando un passo di campionamento T_C , si approssima la derivata $\frac{d}{dt}$ dei segnali analogici $x(t)$ e $y(t)$, al tempo $t = kT_C$, mediante la relazione incrementale:

$$\frac{dy}{dt} \Big|_{t=kT_C} = \frac{y(kT_C) - y((k-1)T_C)}{T_C}$$

Osservando la trasformata di Laplace del segnale $\frac{dy(t)}{dt}$ vale $sY(s)$, e la trasformata z della sequenza $\frac{y(k) - y(k-1)}{T_C}$ vale $Y(z) \frac{(1-z^{-1})}{T_C}$, si ottiene la relazione di trasformazione $s = \frac{(1-z^{-1})}{T_C}$. Applicando la tecnica di trasformazione all'equazione 4.16, si ottiene la *f.d.t.* nel dominio z :

$$F(z) = \frac{1}{1 + (\tau/T_C)(1 - z^{-1})} = \alpha \frac{z}{z - (1 + \alpha)}$$

dove $\alpha = 1/(1 + \frac{\tau}{T_C})$. Valutando il polo della funzione discreta, si ottiene che $|\alpha| < 1$ è sempre dentro al cerchio di raggio unitario, quindi il filtro è stabile per costruzione. Applicando l'antitrasformata Z^{-1} risulta:

$$y(k) = \alpha x(k) + (1 - \alpha)y(k - 1)$$

⁵Nell'ipotesi di sottintendere il passo delle derivate, ovvero assumendo $y(kT_s) = y(k)$

in cui l'uscita dipende sia dall'ingresso attuale che dal valore dell'uscita precedente. Imponendo la banda passante del filtro a $20Hz$ si trova la costante di tempo:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_B}$$

Si ottiene rispettivamente $\alpha = 0.385$ e $1 - \alpha = 0.615$ per il filtraggio del *RawValue*. Per il filtro del riferimento o *BaseLine*, si imposta una frequenza di banda passante a $10Hz$ e si ottiene $\alpha = 0.239$ e $1 - \alpha = 0.761$.

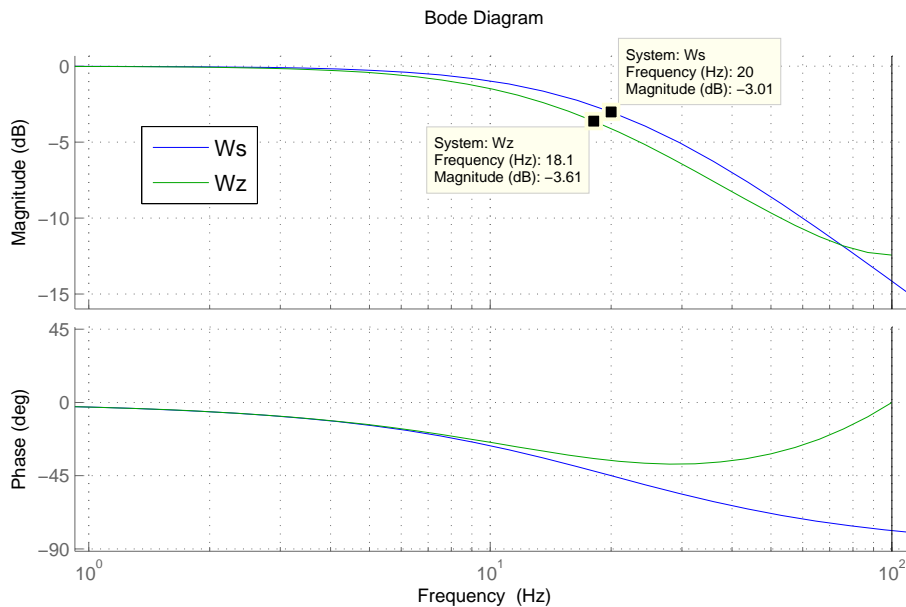


Figura 4.13: A tempo continuo e a tempo discreto del filtro IIR, differenza conseguente alla discretizzazione.

Sintesi di due filtri FIR passa basso

La banda passante del filtro FIR a finestatura è legata all'ordine del filtro stesso:

$$f_B = \frac{1}{NT_C} \rightarrow N = 10$$

Questo fa sì che nell'implementazione software si utilizzino dei buffer per memorizzare $N = 10$ campioni per i filtri FIR. In figura 4.14 sono presentate le tipologie di finestatura maggiormente utilizzate. Si valutano due finestre: rettangolare (o a media mobile) e *Hanning* (o coseno rialzato). Nella finestra di tipo rettangolare si ha una discontinuità a gradino, invece nella finestra a coseno rialzato si ha una transizione continua.

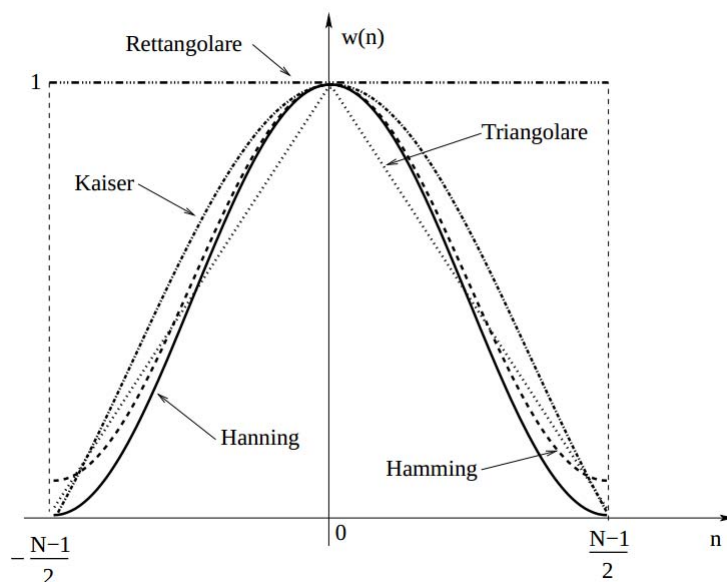


Figura 4.14: Finestre comunemente utilizzate per il progetto di filtri FIR[28].

Le finestre utilizzate sono state normalizzate per avere guadagno unitario in banda passante. In figura 4.15 è tracciato⁶ l'andamento dei filtri in frequenza, dove ordine del filtro e tipologia incidono pesantemente sulla caratteristica.

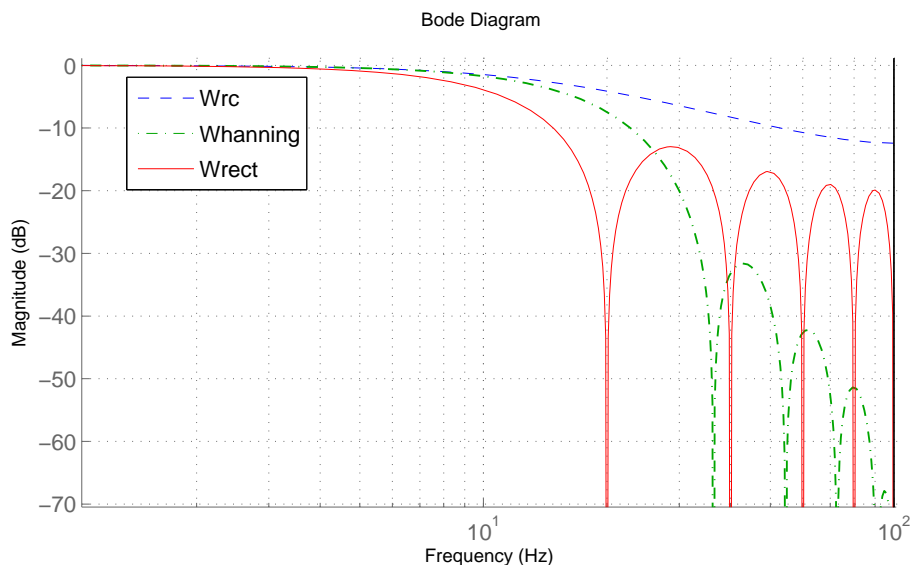


Figura 4.15: Andamento in frequenza del filtro FIR: Butterworth, FIR: rettangolo e Hanning.

Risposta al gradino dei filtri sintetizzati

In figura 4.16⁷ è presentato l'andamento nel tempo della risposta ad un gradino negativo dei filtri sintetizzati. Si è studiato l'andamento nel tempo a seguito di due sollecitazioni differenti in ampiezza, questo permette di valutare i due casi opposti.

⁶Vedi listato MatLab n° 3 per sintetizzare i filtri, in Appendice.

⁷Il quanto temporale $T = 5ms$.

Per garantire un ampio spettro di sollecitazioni, risulta necessario valutare il comportamento nel tempo del filtro utilizzato. In particolare, si analizza il comportamento peggiore delle varie risposte. Nel caso del filtro IIR RC, con piccola sollecitazione (vedi figura 4.16 in basso), il tempo di rilascio o di pressione è molto breve e quindi può dare false detenzioni. Con il filtro FIR a media mobile, a seguito di un'elevata sollecitazione (vedi figura 4.16 in alto), il tempo di conferma è piccolo. La soluzione ottimale tra le proposte è il filtro FIR con finestra di Hanning o coseno rialzato, il quale presenta un andamento interessante per l'applicazione touch. Sia durante la sollecitazione Ampia che con quella Piccola, si ha la minore variazione del tempo di conferma. Nel caso di un disturbo breve ma elevato, il filtro di Hanning ha una partenza morbida: peso nullo dal primo e via via crescente. Per ridurre ulteriormente la possibilità di una falsa rilevazione, si implementa un anti-rimbalzo aggiuntivo in seguito alla conferma della variazione dello stato in due istanti adiacenti.

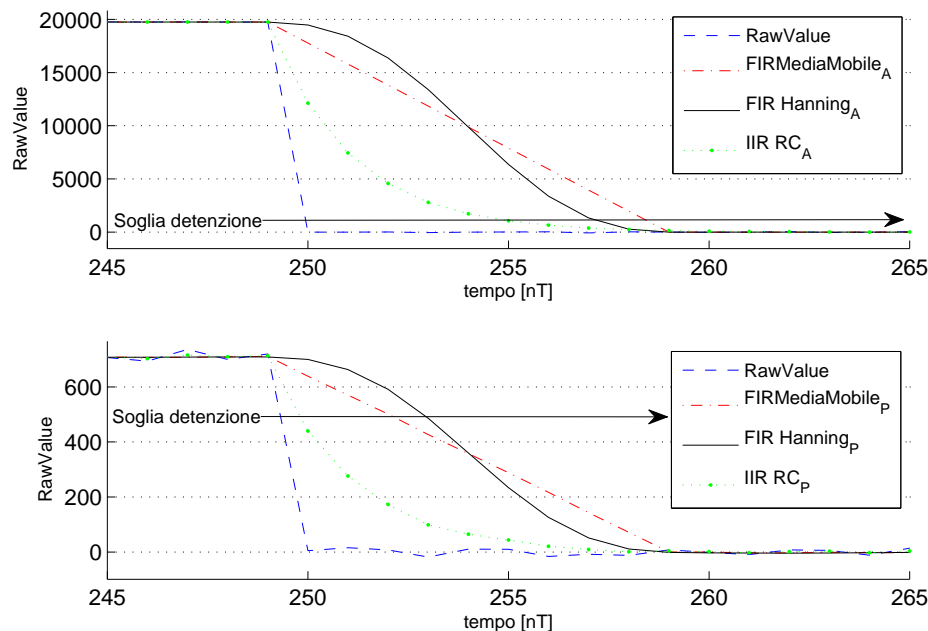


Figura 4.16: Andamento nel tempo della risposta al gradino negativo, equivalente al rilascio del pulsante con due casi estremi.

4.5 Risultati ottenuti

Rispetto alla demoboard testata, il prototipo realizzato presenta una maggiore sensibilità a parità di spessore del materiale plastico sovrastante ai pad. Questa considerazione ritrova conferma nella scelta di omettere il piano di massa (che invece è presente sulla demoboard). Grazie a questa maggiore sensibilità, si è migliorata l'immunità del sistema a eventuali disturbi riducendo la possibilità di false detenzioni. Non è presente né lo slide né il wheel in quanto sono solamente un aggregato di pulsanti. La libreria ha permesso l'analisi nel dettaglio del sistema rendendolo com-

pletamente osservabile. La soluzione capacitiva proposta dalla Fujitsu si presenta adatta alla gran parte dei casi in quanto, oltre all'economicità della soluzione, il sistema è programmabile.

Conclusione

La misura di una grandezza fisica associa allo stato elettrico un numero discreto e, al superamento di ben determinate soglie può generare un evento. La falsa rilevazione si ha quando un evento si manifesta anche in assenza dello stimolo. Nella tesi è stato studiato il sistema touch capacitivo per ottenere un ottimo compromesso tra sensibilità e immunità alle false detenzioni. Inizialmente si sono valutate, utilizzando le relative demoboard, due proposte integrate: il chip di *Atmel* e la libreria della *Fujitsu*. Analizzando nel dettaglio le *Application Note* dei vari produttori di chip integrati per il *Touch*, sono state determinate delle linee guida comuni nella realizzazione di un'interfaccia touch. A questo punto, analizzando le caratteristiche fisiche come il campo elettrico e la capacitanza si sono dimostrate una parte delle considerazioni suggerite. Con una chiara visione del fenomeno da prediligere, è stato realizzato un prototipo, il quale utilizza la libreria e il uC della *Fujitsu*, che presenta una sensibilità maggiore rispetto alla demoboard. La successiva analisi del comportamento elettrico della misura ha permesso di determinare alcune caratteristiche statiche e dinamiche. La caratteristica statica fondamentale in un sistema di misura "analogico" è la transcaratteristica ed è stata determinata utilizzando delle capacità campione. La derivazione della sensibilità, dalla derivata della transcaratteristica, ha permesso di confermare le considerazioni fatte sulla capacità di offset di cui è affetto il sistema di misura capacitivo. Il campionamento da parte dell'oscilloscopio della tensione sulla capacità C_X durante la misura ha confermato l'elaborazione hardware effettuata dalla libreria. Questa analisi dà la possibilità per la riscrittura della libreria o, se si ha la coerenza dell'hardware, nell'implementazione in altri microcontrollori. Per ridurre il rumore presente nella misura si sono sintetizzati dei filtri digitali, la risposta ottimale al variare della sollecitazione al sistema è stata ottenuta dalla tipologia FIR a finestrazione *Hanning*. Lo studio di una soluzione a microcontrollore ha reso disponibile un'analisi dettagliata della misura monitorando i segnali ed effettuando una post-elaborazione. Nelle tipiche realizzazioni, l'implementazione del touch si discosta dall'ottimale in quanto il dispositivo avrà altre funzioni come ad esempio retroilluminazione a led, seriali di comunicazione, ecc. Qualora le soglie pre-impostate siano tali da rendere il sistema molto sensibile e il layout non è ottimale, aumenta la probabilità di avere false detenzioni. Per risolvere il problema si effettuano dei test, tra cui: valutazione della soglia rispetto

alla varianza della misura, monitoraggio del riferimento e test di soglia. Quindi, per ottenere un sistema con ottime prestazioni, è preferibile valutare inizialmente l'insieme dell'interfaccia da realizzare. Lo studio del sistema di misura per applicazioni touch non è scontato e l'analisi deve essere ponderata anche sugli aspetti che generalmente non sono considerati. Per comprendere la delicatezza del sistema di misura, la variazione di capacità a seguito del tocco è nell'ordine di mezzo picofarad rispetto ad una capacità di offset di venti di picofarad. L'immunità all'umidità o all'acqua è realizzabile utilizzando elettrodi di sensing che, posizionati nell'intorno del pad touch, valutano se c'è stato o meno un effettivo tocco da parte dell'utente. L'utilizzo di piani di massa a griglia attivi permettono la repulsione delle linee di campo elettrico direzionandole verso il lato *Touch*.

I primi chip capacitivi per applicazioni touch sono entrati nel mercato nel 2007 avendo buone prestazioni ma prezzi sempre elevati. In questi ultimi due anni sono stati presentati chip con maggiore sensibilità i quali permettono la rilevazione di prossimità di circa $5cm$. Da quest'anno sono disponibili soluzioni touch di prossimità per distanze di circa $15cm$ che sfruttano la variazione delle linee del campo elettrico da parte dell'utente con elettrodi di trasmissione e ricezione. Nei prossimi anni vedremo una diffusione sempre maggiore della tecnologia touch in quanto non ha usura meccanica, è sempre più economica e permette design innovativi.

Appendice

Listato 1: Misura della transcaratteristica; regressione e sensibilità.

```
% Elaborazione misure per determinare la transcaratteristica
clear all;
close all;

%% Lettura dal file
rawData0 = importdata('misura0.TXT');
[unused,name] = fileparts('misura0.TXT');
newData0.(genvarname(name)) = rawData0;
% ...
rawData17 = importdata('misura17.TXT');
[unused,name] = fileparts('misura17.TXT');
newData17.(genvarname(name)) = rawData17;

%% Analisi dati statistici
% Calcolo della media media0 = mean( rawData0);
media0 = mean( rawData0);
% ...
media17 = mean( rawData17);

% Calcolo la varianza
varianza0 = var(rawData0);
% ...
varianza17 = var(rawData17);

%% Elaborazione Trans-Caratteristica
% genero base valori capacità
for i=1:17,
    basex(i) = (10^((i-1)/6))*(10^-(12));
end
basex = basex';
```

```

medie = [media1 ,... , media17]';
varianza = [varianza1 ,... , varianza17]';
deviazioneStandard = sqrt ( varianza );

%% Regressione Transcaratteristica :
x = basex (:,1);
% determinazione del parametro Cequiv tramite cftool con una ricerca
% binaria per determinare lo scostamento minimo della regressione
% rispetto alla transcaratteristica
Cequiv = 20.86.* 10^(-12);
g = fittype ( { '(1/(20.86.* 10^(-12)+ x ))', '1' } ,...
    'dependent' , { 'y' } , 'independent' , { 'x' } ,...
    'coefficients' , { 'a' , 'c' } );
fo_ = fitoptions ( 'method' , 'LinearLeastSquares' , 'Robust' , 'On' );
[c31 ,gof31] = fit (x,medie (:,1) ,g,fo_);
c31
% si ricava da c31 che :
a = -8.884e-07;
c = 6.564e+04;
R = a./((20.86.* 10^(-12)+ x ) + c;

figure (1);
hold all;
plot (x,medie , 'r+' , 'DisplayName' , 'media ');
plot (x,R, 'b-' , 'DisplayName' , 'Regressione ');
hold off;

%Sensibilità
S = -a./((x+Cequiv).^2);
figure (2);
semilogx (x,S);

Listato 2: Valutazione sistema di misura: RawValue rispetto a Oscillo-
scopio e Matlab

%% Valutazione Funzionamento ADC
clear all;
close all;

%% Lettura dal file misura Oscilloscopio
% DATA 1 1pF

```

```

newData1 = importdata('TRC40.CSV');
vars = fieldnames(newData1);
for i = 1:length(vars)
    assignin('base', vars{i}, newData1.(vars{i}));
end data1 = data(257:5656,2) + 0.25;

% DATA 2    10pF (11pF)
newData2 = importdata('TRC43.CSV');
vars = fieldnames(newData2);
for i = 1:length(vars)
    assignin('base', vars{i}, newData2.(vars{i}));
end
data2 = data(257:5656,2) + 0.25;

% DATA 3    100pF
newData1 = importdata('TRC39.CSV');
vars = fieldnames(newData1);
for i = 1:length(vars)
    assignin('base', vars{i}, newData1.(vars{i}));
end
data3 = data(89:5488,2) + 0.25;

% DATA 4    1nF
newData1 = importdata('TRC36.CSV');
vars = fieldnames(newData1);
for i = 1:length(vars)    determina la
    assignin('base', vars{i}, newData1.(vars{i}));
end
data4 = data(89:5488,2) + 0.25;

%% Misura dell'area
t = 1:0.007593:42;
sezScarica1 = data1(2380:4465,1);
sezScarica10 = data2(2380:4465,1);
sezScarica100 = data3(2380:4465,1);
sezScarica1000 = data4(2380:4465,1);

% filtro passa basso utilizzabile solo in post elaborazione
% per rimuovere il rumore della tensione
b=ones(1,10)/10;

```

```

sezScarica1F = filtfilt(b,1,sezScarica1);
sezScarica10F = filtfilt(b,1,sezScarica10);
sezScarica100F = filtfilt(b,1,sezScarica100);
sezScarica1000F = filtfilt(b,1,sezScarica1000);

%% somma di tutti i valori rapportati a (2^12bit / 3.3 Vcc)
valore1 = 0;
for i=1:16,
    valore1 = valore1 + ((sezScarica1F (i * 120 + 90)))...
        ...*(4096 /3.3);
end
valore10 = 0;
for i=1:16,
    valore10 = valore10 + ((sezScarica10F (i * 120 + 90)))...
        ...*(4096 /3.3);
end
valore100 = 0;
for i=1:16,
    valore100 = valore100 + ((sezScarica100F ...
        ... (i * 120 + 90)))* (4096 /3.3);
end
valore1000 = 0;
for i=1:16,
    valore1000 = valore1000 + ((sezScarica1000F ...
        ... (i * 120 + 90)))* (4096 /3.3);
end

%% Lettura da file il RawValuee calcolo media su 1024 campioni
% DATA 1    1pF
rawData1 = importdata('Misura4.txt');
[unused,name] = fileparts('Misura4.txt');
newData1.(genvarname(name)) = rawData1;
Raw1 = mean(rawData1(1:1024,1));

% DATA 2    10pF
rawData1 = importdata('Misura5.txt');
[unused,name] = fileparts('Misura5.txt');
newData1.(genvarname(name)) = rawData1;
Raw10 = mean(rawData1(1:1024,1));

```

```

% DATA 3      100pF rawData1 = importdata('Misura3.txt');
[unused,name] = fileparts('Misura3.txt');
newData1.(genvarname(name)) = rawData1;
Raw100 = mean(rawData1(1:1024,1));

% DATA 4      1nF rawData1 = importdata('Misura1.txt');
[unused,name] = fileparts('Misura1.txt');
newData1.(genvarname(name)) = rawData1;
Raw1000 = mean(rawData1(1:1024,1));

% print in riga di comando dei valori ottenuti
Raw1
valore1
Raw10
valore10
Raw100
valore100
Raw1000
valore1000

hold all;
plot(t,data1,'DisplayName','1pF','YDataSource','1pF');
plot(t,data2,'DisplayName','10pF','YDataSource','10pF');
plot(t,data3,'DisplayName','100pF','YDataSource','100pF');
plot(t,data4,'DisplayName','1000pF','YDataSource','1000pF');
hold off;

```

Listato 3: Sintesi di filtri FIR e IIR

```

%% Tool grafico per il progetto di filtri: FDATool
clear all;
close all;

Fc = 20;
Fs = 200;
Ts = 1/Fs;
z = tf('z',Ts);

% IIR RC

%Wrc = tf(b,a,Ts);
tau = 1/(2*pi*Fc);

```

```

alfa = 1/(1+(tau/Ts));
% b (numeratore) e a (denominatore)
b = [1 0];
a = [1/alfa -(1-alfa)/alfa ];
Wrc = 1 / (1 + (tau/Ts) * (1-z^(-1)));
% Verifica stabilità filtro poli |z|<1
abs(pole(Wrc))
hold on;
bode(Wrc);

% FIR a finestra Hanning
N = 10; % Ordine del filtro
ch = window(@hanning,N);
ch = ch/sum(ch);
Whanning = ch(1) + ch(2) * z^-1 + ch(3) * z^-2...
...+ ch(4) * z^-3 + ch(5) * z^-4 ...
...+ ch(6) * z^-5 + ch(7) * z^-6 + ch(8) * z^-7 + ...
...ch(9) * z^-8 + ch(10) * z^-9;
bode(Whanning);

% FIR a finestra rettangolare
cr = window(@rectwin,N);
cr = cr/sum(cr);
Wrect = cr(1) + cr(2) * z^-1 + cr(3) * z^-2 ...
...+ cr(4) * z^-3 + cr(5) * z^-4 ...
...+ cr(6) * z^-5 + cr(7) * z^-6 + cr(8) ...
...* z^-7 + cr(9) * z^-8 + cr(10) * z^-9 ;
bode(Wrect);

wvtool(cr,ch);

%% Studio Post-Filtraggio FIR e IIR
% Lettura dal file

% DATA 1
rawData1 = importdata('gradinoAmpio.txt');
[unused,name] = fileparts('gradinoAmpio.txt');
newData1.(genvarname(name)) = rawData1;

% DATA 2

```

```
rawData2 = importdata('gradinoPiccolo.txt');
[unused,name] = fileparts('gradinoPiccolo.txt');
newData2.(genvarname(name)) = rawData2;

%% Elaborazione
Data1 = rawData1(897:1346,1) - mean(rawData1(300:800,1));
Data2 = rawData2(862:1311,1) - mean(rawData2(300:800,1));

%% Filtraggio FIR
% Finestratura a rettangolo
FIRMediaMobile_A = filter(cr,1,Data1);
FIRMediaMobile_P = filter(cr,1,Data2);

% Finestratura FIRHanning
FIRHanning_A = filter(ch,1,Data1);
FIRHanning_P = filter(ch,1,Data2);

%% Filtraggio IIR
% Filtro discreto RC
IIR_RC_A = filter(b,a,Data1);
IIR_RC_P = filter(b,a,Data2);

hold off;
figure(2);
hold on;
SUBPLOT(2,1,1);
hold on;
plot(Data1(:,1),'DisplayName','Gradino Ampio');
plot(FIRMediaMobile_A,'r','DisplayName','FIRMediaMobile_A');
plot(FIRHanning_A,'k','DisplayName','FIR Hanning_A');
plot(IIR_RC_A,'g','DisplayName','IIR RC_A');
hold off;

SUBPLOT(2,1,2);
hold on;
plot(Data2(:,1),'DisplayName','Gradino Piccolo');
plot(FIRMediaMobile_P,'r','DisplayName','FIRMediaMobile_P');
plot(FIRHanning_P,'k','DisplayName','FIR Hanning_P');
plot(IIR_RC_P,'g','DisplayName','IIR RC_P');
hold off;
```

Listato 4: accesso ai valori della libreria FTL.

```
FtlS_astcAllSensors[#key].u16TouchStrength;
FtlS_astcAllSensors[#key].u16Baseline;
FtlS_astcAllSensors[#key].u16RawValue;
```

Listato 5: Funzioni della libreria FTL.

Le funzioni software preposte per l'implementazione della libreria nel programma con un solo pulsante; si possono distinguere in cinque parti:

- Taratura sistema presente nel `ftl_cfg.c`, per ogni canale dell'ADC utilizzato si imposta:

```
- { #canale_ADC, Soglia_di_calibrazione, 65000,
    Soglia_di_rilevazione, Soglia_isteresi_rilevazione }
, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 };
```

- Configurazione del sensore complesso nel file `ftl_toc.c`
- Calibrazione iniziale del riferimento da eseguire nella fase di `init` del programma

```
- FtlR_InitializeHw(0x0f, 0x04);
  FtlC_BtnPrepareForUpdate(&g_tocEntry_0_Button);
```

- Aggiornamento stato pulsanti da eseguire ciclicamente su una base tempi di *5ms*

```
- // Misura del RawValue
  FtlC_BtnUpdateInput(&g_tocEntry_0_Button);
  // Elaborazione, calcolo dello stato del pulsante
  FtlC_BtnUpdateOutput(&g_tocEntry_0_Button, DeltaMsSample);
```

- Lettura dello stato del pulsante complesso

```
- g_tocEntry_0_Button.stcBtn.bIsTouched
```

Ritorna 1 o 0 a seconda dello stato del pulsante

Bibliografia

- [1] Giada Giorgi, dispense del corso di “Misure per l’Automazione e la Produzione Industriale”, A.A. 2009/2010
- [2] Dirk Fischer, “*Capacitive Touch Sensors*”, Fujitsu Microelectronics Europe GmbH , 2010
- [3] P. Mazzoldi, M. Nigro, C. Voci, “*Elementi di Fisica*”, EdiSES, 2005
- [4] B.-J. Moon, D.-Y. Jung, J.-W. Chung, C.-Y. Joung, J.-S. Hong, S.-J. Lee, Y.-H. Shin, “A Full-Digital Multi-Channel CMOS Capacitive Sensor”, SoC Research Center, ATLab Inc., Korea, IEEE 2006
- [5] Hal Philipp, “Charge Transfer Sensing”, 1997
- [6] “SK-F3431M3-100PMC-MB9BF516N” , Fujitsu Semiconductor Europe, 2010
- [7] Dirk Fischer, “Capacitive Touch Sensors”, Fujitsu Microelectronics Europe GmbH, 2010
- [8] Application Note, “FM3Touch Library Manual”, Fujitsu Semiconductor Europe, 2012
- [9] Application Note, “PCB and Layout Guidelines for Touch Sensor Controller”, Fujitsu Semiconductor Europe, 2009
- [10] Christian Harders, “Warum Touch nicht gleich Touch ist”, www.EL-info.de, 01-2013
- [11] DataSheet, AT42QT2100, Atmel, 2011
- [12] Application Note, “ANKD02: Secrets of a Successful QTouch Design”, Quantum, 2005
- [13] Application Note, “AT02259: QTouch Schematic and Layout Checklist”, Atmel, 2013
- [14] Application Note, “QTAN0079: Sensor Design Guide”, Atmel, 2011

- [15] Application Note, “QTAN0015A: Power Supply Considerations”, Atmel, 2008
- [16] Application Note, “QTAN0017: Effects of External Noise on QT ICs”, Atmel, 2008
- [17] Application Note, “AN2970: Principles of capacitive touch and proximity sensing technology”, ST, 2009
- [18] Application Note, “AN2869: Guidelines for designing touch sensing applications ”, ST, 2012
- [19] Application Note, “AN3150: Guidelines to optimize proximity detection”, ST, 2013
- [20] Application Note, “AN4038: Guidelines to optimize proximity detection”, ST, 2012
- [21] Burke Davison , “AN1334: Techniques for Robust Touch Sensing Design”, Microchip Technology Inc., 2010
- [22] Mihnea Rosu-Hamzescu, “AN1317: Conducted Noise Immunity Techniques for the CTMU ”, Microchip Technology Inc., 2010
- [23] User manual, “E1106 User Manual”, Quantum, 2007
- [24] Application Note, “Getting Started with CapSense” ,Cypress Semiconductor, 2010 - 2013
- [25] Larry K. Baxter, “Capacitive Sensor, Design and Applications”,IEEE PRESS ,1997
- [26] Data Sheet, “Humidity sensor 2322 691 90001”, Philips Components, 1996
- [27] Zack Albus , “PCB-Based Capacitive Touch Sensing With MSP430”, Texas Instruments, 2007
- [28] Risorsa Web, “www.ens.di.unimi.it/dispensa/cap8.pdf”
- [29] Risorsa Web, “[http://playground.arduino.cc /Main/CapacitiveSensor?from=Main.CapSense](http://playground.arduino.cc/Main/CapacitiveSensor?from=Main.CapSense)”
- [30] Risorsa Web, “http://en.wikipedia.org/wiki/Ceramic_capacitor”

Ringraziamenti

Questa tesi è dedicata alla mia famiglia che mi ha permesso di realizzare questo importante traguardo. Oltre al supporto materiale, mi è stata data sempre la possibilità di percorrere la strada desiderata e la libertà necessaria per completare gli studi nel migliore dei modi.

Un sentito ringraziamento per la realizzazione di questa tesi va alla Ch.ma Prof.ssa Giada Giorgi per gli stimoli forniti nello studio teorico del sistema di misura. Un prezioso e sostanzioso aiuto mi è stato dato dall'Ing. Andrea Girardi e dall'Ing. Dario Cameran nel farmi porre le giuste domande nello studio del sistema elettronico.

Infine vorrei ringraziare tutte le persone che mi sono state vicine e che mi hanno supportato in un modo o nell'altro nel percorso universitario. Ho avuto modo di percorrere un interessante e stimolante percorso di studi e di vita.