



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN

BIOINGEGNERIA

CLASSE LM-21

Tesi di Laurea

Schermatura di un dispositivo per la rilevazione della temperatura, da usarsi con il dispositivo RQM Vesalius

Relatore
Prof. Alfredo Ruggeri

Laureando
Viviana Bassan

Correlatore
Ing. Alessandro Pozzato

23 Aprile 2013
Anno Accademico 2012/2013

“Když je společnost bohatá, lidé nemusí pracovat rukama a věnují se duševní činnosti.

Je čím dál více universit a čím dál více studentů. Aby mohli studenti absolvovat, musí si vymyslet témata diplomních prací. Témat je nekonečné množství, protože o všem na světě je možno napsat pojednání. Popsané listy papíru se vrší do archívů, které jsou smutnější než hřbitov, protože do nich nikdo nevstoupí ani na Svátek mrtvých. Kultura zaniká v množství produkce, v lavině písmen, v šílenství kvantity.

To je důvod, proč ti říkám, že jedna zakázaná kniha ve tvé bývalé vlasti znamená nekonečně víc než miliardy slov, které chrlí naše university.”

“Youth can not know how age thinks and feels, but old men are guilty, if they forget what it was to be young.”

Sommario

Introduzione	9
La termoregolazione.....	10
1. Termocoppia	13
1.1. Effetto Seebeck.....	13
1.2. Effetto Petelie.....	15
1.3. Effetto Thomson.....	16
1.4. Leggi e proprietà delle termocoppie.....	17
1.5. Metodologie di misura.....	20
1.6. Tipologie di termocoppie.....	23
1.7. Principali errori di misura.....	25
2. Compatibilità Elettromagnetica	27
2.1. Introduzione alla compatibilità EM.....	27
2.2. Normative Europee.....	28
2.3. Marcatura CE.....	30
2.4. Misure ECM.....	31
2.5. Fenomeni EMI (Electromagnetic Interference).....	32
2.6. Diafonia.....	35
2.6.1. Diafonia: Impedenza di modo comune.....	36
2.6.2. Diafonia: Accoppiamento capacitivo.....	38
2.6.3. Comportamento dello schermo nei confronti dell'accoppiamento capacitivo.....	40
2.6.4. Diafonia: Accoppiamento Induttivo.....	42
2.6.5. Interventi sull'area.....	45
2.6.6. Interventi sull'orientazione.....	47
2.6.7. Comportamento dello schermo nei confronti dell'accoppiamento induttivo.....	48
2.6.8. Conclusioni: schermatura di campi magnetici.....	51
2.7. Corrente di modo comune.....	53
2.7.1. Componente di modo differenziale.....	54
2.7.2. Componente di modo comune.....	56
2.7.3. Riduzione delle correnti di modo comune.....	57
2.8. Tecniche di grounding.....	58

2.8.1.	Floating grounding.....	60
2.8.2.	Multiple point grounding.....	60
2.8.3.	Single point grounding.....	61
2.8.4.	Distributed single point grounding.....	62
2.9.	Schermatura.....	62
2.9.1.	Efficacia di schermatura: sorgenti di campo lontano.	64
	Comportamento dello schermo nei confronti del campo elettrico.....	64
2.9.2.	Comportamento dello schermo nei confronti del campo magnetico.	66
2.9.3.	Perdite per attenuazione.....	67
2.9.4.	Analisi in frequenza dell'efficienza di schermatura.	68
2.9.5.	Efficacia di schermatura: sorgenti di campo vicino.	70
2.9.6.	Tipo di materiale dello schermo.....	73
2.9.7.	Effetto delle aperture.	74
3.	Dispositivo di lettura di termocoppie.	77
3.1.	Realizzazione del dispositivo.....	78
3.1.1.	MAX6675.....	78
3.1.2.	PIC16F887.....	81
3.1.3.	Gli altri componenti.....	82
3.1.4.	Sviluppo del progetto: prima realizzazione.....	83
3.1.5.	Sviluppo del progetto: seconda realizzazione.	89
3.1.6.	Modifica del filtro in ingresso al dispositivo.....	94
3.1.7.	Filtro di rete.	109
3.1.8.	Schermatura.....	110
3.1.9.	Cavo di estensione per la sonda a termocoppie.....	112
3.2.	Realizzazione finale.....	114
3.3.	Conclusioni.....	120
	Bibliografia.	121

Introduzione.

Il lavoro che mi appresto ad illustrare in questa tesi riguarda, come suggerito dal titolo stesso, la schermatura di un dispositivo di lettura della temperatura mediante l'impiego di tre termocoppie.

Nella fattispecie, il fine principale di tale progetto riguarda la realizzazione di cateteri per ablazione cardiaca e di sonde passive per urologia, in entrambi i casi da utilizzare assieme al dispositivo RQM *Vesalius*. Quest'ultimo è un dispositivo medico impiegato in sala operatoria, come sostitutivo al bisturi classico, per effettuare oltre al taglio dei tessuti, anche il coagulo di vasi sanguigni di entità medio-piccola. Consiste in un generatore a radiofrequenza operante in uno spettro di frequenza che va dai 4 ai 16 Mhz. In particolare, questa tecnologia basata sulla Risonanza Quantica Molecolare, consente il trasferimento di energia ai tessuti, attraverso onde di elettroni ad altissima frequenza, caratterizzate da un'onda fondamentale di 4 MHz modulata da altre onde di ampiezza decrescente. Tali campi elettrici oscillanti consentono la cessione al tessuto di quanti di energia, veicolati dagli elettroni, provocando come diretta conseguenza la rottura dei legami molecolari delle cellule senza però causare un incremento di energia cinetica e di temperatura significativo. La rottura di tali legami avviene attraverso una loro iniziale induzione alla risonanza, ed un successivo minimo incremento di temperatura per ottenere la rottura vera e propria.

La necessità di uno studio sulla schermatura del dispositivo di rilevazione della temperatura è quindi sorta a causa delle elevate interferenze di natura elettromagnetica determinate dall'impiego contemporaneo del dispositivo *Vesalius*.

Le termocoppie, difatti, forniscono un segnale utile molto basso, nell'ordine dei mV, e l'utilizzo parallelo di un bisturi a risonanza funzionante a frequenze così alte implica un disturbo notevole, che non può di certo essere ignorato né tantomeno essere considerato trascurabile. Le interferenze indotte dal *Vesalius* infatti sono tali per cui, senza un opportuno intervento di schermatura, risulterebbe impossibile la misura di un corretto valore di temperatura.

Tengo comunque a specificare l'impiego al quale il dispositivo sarà destinato. Esso verrà adoperato in sala operatoria in interventi delicati riguardanti l'ambito cardiaco ed urologico, per monitorare la temperatura effettiva dei tessuti durante le operazioni chirurgiche.

È noto invero come le cellule possono essere soggette a necrosi (morte passiva accompagnata da evidenti alterazioni morfologiche) in risposta ad eventi traumatici, di shock o lesivi.

Lo shock termico, difatti, subentra nel momento in cui la temperatura supera una specifica soglia, in corrispondenza della quale la denaturalizzazione delle proteine induce necrosi cellulare.

La termoregolazione.

Le cellule risultano essere sensibili al calore ed alle variazioni di temperature, e la loro risposta dipende prevalentemente dalla durata del mutamento di temperatura e dalla sua stessa entità. Ad esempio, un incremento di temperatura superiore ai 42/42,5°C può arrecare un danno alle cellule anche se la durata risulta essere di pochi minuti.

L'organismo stesso è dotato di specifici meccanismi di *termoregolazione* attraverso i quali esso governa le proprie funzioni. Basti pensare al naturale incremento della temperatura corporea che si verifica in corrispondenza di stati febbrili, oppure ad uno dei cinque stadi dell'inflammazione (calore, turgore, gonfiore, rossore, dolore). Il controllo della temperatura assume dunque per il corpo un'importanza notevole, ed eventuali variazioni al di fuori del comune range, possono indurre conseguenze spesso anche gravi.

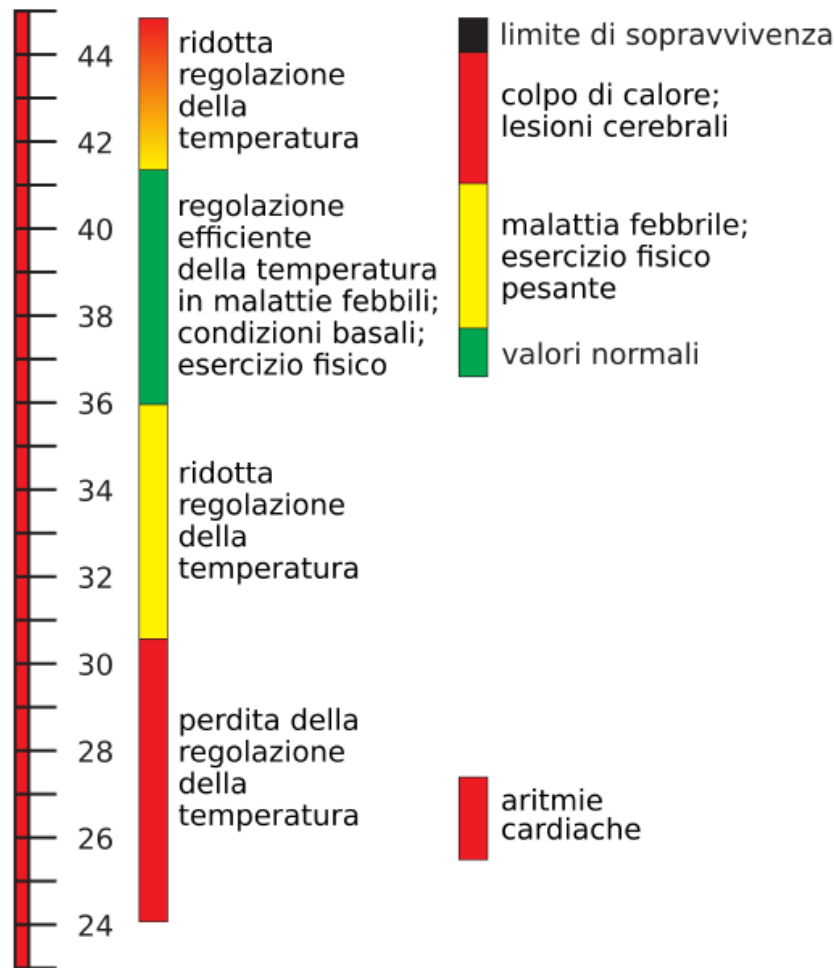
La termoregolazione rappresenta dunque un meccanismo fisiologico attraverso il quale l'organismo mantiene la temperatura interna del corpo entro un intervallo specifico, il quale, in condizioni di normalità, si aggira intorno ai 37°C. Anche una temperatura corporea che va dai 35,5 ai 40 °C non comporta danni rilevanti, e si possono verificare oscillazioni entro questo range a causa di attività sportiva, stress, età, digestione, variazione della temperatura ambientale, etc.

In particolare, la temperatura ambientale ottimale, la cosiddetta *zona termica neutra*, è quella in corrispondenza della quale è mantenuta la temperatura corporea ideale con il calore prodotto dal metabolismo basale. Tale zona neutra si aggira nell'intorno dei 29°C, nel caso di un individuo svestito.

La termoregolazione è attuata dall'organismo automaticamente, ed è basata sull'equilibrio dei fenomeni di dispersione e produzione di calore.

La temperatura all'interno del corpo, inoltre non è costante: si ha un gradiente termico tra la zona calda interna (il nucleo, comprendente torace, addome e testa) ed la zona fredda esterna (involucro). Tale gradiente di temperatura è supportato dal sistema vascolare, il quale non è dotato della funzione di produzione del calore, bensì al contrario esso funge da veicolo per il calore, permettendone il trasporto.

Per variazioni di entità limitata (1-2°C) si riscontra un incremento del flusso ematico volto a facilitare la dispersione del calore, assieme ad un aumento della velocità delle reazioni chimiche, in modo tale che l'organismo risulti più reattivo nei confronti di eventuali elementi patogeni.



Il corpo non può sopportare ogni genere di temperatura, esiste difatti una soglia oltre alla quale si verificano risposte tessutali irreversibili (al di sopra dei 45-50°C), com'è possibile vedere nella tabella 0.1.

Com'è possibile osservare dalla tabella, fino ai 45-50°C non si verificano danni permanenti al tessuto biologico, mentre già al di sopra dei 50°C si possono osservare fenomeni di coagulazione, al di sopra dei 100°C di essiccazione ed al di sopra carbonizzazione.

Il danno termico dipende però anche da un ulteriore fattore, oltre a quello di temperatura, ossia la *durata dell'esposizione* alla fonte di calore. È difatti possibile avere danni ingenti anche nel caso in cui il tessuto sia esposto per un lungo periodo a temperature medio-basse. È per questo motivo che si è realizzato un dispositivo di monitoraggio della temperatura in ambito chirurgico: per monitorare la temperatura corporea locale durante l'impiego del bisturi a risonanza, in modo tale da ridurre il più possibile il rischio di danno termico sulla zona d'interesse.

Come la logica suggerisce, ci sono degli indiscussi vantaggi nell'aver una minor quantità di tessuto danneggiato, a partire dalla riduzione dei tempi di guarigione del paziente e dalla riduzione delle complicazioni (come le infezioni), alla riduzione del dolore post-operatorio ed il contenimento del tessuto cicatriziale qualora si operi tessuto cutaneo.

Tabella 0.1.

Temperatura	Risposta tessutale
$T < 48^{\circ}\text{C}$	Aumento della perfusione sanguigna a causa della vasodilatazione.
48°C	Depolarizzazione cellulare. Formazione di un flusso di ioni entrante nella cellula dovuto ad un aumento della fluidità cellulare ed alla formazione di pori sulla membrana cellulare.
$48^{\circ}\text{C} < T < 50^{\circ}\text{C}$	Inattività delle pompe ioniche trans membrana. Possibile morte cellulare.
$50^{\circ}\text{C} < T < 65^{\circ}\text{C}$	Formazione del coagulo.
$65^{\circ}\text{C} < T < 90^{\circ}\text{C}$	Denaturazione proteica irreversibile. Decomposizione delle strutture proteiche molecolari e delle fibre di collagene che provocano la contrazione del tessuto.
$90^{\circ}\text{C} < T < 100^{\circ}\text{C}$	Evaporazione dell'acqua contenuta nel tessuto e sua conseguente essiccazione.
$T > 100^{\circ}\text{C}$	Una volta superato il punto d'ebollizione dell'acqua si verifica l'esplosione cellulare.
$T > 150^{\circ}\text{C}$	Carbonizzazione del tessuto.

Quindi, riassumendo, il progetto illustrato in questo lavoro di tesi si pone come obiettivo principale la schermatura di un dispositivo a termocoppie di monitoraggio della temperatura, il cui fine è quello di verificare che il tessuto biologico non superi i 50°C , temperatura oltre la quale si verificano danni spesso irreversibili.

Si illustreranno inizialmente le proprietà insite delle termocoppie, in modo tale da comprenderne appieno le problematiche e le modalità di utilizzo, dopodiché sarà affrontato il macro argomento della compatibilità elettromagnetica, sviluppandone le tematiche principali e le modalità di applicazione.

1. Termocoppia.

La termocoppia è un trasduttore attivo di temperatura, il cui funzionamento è determinato dall'effetto termoelettrico. In base ad esso, qualora vi sia una differenza di temperatura tra due generici punti di un conduttore, si ha la complementare formazione di una differenza di potenziale tra essi.

Le termocoppie dunque rappresentano dei sensori di temperatura molto semplici, e sono formate da due fili conduttori di materiale diverso ma omogeneo, legati alle estremità.

In particolare l'effetto termoelettrico è prodotto dalla sovrapposizione di tre separati effetti, l'effetto Seebeck, Thomson e Peltier.

1.1. Effetto Seebeck.

È noto che i solidi conduttori come i metalli contengono al proprio interno concentrazioni elevate di elettroni mobili, detti di valenza, la cui mobilità è dovuta all'assenza di un loro legame agli atomi del reticolo metallico. Essi possono essere interpretati come una sorta di nuvola, capace di muoversi da un atomo all'altro entro il volume del metallo. A seconda del tipo di metallo, in particolare, si hanno concentrazioni caratteristiche degli elettroni di conduzione.

In genere ogni atomo appartenente alla struttura metallica, fornisce a questa nube di elettroni uno o due elettroni di valenza, mentre gli altri elettroni rimangono confinati agli atomi stessi. Nel momento in cui un atomo fornisce un elettrone di valenza, esso diviene uno ione metallico di carica positiva, e mantiene comunque fissa la propria posizione all'interno del reticolo cristallino che compone il solido. Tali ioni positivi, data la fissità e l'impossibilità al moto, non contribuiscono alla conduzione elettrica, la quale è al contrario affidata alla mobilità della nube degli elettroni di valenza, grazie alla natura del legame metallico che li vincola tra loro.

Com'è ovvio, la percentuale di elettroni liberi è fortemente influenzata dalla temperatura, in quanto un suo incremento comporta un maggiore apporto di energia al materiale, ed implica una più agevole rottura dei legami atomici del reticolo cristallino, con conseguente liberazione di elettroni per la conduzione di elettricità.

La termocoppia, come detto poche righe addietro, è costituita dall'unione di due materiali metallici differenti, uniti alle estremità mediante saldatura. In tal modo si ottiene la continuità tra le strutture cristalline dei due materiali, e una conseguente diffusione degli elettroni attraverso la giunzione tra i metalli.

Quindi, qualora uno dei due conduttori presenti una concentrazione maggiore di elettroni liberi, essi tenderanno a muoversi verso la regione a concentrazione minore, provocando un incremento di ioni positivi nel reticolo di appartenenza, rimasti limitati all'interno del reticolo, con conseguente formazione di un campo elettrico tra ioni positivi non più bilanciati dai propri elettroni liberi, e gli elettroni defluiti nella zona a concentrazione minore.

La diffusione spontanea degli elettroni risulta quindi contrastata dal campo elettrico.

Si viene dunque a costituire una differenza di potenziale tra la regione a maggior concentrazione di elettroni (nella quale assume segno positivo) e la regione a concentrazione inferiore. È necessario comunque sottolineare come il fenomeno di passaggio degli elettroni si verifica in corrispondenza della saldatura, e di conseguenza anche il campo elettrico e la conseguente differenza di potenziale sono limitati in prossimità di tale regione.

L'incremento di temperatura implica come diretta conseguenza un aumento di elettroni diffusi, un campo elettrico di valore superiore, ed una differenza di potenziale tra i due materiali metallici differenti maggiore.

Suddetto fenomeno prende il nome di *Effetto Seebeck*, da Thomas Seebeck, il quale nel 1821 scoprì per l'appunto l'esistenza di un flusso di corrente continuo tra due fili conduttori di materiale metallico differente, uniti alle estremità e con diverse temperature alle estremità stesse.

Si formalizza quanto detto fin'ora.

Siano due conduttori A e B, diversi tra loro, omogenei, ed uniti alle estremità. Se i giunti sono mantenuti a temperature diverse $T_1 \neq T_2$, allora si manifesta nel circuito una forza elettromotrice, il cui legame con la differenza di temperatura è dato dalla legge:

$$E = \alpha_S \Delta T$$

con E differenza di potenziale alla giunzione, ed α_S coefficiente di Seebeck il cui valore dipende dalle caratteristiche fisiche della giunzione e dalla temperatura [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$].

In particolare, se le temperature dei due giunti sono uguali, non si genera alcuna forza elettromotrice, e se i due materiali metallici risultano uguali, allo stesso modo non si ha alcuna forza elettromotrice.

Il giunto a temperatura inferiore è detto *giunto freddo*, mentre quello a temperatura maggiore *giunto caldo*. Quest'ultimo costituisce il giunto attraverso il quale si effettua la misura, mentre al contrario il giunto freddo è in genere preso come riferimento.

Una misura precisa richiede dunque che il giunto freddo di riferimento sia mantenuto a temperatura costante, in modo tale che quest'ultima sia sempre nota. La difficoltà insita nell'impiego di tale metodologia di misura della temperatura si cela precisamente in tale frangente: il giunto freddo in genere si trova a lavorare a temperatura ambiente, e non sempre è possibile risalire con precisione assoluta al suo valore effettivo.

1.2. Effetto Peteliev.

L'effetto *Peteliev* fu scoperto da J. C. A. Peteliev nel 1834.

In base ad esso, dati due conduttori omogenei di materiale metallico diverso, uniti alle estremità, se vi è corrente tra di essi, allora si verifica uno *scambio di calore* tra i due giunti proporzionale alla corrente e diretto secondo il verso della corrente stessa.

La corrente quindi si dirige dal giunto caldo al giunto freddo.

Inoltre, se la corrente risulta forzata mediante un generatore esterno di tensione a circolare in verso opposto, ossia dal giunto freddo a quello caldo, allora si riscontra un passaggio di calore dal giunto freddo a quello caldo, e si ha una conversione dell'energia elettrica in energia termica.

Tale effetto non deve essere confuso con l'effetto Joule, il quale al contrario si manifesta a prescindere dal verso di percorrenza della corrente.

La quantità Q di calore scambiato per unità di tempo, ossia la potenza che è necessario scambiare ad una delle due giunzioni è:

$$P = \frac{dQ}{dT} = \pi_{AB}i = (\pi_B - \pi_A)i = (\pi_B - \pi_A) \frac{dq}{dt}$$

con P potenza scambiata con l'ambiente, i corrente, π_{AB} coefficiente relativo di Petelie il cui valore dipende dai singoli coefficienti Petelie dei due metalli, π_A e π_B . In altre parole il coefficiente di Petelie è il calore liberato dalla giunzione AB per ogni unità di corrente circolante da B ad A, e si ha:

$$\pi_{AB} = -\pi_{BA} [V]$$

ossia, se si inverte il verso della corrente, il coefficiente della coppia assume segno negativo. Esso rappresenta, in altre parole la quantità di calore trasportata da una singola carica.

Il valore di tale coefficiente dipende sia dal materiale che dalla temperatura, ma non dall'intensità della corrente e dalle caratteristiche geometriche del contatto.

1.3. Effetto Thomson.

L'effetto Thomson, invece, fu scoperto da W. Thompson nel 1854. Esso riguarda principalmente i singoli conduttori, e non le loro giunzioni: se in un conduttore si ha una differenza di temperatura ΔT ed una corrente circolante, e se il gradiente in questione risulta negativo rispetto alla spontanea direzione della corrente, allora il conduttore *cede calore* all'ambiente. Tale scambio di calore è supplementare a quello Joule, ed è funzione della corrente e del gradiente di temperatura.

Inoltre, se la corrente è forzata in verso opposto da un generatore di tensione esterno, allora si ottiene l'effetto contrario, ossia il conduttore assorbe calore dall'esterno.

La quantità Q di calore scambiato per unità di tempo è:

$$P = \frac{dQ}{dT} = \dot{Q} = q = i^2 r - i\sigma \frac{dT}{dx}$$

Con P potenza scambiata, i corrente, q flusso di calore per unità di volume, r resistività del conduttore, σ coefficiente di Thomson.

L'effetto Thomson quindi rappresenta un contributo che si va ad aggiungere alla resistenza Joule del materiale. Il coefficiente di Thomson ha unità di misura pari a $\left[\frac{Jm}{KA}\right]$.

È grazie a tale fenomeno che si osservano le deviazioni dal comportamento lineare nelle termocoppie.

È di notevole importanza non sottovalutare i due fenomeni sopracitati. Da essi è difatti possibile comprendere come un qualsivoglia scambio di calore tra i giunti e l'ambiente è una potenziale fonte di disturbo della misura. È per questo motivo che la necessità di minimizzare o addirittura annullare l'effetto Petelie e l'effetto Thomson, si mira ad azzerare le correnti sul circuito.

La forza elettromotrice generata in una termocoppia, dunque, è dovuta in parte dall'effetto Seebeck, ed in parte a tali effetti termoelettrici di disturbo:

$$E = \alpha_1(T_1 - T_2) + \alpha_2(T_1^2 - T_2^2)$$

La prima componente in particolare rappresenta l'apporto dell'effetto Seebeck, mentre il secondo è di fatto il rumore che si ha nella misura, dovuto alla sovrapposizione di diversi effetti.

Ad esempio, per la coppia di materiali rame e costantana, le costanti assumono rispettivamente i valori:

$$\alpha_1 = 37,5 \cdot 10^{-6} \text{ V}/^\circ\text{C}$$

$$\alpha_2 = 0,045 \cdot 10^{-6} \text{ V}/^\circ\text{C}$$

1.4. Leggi e proprietà delle termocoppie.

Per un corretto impiego delle termocoppie è necessario conoscere delle ulteriori proprietà discendenti dai fenomeni esposti.

1. *Legge dei circuiti omogenei.* La differenza di potenziale ai capi della termocoppia dipende dalla differenza di temperatura che si ha alle giunzioni, e non da temperature intermedie sulla lunghezza dei fili del circuito.

$$fem \propto (T_1 - T_2)$$

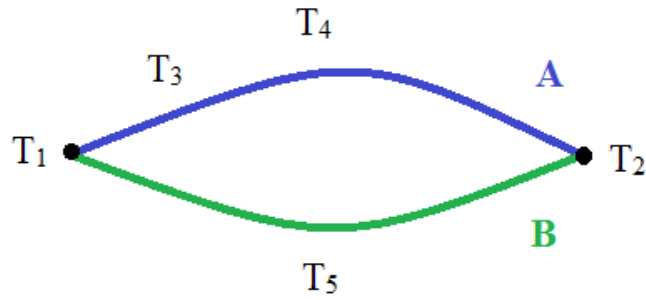


Figura 1.1.

2. *Legge dei metalli interposti.* Se le giunzioni ai capi del materiale C sono *isoterme*, ossia se sono alla stessa identica temperatura, allora l'introduzione del terzo metallo omogeneo C non modifica la differenza di potenziale.

Quindi a prescindere dalle temperature a cui è soggetto C anche fuori dalle giunzioni, vi è invarianza nella forza elettromotrice, ed è come se C non ci fosse.

$$fem \propto (T_1 - T_2)$$

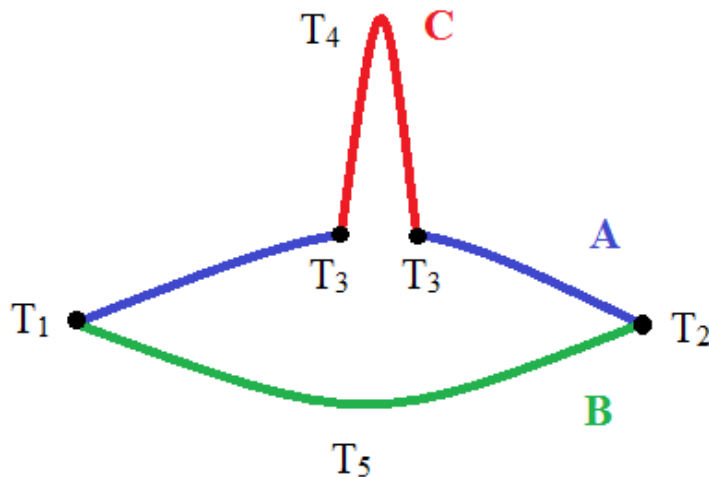


Figura 1.2.

3. Se un terzo materiale metallico omogeneo C è posto tra A e B in corrispondenza di una delle giunzioni, se le giunzioni AC ed AB sono isoterme, allora non si hanno variazioni nella forza elettromotrice.

Inoltre, la temperatura a cui è soggetto C al di fuori delle giunzioni AC ed AB non produce effetto sulla differenza di potenziale.

$$fem \propto (T_1 - T_2)$$

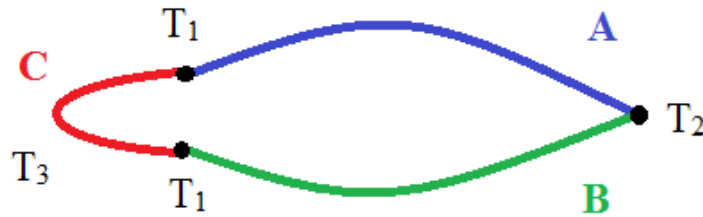


Figura 1.3.

Tale legge rende possibile di inserire effettuare la saldatura con un materiale diverso da quelli impiegati, o comunque di inserire in tal punto la restante parte del dispositivo di misura.

4. *Legge del materiale intermedio.* La somma delle differenze di potenziale di due differenti termocoppie A-C e B-C, poste alla stessa temperatura, è pari alla differenza di potenziale che si avrebbe su di un'unica termocoppia composta dai materiali metallici omogenei A e B.

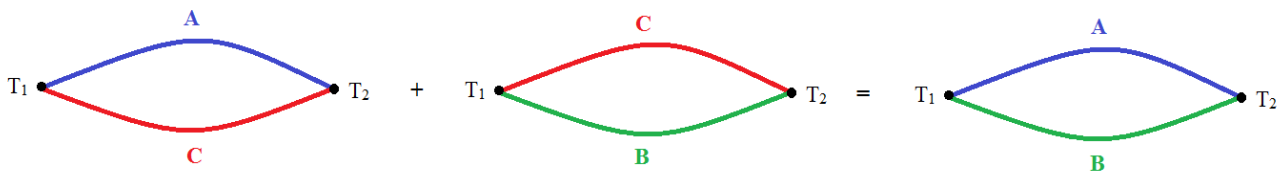


Figura 1.4.

5. *Legge della temperatura intermedia.* Si considerano due termocoppie costituite da metalli omogenei A e B, le cui giunzioni sono rispettivamente poste a temperatura T_1 e T_3 per la prima termocoppia, e T_3 e T_2 per la seconda termocoppia. Allora la somma delle due differenze di potenziale è pari alla differenza di potenziale che si avrebbe qualora si avesse un'unica termocoppia di materiali A e B, le cui giunzioni siano a T_1 e T_2 .

$$E_{T_1, T_3}^{A, B} + E_{T_3, T_2}^{A, B} = E_{T_1, T_2}^{A, B}$$

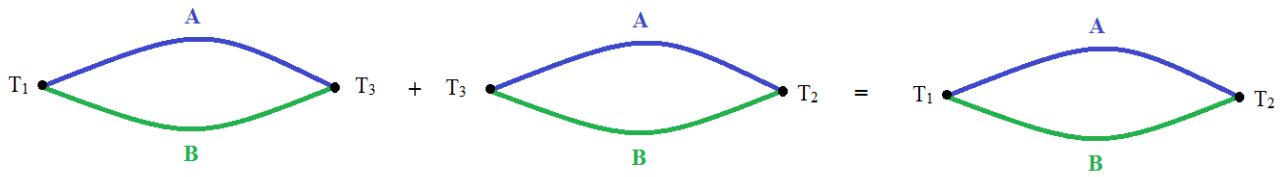


Figura 1.5.

Tale legge è importante, in quanto consente di impiegare correttamente una termocoppia anche senza avere il giunto di riferimento a 0°C . Si può difatti porre il giunto a temperatura ambiente nota T_A , e la temperatura da misurare T si ricava di conseguenza da:

$$E_{T_0, T}^{A, B} = E_{T_0, T_A}^{A, B} + E_{T_A, T}^{A, B}$$

Le case produttrici di termocoppie, difatti, rendono disponibili i valori delle tensioni prodotte a diverse temperature delle varie tipologie di termocoppie. In particolare è sempre indicato il riferimento a temperatura di 0°C .

1.5. Metodologie di misura.

La misura della forza elettromotrice prodotta da una termocoppia è realizzata o con la misura della corrente circolante, o con soluzioni elettroniche, come nel caso in esame.

Si tiene a precisare comunque come il comportamento delle termocoppie *non* sia *lineare*. La tensione che si osserva, difatti è lineare solo per variazioni di temperatura piccole. Il coefficiente di Seebeck stesso è inoltre non costante, dipendendo dalla natura dei metalli e dalla temperatura.

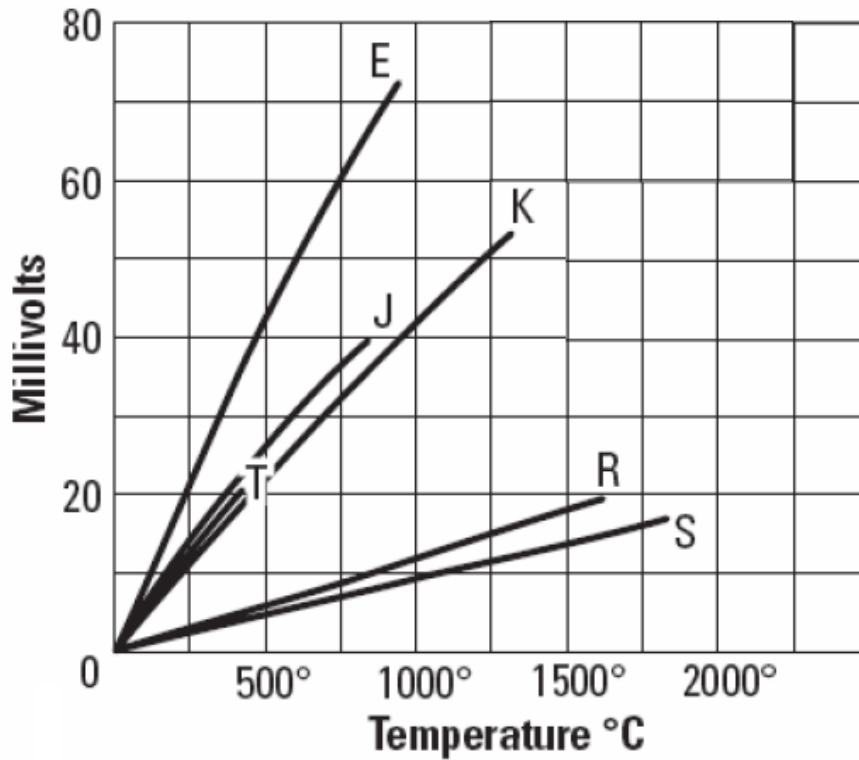


Figura 1.6. Curva caratteristica delle termocoppie.

La linearizzazione della misura è comunque resa possibile da apposite tabelle o dall'impiego di polinomi interpolanti, il cui ordine è connesso al range di temperatura al quale si sta effettuando la misura.

Se si indica la curva non lineare con $\theta = f(V)$, il polinomio interpolatore da risolvere, per ricavare il valore corretto di tensione V in uscita dalla termocoppia, è del tipo

$$\theta = \alpha_0 + \alpha_1 V + \alpha_2 V^2 + \dots$$

L'ordine dell'equazione dipende, in particolare, dal tipo di termocoppia e dai suoi coefficienti, i quali sono ricavati per via empirica.

Se l'intervallo di misura è ristretto, invece, si ricorre al metodo di linearizzazione della curva.

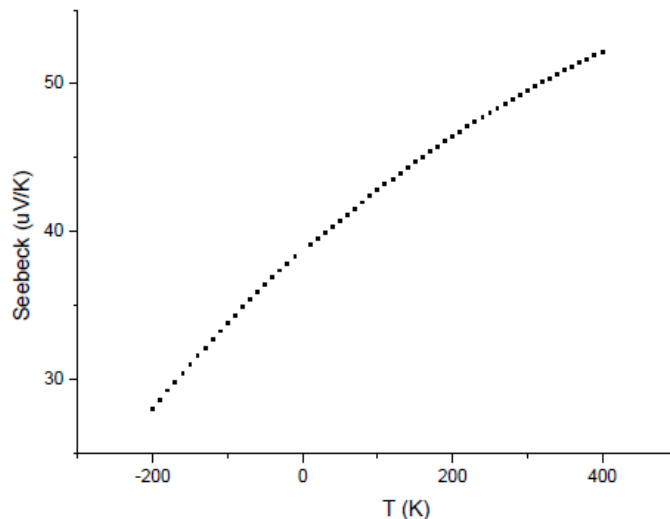


Figura 1.7. Coefficiente di Seebeck della termocoppia di tipo T ottenuto con gli sviluppi polinomiali. Riferimento al giunto freddo impostato a 0°C .

In ogni caso diviene necessario avere delle ulteriori accortezze: le metodologie di cui sopra prendono come riferimento il giunto freddo ad una temperatura di 0°C . Qualora esso sia ad una temperatura diversa, quindi, si deve attuare la cosiddetta *compensazione del giunto freddo*, ossia è necessario porre in essere una serie di operazioni, in modo tale da ricavare una corretta misura di temperatura.

L'impiego industriale delle termocoppie difatti non è tale da consentire il mantenimento della giunzione fredda a 0°C mediante un bagno di acqua e ghiaccio. Si prende quindi come riferimento la temperatura T_A ambientale, la quale comunque deve essere opportunamente misurata e per la legge delle temperature successive, dovrà essere sommata a quella indicata dal dispositivo in modo tale da ricavare la temperatura del giunto caldo. Tale correzione può in ogni caso essere effettuata in maniera automatica dal circuito nella fase di lettura stessa.

È inoltre possibile ricorrere a dei cavi di collegamento al dispositivo di misura differenti rispetto a quelli della termocoppia, per ottenere una riduzione dei costi di realizzazione. Tali cavi prendono il nome di *cavi di compensazione* o *prolungamento* per termocoppie, e sono tali da avere caratteristiche termoelettriche simili a quelle dei materiali metallici impiegati nella termocoppia stessa.

I materiali scelti nella realizzazione di tale tipologia di cavi sono quindi tali da fornire una forza elettromotrice di contatto al giunto di riferimento pressoché uguale a quella che si sarebbe prodotta

dai fili della termocoppia. In tal modo le forze elettromotrici presenti nei giunti di collegamento possono essere considerate trascurabili, purché ovviamente siano mantenuti isotermi.

Il vantaggio non è solo quello di ottenere dei costi finali inferiori, ma è anche quello di poter disporre di cavi più idonei al collegamento elettrico della termocoppia al dispositivo. L'unica questione da considerare in tale circostanza è quella di porre del dovute attenzioni ai giunti, perché essi si trovano in una posizione prossima a quella della fonte di calore, e si possono indurre delle conseguenti variazioni nella misura.

1.6. Tipologie di termocoppie.

1. Tipo T – Rame/Costantana.

Per temperature superiori ai 200°C, questa tipologia di termocoppie tende ad assumere un comportamento fortemente non lineare, a causa della facilità di ossidazione del rame in questo range di temperatura. Hanno tuttavia l'elevato vantaggio di essere resistenti alla corrosione in ambienti ad alta concentrazione di umidità.

Sono le termocoppie prevalentemente impiegate entro i 370°C, e spesso sono preferite in alternativa a quelle in Platino perché consentono un grado di incertezza nell'ordine di $\pm 1^\circ\text{C}$. Essa è l'unica tipologia di termocoppia che garantisce misure anche sotto i 0°C, ed inoltre, a dispetto dei bassi costi, è dotata di un potere termoelettrico elevato.

2. Tipo J – Ferro / Costantana.

Per temperature superiori ai 540°C possiedono un elevato coefficiente di Seebeck. Data però la tendenza del ferro ad ossidare, per temperature così elevate devono essere impiegate in ambiente privo di ossigeno.

3. Tipo K - Nickel-Cromo / Nickel-Alluminio.

Tra le termocoppie più impiegate a temperature superiori ai 550°C, grazie alla loro resistenza agli ambienti ossidanti. Sono dotate di un coefficiente di Seebeck di $40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ pressoché costante entro il range operativo, ed inoltre sono più sensibili rispetto alle termocoppie di tipo S ed R, anch'esse dotate di un coefficiente costante.

4. Tipo S – Platino / Platino rodiato 10%.

Sono termocoppie dotate di un'elevata precisione, come tutte quelle costituite da metalli nobili, soprattutto al di sopra dei 500°C. Anche fino ai 0°C, questa tipologia di termocoppie riesce a garantire un'incertezza al di sotto dei $\pm 1,5^\circ\text{C}$.

Dato il basso potere termoelettrico, ne è generalmente sconsigliato l'utilizzo a bassi valori di temperatura. Sono difatti impiegate in atmosfere inerti od ossidanti (grazie alla loro inerzia chimica) ed ad alte temperature, alle quali risultano essere molto stabili.

Presentano come principale svantaggio il costo elevato, come tutte le tipologie di termocoppie costituite da metalli nobili.

5. Tipo R – Platino / Platino Rodiato 13%.

Tipologia di termocoppie simile a quella di tipo S, ormai di poco impiego e pressoché in disuso a causa dell'inadeguatezza degli attuali sistemi di misura verso cavi con platino molto puro.

6. Tipo B – Platino Rodiato 30% / Platino Rodiato 6%.

Termocoppie dotate di caratteristiche simili a quelle di tipo S ed R, sono spesso usate per temperature concretamente elevate (1700°C), indicate anche per operare in ambienti sottovuoto.

Tabella 1.1.

Termocoppia	Tipo	Elemento positivo	Elemento negativo	Temperatura massima di utilizzo [°C]	Atmosfera consigliata
Cu/Costante	T	Cu	Costante (55% Cu + 45% Ni)	370	Ossidante, riducente, inerte, vuoto
Fe/Costante	J	Fe	Costante (55% Cu + 45% Ni)	750	Ossidante, riducente, inerte, vuoto
Nichel-Cromo/ Nickel-Alluminio	K	Nichel-Cromo (90% Ni + 10% Cr)	Nichel-Alluminio (95% Ni + 2% Al + 2% Mn)	1250	Ossidante, inerte
Pt + 10 Rh/Pt	S	90% Pt + 10% Rh	Pt	1500	Ossidante
Pt + 13 Rh/Pt	R	87% Pt + 13% Rh	Pt	1500	Ossidante
Pt + 30 Rh/Pt + 6 Rh	B	70% Pt + 30% Rh	94% Pt + 6% Rh	1700	Ossidante

1.7. Principali errori di misura.

La principale causa di errore in cui si può incappare nell'impiego di termocoppie, riguarda il collegamento della stessa al dispositivo di misura mediante un cavo non idoneo.

Le termocoppie tutto sommato consentono una consona trasmissione del segnale, purché si allunghino opportunamente i cavi della termocoppia. Come sottolineato in precedenza, dato l'elevato costo dei fili della termocoppia, si ricorre a cavi di compensazione o di prolungamento nei dintorni della zona di misura, mentre per il collegamento al sistema di misura ci si può avvalere di normali cavi di rame.

In questo caso però bisogna fare attenzione: il giunto freddo non è più posizionato all'ingresso dello strumento, ossia in corrispondenza dei morsetti di collegamento, bensì nei punti di collegamento al cavo di rame! La problematica principale difatti è insita nella difficoltà di conoscere la corretta temperatura del giunto di riferimento, la quale può non essere di facile individuazione, soprattutto in ambito industriale. Spesso è dunque consigliato di impiegare dei cavi di compensazione al posto di quelli in rame, i quali, grazie alle proprietà simili a quelle della termocoppia, consentono di trasmettere la forza elettromotrice senza dar luogo a disturbi rilevanti alle giunzioni. Tali fili sono costituiti da leghe per termocoppie, appositamente realizzate in modo tale da possedere delle caratteristiche termoelettriche simili a quelle della tipologia di appartenenza della termocoppia stessa.

Tale ripiego non rappresenta in ogni modo la soluzione ottimale, è piuttosto un compromesso tra i costi e la qualità della misura. Il cavo di compensazione, come pure il tipo di schermatura e di rivestimento del cavo vanno inoltre scelti in base alla tipologia di termocoppia in utilizzo ed all'ambiente in cui si vuole operare.

I cavi di compensazione e di estensione, inoltre, sono dotati di una colorazione specifica, indicata da standard europei ed internazionali, in modo tale da evitare l'inversione di polarità nel collegamento. È comunque opportuno cercare di realizzare meno giunzioni possibili nei collegamenti tra le termocoppie ed il dispositivo, poiché ogni singola giunzione non fa altro che introdurre disturbi ulteriori al segnale.

Un altro aspetto da tenere in considerazione riguarda la possibile introduzione di forze elettromotrici parassite qualora il giunto di misura sia posto a massa. È quindi consigliato porre

attenzione a tale questione, perché, essendo il segnale molto piccolo, ossia nell'ordine dei mV, una variazione anche contenuta può indurre disturbi significativi nella misura finale.

2. Compatibilità Elettromagnetica.

2.1. Introduzione alla compatibilità EM

La compatibilità elettromagnetica studia i differenti fenomeni elettromagnetici che si instaurano tra apparecchiature, dispositivi, sistemi elettrici ed elettronici. Ogni singolo apparecchio (elettrico ed elettronico) difatti, contenendo al proprio interno correnti e tensioni, è potenzialmente in grado sia di disturbare l'ambiente esterno, che di risentire dei disturbi da esso provenienti. I disturbi elettromagnetici, quindi, sono principalmente distinti in due macrocategorie, e la progettazione di un dispositivo deve quindi analizzare principalmente due aspetti, quello relativo all'**emissione** e quello di **immunità**.

Nella fase di progettazione di un dispositivo è dunque di fondamentale importanza una corretta analisi preventiva dei possibili disturbi ECM, ormai non più trascurabili a causa del notevole incremento di apparecchiatura elettronica in quasi ogni ambiente. La rapida crescita tecnologica difatti ha avuto come conseguenza significativa l'ampia diffusione di dispositivi elettronici, via, via sempre più veloci nel funzionamento, miniaturizzati, e suscettibili, in virtù delle basse tensioni di alimentazione. In risposta a tale tendenza sempre più predominante, anche le normative comunitarie ed internazionali son divenute più severe, come ad esempio la marcatura CE, col fine di regolarne l'impatto ambientale in maniera più rigorosa, e di salvaguardare la salute dell'uomo.

Entrambi i disturbi di emissione ed immunità possono essere trasferiti mediante correnti, tensioni, come pure tramite campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici.

Nel caso di trasmissione di disturbi tramite correnti e tensioni, si parla di propagazione di interferenze di tipo **condotto**. In genere questa tipologia di propagazione avviene attraverso i cavi di alimentazione, di grounding (del sistema di massa), o di comunicazione.

La propagazione di disturbi dovuti ai campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici, invece, è detta di tipo **irradiato**. Tale tipologia avviene tramite l'aria, e risponde alle leggi fisiche che governano l'elettromagnetismo.

Senza entrare nel dettaglio, le Normative Europee impongono, per quanto concerne l'emissione di disturbi EM, che l'apparecchio od il dispositivo disturbante abbia un'emissione contenuta entro

opportuni limiti, tali da garantire la corretta funzionalità dei dispositivi disturbati, e viceversa. L'apparecchio, inoltre, deve essere immune ai disturbi provenienti dall'esterno, ossia deve essere in grado di operare secondo il proprio fine anche in presenza di sollecitazioni esterne.

Vi sono anche due ulteriori aspetti da considerare nelle problematiche di compatibilità EM: l'**autocompatibilità EM** e la **compatibilità EM ambientale**.

L'autocompatibilità EM è riferita ai disturbi ed alle interferenze EM tra componenti interne al dispositivo. Le normative non si pronunciano in merito, in quanto tale tipologia di disturbi tende a compromettere il funzionamento stesso dell'apparecchio, ed è lasciato al costruttore operare tutta una serie di accortezze col fine di garantire un'ottima funzionalità del dispositivo.

La compatibilità EM ambientale invece studia gli effetti dei campi elettromagnetici sull'uomo e sugli animali. Le normative allo stato attuale non impongono ancora limiti specifici, ma ciò non toglie la necessità di tenere in considerazione tale aspetto, poiché vista la tendenza all'irrigidimento delle normative, è probabile che in un futuro non troppo lontano siano promulgate delle leggi stringenti in merito. Per ora la regolamentazione è affidata ad alcune norme comunitarie e nazionali, riguardanti solo alcune tipologie di sorgenti.

2.2. Normative Europee.

Come accennato, varie sono le motivazioni che hanno indotto gli stati membri dell'UE ad emettere delle normative e dei vincoli che ogni apparecchio elettrico ed elettronico deve rispettare nel funzionamento.

Innanzitutto è necessario considerare un'ovvia tendenza da parte delle case costruttrici, ossia quella di ridurre il rapporto costi/benefici e di garantire contemporaneamente la prestazione svolta dal dispositivo realizzato. La naturale realizzazione di tali obiettivi dev'essere però attuata nel rispetto dell'ambiente e dell'uomo. Affinché vi sia la corretta attenzione verso tali problematiche, sono state imposte delle norme ben specifiche.

Inoltre, nonostante i vari accorgimenti che posson esser adottati nella realizzazione del dispositivo, non sempre è possibile escludere completamente l'insorgere di disturbi EM, spesso propagati tramite lo spazio libero o il collegamento alla rete di alimentazione. Quindi spesso, per motivazioni di impronta teorica e pratica, il dispositivo realizzato si ritrova a dover svolgere le proprie funzioni in presenza di interferenze generate da apparecchi esterni o dal dispositivo stesso.

Oltre a ciò, i recenti sviluppi tecnologici hanno consentito la realizzazione di componenti elettroniche ed elettriche dotate di migliori prestazioni, caratteristiche complesse, minori consumi, e una flessibilità d'impiego sempre più ampia, rendendoli in tal modo maggiormente sensibili ai disturbi di natura elettromagnetica.

Un'altra conseguenza dell'evoluzione tecnologica odierna è stata quella del notevole incremento di apparecchiature in circolazione in uno stesso luogo. Basti pensare ai molteplici apparecchi e dispositivi presenti in una sala operatoria (Apparecchiature terapeutiche: bisturi a risonanza, elettrobisturi, laser; Apparecchiature diagnostiche: amplificatore di brillantezza, monitor multiparametrici, elettrocardiografi, pulsossimetri, microscopi, endoscopi, fonti luminose, etc; Altre apparecchiature: aspiratori chirurgici, lampade scialitiche, ventilatori polmonari, autoclavi) per comprendere appieno il bisogno di limitare i problemi di emissione e di immunità elettromagnetica. È necessario anche rispettare ulteriori condizioni, oltre a quelle di compatibilità EM, affinché il dispositivo non sia fonte di pericolo per le persone, gli animali e le cose. Ogni dispositivo deve quindi rispettare i vincoli posti col fine di evitare o ridurre l'insorgenza di inconvenienti dovuti al suo funzionamento, sia in condizioni normali che in condizioni eccezionali.

Attualmente le principali regolamentazioni in ambito di compatibilità EM provengono dall'Unione Europea, la quale col fine di garantire uniformità tra gli stati membri e di conseguenza con l'obiettivo di assicurare la libera circolazione delle merci senza blocchi doganali o normativi, ha posto in essere una serie di normative obbligatorie in tutta l'Unione, anche in presenza di leggi nazionali in aperto contrasto. Ogni direttiva, in particolare, prevede l'istituzione di un'apposita Commissione con il compito di redigere le norme applicative, dette armonizzate. La loro approvazione a maggioranza qualificata comporta l'obbligo per gli stati membri di abrogare tutte le norme nazionali in contrasto con esse, entro il periodo della loro entrata in vigore.

La normativa europea a cui fare principalmente riferimento è la Direttiva Europea sulla Compatibilità Elettromagnetica (**Direttiva ECM**), comprendente la Direttiva base 2004/108/CE, e la Guida ufficiale alla Direttiva, ed è volta all'unificazione (armonizzazione) degli standard EM a livello europeo. Tale direttiva è stata recepita a livello nazionale dal Decreto Legislativo n.194 del 6 Novembre 2007, con periodo di prova che è durato fino al 20 Luglio 2009.

Essa impone la soddisfazione dei requisiti essenziali di compatibilità EM per tutti gli apparati e dispositivi elettrici ed elettronici che siano immessi sul mercato dal 1 Gennaio 1996, mediante applicazione delle norme tecniche armonizzate che son state pubblicate nella GU (Gazzetta Ufficiale) Europea.

Nello specifico, le Norme armonizzate sono suddivise in:

- *norme di prodotto o famiglia di prodotti*: stabiliscono i limiti delle emissioni di tipo condotto ed irradiato, nonché i livelli di immunità a svariati fenomeni elettromagnetici a seconda della particolare tipologia di prodotti o famiglie di prodotti;
- *norme generiche*: stabiliscono i limiti delle emissioni ed i livelli di immunità per tutti i prodotti per i quali non è applicabile nessuna norma di prodotto o famiglia di prodotti;
- *norme di base*: stabiliscono, per ogni tipologia di prova, la metodologia, le caratteristiche della strumentazione necessaria per la prova e la configurazione di base da adottare per la prova stessa.

L'approccio adottato nella loro realizzazione è quello di regolamentare in forma qualitativa gli obiettivi che si devono ottenere. Le procedure indicate difatti coprono spesso una vasta gamma di apparecchiature, senza andare a considerare il singolo prodotto, bensì andando a vincolare quello dotato di una particolare caratteristica, a prescindere dalla sua funzionalità. Ad esempio tra le direttive sono indicati i criteri generali per i dispositivi utilizzati in ambito medico, come pure i vincoli di sicurezza ed il comportamento in presenza di interferenze elettromagnetiche in ambiente residenziale.

Il dispositivo realizzato deve quindi soddisfare contemporaneamente più norme. Tra le norme generiche, che non fanno mai riferimento alla funzionalità specifica dell'apparecchio, vi sono quelle che riguardano la sicurezza, la compatibilità EM, ed i limiti variabili in base all'ambiente. Le norme di prodotto invece regolano alcuni aspetti correlati alla tipologia di prodotto. Entrambe tali tipologie di norme, quelle generiche e quelle di prodotto, sono comunque derivate da una famiglia di normative più generica, le norme di base.

2.3. Marcatura CE.

La marcatura CE, introdotta a partire dal 1 Gennaio 1996, con la Decisione 93/465/CEE del Consiglio, del 22 luglio 1993.

Essa costituisce un "*approccio globale in materia di valutazione della conformità*", mediante "*l'introduzione di strumenti armonizzati per la valutazione della conformità nonché l'adozione di un principio comune per la loro applicazione*", "*considerando che tali strumenti devono assicurare*

la piena conformità dei prodotti con i requisiti essenziali stabiliti nelle direttive di armonizzazione tecnica, onde garantire, in particolare, la salute e la sicurezza di utenti e consumatori”.

Ossia la marcatura CE non rappresenta un marchio di qualità, bensì al contrario indica che il prodotto finale risulta conforme a tutte le direttive europee che lo riguardano.

Nel momento in cui vi è la marcatura CE, nessuno Stato appartenente all’Unione può limitare o bloccare la libera circolazione del prodotto entro i confini, a meno di dubbi sulla sua contraffazione, con conseguente comunicazione all’organo competente. Al contrario nessun prodotto può circolare nel mercato dell’Unione se non soddisfa i requisiti imposti dalle normative. L’unicità del mercato europeo, quindi, richiede che i prodotti in esso circolanti soddisfino le stesse direttive, senza differenza alcuna.

2.4. Misure ECM.

La verifica del rispetto di tali normative, richiede comunque lo svolgimento di prove. Tali prove devono essere dotate della fondamentale caratteristica di ripetibilità, ossia si devono poter ottenere gli stessi risultati ogni qualvolta si ripete il test. A questo scopo sono indicate le condizioni comuni da adottare nella loro realizzazione. Le modalità stabilite sono tali da garantire un metro di confronto tra i vari risultati ottenuti dalle prove, affinché in caso di esito positivo si abbia la certezza che il prodotto finale sia conforme alle normative imposte.

La prassi da seguire per la certificazione del prodotto è lunga e costosa. Se difatti nella certificazione presso un istituto apposito esso non risulta idoneo alla commercializzazione per mancata conformità, il produttore è tenuto a modificare il prodotto fintantoché non rientra nelle prerogative, ed a sottoporlo nuovamente a tutte le prove di certificazione.

È dunque appropriato attuare le prove di qualificazione del prodotto a fronte di un’indagine preliminare da parte del produttore stesso, in modo tale da affrontare le prove con maggior certezza di un esito positivo. Questa tipologia di prove prende il nome di *prove di pre-compliance* o di *prequalificazione*. Esse possono essere svolte senza che sia mantenuto totalmente il rigore normativo ed inoltre possono esser realizzate anche sui soli prototipi. Quest’ultimo aspetto risulta essere estremamente vantaggioso, in quanto fin da subito, dalle prime fasi di progettazione, è possibile effettuare i primi test sul prototipo stesso, e ciò consente al produttore di correggere in tempi molto brevi eventuali difetti di conformità, abbattendo i costi di modifica del prodotto stesso e riducendo il numero di tentativi presso i laboratori di certificazione.

Al contrario si dicono *prove di full-compliance* quelle realizzate nel totale rispetto delle normative, con tutta strumentazione tarata in maniera rigorosa, ogni singolo dettaglio predisposto come per legge. Basti sapere che le norme fissano le caratteristiche del sito di misura, della strumentazione, il posizionamento di antenne, cavi e strumenti, i setup sperimentali e la procedura di misura stessa. La maggior parte delle aziende però non disponendo della possibilità di realizzare prove full-compliance, si forniscono invece di apparecchiature per le prove di prequalificazione, ed affidano a laboratori specializzati l'onere di svolgere tale tipologia di prove. Le apparecchiature necessarie alle prove di full-compliance, difatti, risultano avere costi molto elevati, ed i tempi richiesti per svolgerle sono notevoli per un'azienda.

2.5. Fenomeni EMI (Electromagnetic Interference).

Il campo elettromagnetico è la combinazione risultante dalla compresenza del campo elettrico E ed il campo magnetico H . Come è noto, entrambi i campi sono grandezze fisiche vettoriali, rappresentabili mediante un vettore contenente le informazioni circa direzione, modulo e verso.

Nello specifico il campo elettrico E è dovuto alla presenza di una separazione di cariche nello spazio, disposte in modo uniforme, e quindi all'esistenza di una tensione.

Si considerano ora due esempi generici, tramite i quali è possibile comprendere l'influenza del campo elettrico nei fenomeni EMI.

Un campo elettrico E generato dalla separazione di cariche, disposte in maniera uniforme su due superfici conduttrici affacciate l'una all'altra, è rappresentabile mediante linee di campo che partono dalle cariche positive e terminano su quelle negative. È di conseguenza importante andare a considerare il possibile accumulo di cariche che potrebbe formarsi all'interno di ogni circuito, in quanto ciò costituirebbe una sorgente di campo elettrico.

Qualora invece si valuta la presenza di un campo elettrico E uniforme che agisce su di un generico conduttore dotato di un certo valore di conducibilità, è possibile osservare come esso produca come effetto lo spostamento della nube di elettroni e di lacune, e come quindi esso comporti il passaggio di una corrente I . Tale campo, dunque, agisce al pari di una forza elettrochimica, grazie alla sua capacità di muovere le cariche elettriche e generare conseguentemente correnti nel circuito vittima. Suddette correnti possono andare a sommarsi a quelle già presenti, costituendo un vero e proprio disturbo al funzionamento del dispositivo.

È inoltre necessario sottolineare un ulteriore aspetto del campo elettrico. È noto come esso possieda una duplice natura:

- *coulombiana*, legata alla presenza di cariche elettriche, si riduce in maniera abbastanza consistente all'aumentare della distanza r dalla sorgente. Tale riduzione segue un andamento del tipo $1/r^3$.

Il campo elettrico coulombiano tende quindi a propagare, ed ha effetti a distanze brevi dalla sorgente.

- *indotta*, dovuta alla presenza di un campo magnetico H variabile, si riduce con tendenza più lenta all'aumentare della distanza r dalla sorgente. Il calo in questo caso possiede un andamento del tipo $1/r$.

Il campo elettrico indotto propaga in maniera maggiore, ed è molto più influente in quanto si presenta in concomitanza ad un campo magnetico.

$$E = E_C + E_I$$

Per quanto concerne il campo magnetico, grandezza conseguente la presenza di correnti elettriche e quindi di cariche elettriche in moto, è possibile osservarne gli effetti principalmente in concomitanza al campo elettrico E , soprattutto alla sua componente indotta, come esposto prima.

In particolare, se si considera il caso di una corrente stazionaria I attraversante un conduttore di lunghezza infinita, è possibile osservare come la presenza di corrente in qualsivoglia circuito comporta il comparire di fenomeni di emissione elettromagnetica. L'intensità del campo magnetico H anche in questo caso diminuisce all'aumentare della distanza r dal conduttore, secondo la relazione $H = \frac{1}{2\pi r}$.

Inoltre, un circuito chiuso conduttore investito da un campo H uniforme, subisce uno spostamento di cariche elettriche al proprio interno, e di conseguenza vede la comparsa di una corrente I' dipendente dall'impedenza complessiva del circuito Z e dalla frequenza di variazione del campo H . Da ciò è possibile osservare come la presenza di un campo magnetico esterno ad un circuito comporti la comparsa di una corrente I' aggiuntiva a quelle già presenti, ossia disturbante.

Il campo elettromagnetico quindi consiste nella sovrapposizione del campo elettrico E e del campo magnetico H . L'andamento delle linee di campo è variabile con la distanza dalla sorgente, e consente la distinzione dello spazio in due zone principali:

- *Regione di campo vicino*. Zona immediatamente prossima alla sorgente, caratterizzata da linee di campo irregolari e dipendenti dalla tipologia della sorgente stessa, a seconda che possa essere approssimabile ad un circuito chiuso od aperto. In tale regione,

oltre al campo magnetico, prevale la componente coulombiana del campo elettrico, piuttosto che quella irradiata.

I valori di corrente e tensione puntali influenzano notevolmente le linee di campo, ma all'aumentare della distanza r dalla sorgente tale influenza tende a scemare, e le linee diffondono fino a staccarsi dalla sorgente e a divenire indipendenti dai valori puntuali di tensione e corrente.

- *Regione di campo lontano.* Si considera tale la zona posta ad una distanza maggiore di $\lambda/2\pi$ dalla sorgente, con λ lunghezza d'onda del campo a frequenza f ($\lambda = v/f$, v velocità nel vuoto della

radiazione). In tale regione le linee di campo assumono un andamento spaziale più regolare, tendendo alla rettilinearità, e proprio per questa loro caratteristica, prendono il nome di onde piane, e prescindono il tipo di sorgente che le ha generate. Il campo elettrico prevalente è quello indotto, e risulta ortogonale al campo magnetico H . Tra di essi vige una relazione tale per cui il rapporto tra le intensità del campo E_i ed il campo H risulta essere costante e pari a

$$\eta = \frac{E}{H} = 120\pi \cong 377 \Omega$$

con η impedenza d'onda dell'aria.

Gli aspetti da considerare nell'analisi dei fenomeni EM quindi in breve sono:

- Possibile interferenza da parte di circuiti e/o dispositivi esterni, come pure da circuiti presenti nella stessa scheda, dovuta all'emissione di un campo elettromagnetico nell'ambiente, originato dalla corrente $I(t)$ circolante.
- Possibile interferenza da parte di circuiti e/o dispositivi esterni, come pure da circuiti presenti nella stessa scheda, dovuta all'emissione di un campo elettrico nell'ambiente, originato dalla differenza di potenziale $V(t)$.
- Generazione di disturbi che si sommano al segnale utile, dovuti all'incidenza di campi elettrici esterni sui conduttori del circuito.
- Generazione di disturbi che si sommano al segnale utile, dovuti all'incidenza di campi magnetici alternati esterni che vanno a concatenarsi con il circuito.
- Presenza di fenomeni parassiti interni che comportano problemi per quanto concerne la funzionalità del dispositivo (auto compatibilità).

L'importanza di tali fenomeni è divenuta pertanto sempre più influente nell'ambito della progettazione elettronica, ed ha richiesto di conseguenza un consono studio delle possibili problematiche che la presenza di campi elettromagnetici può comportare.

Si è deciso quindi di esporre, senza entrare eccessivamente nel dettaglio, alcune delle principali cause di disturbo al funzionamento di un dispositivo, in modo tale da poterne comprendere le leggi e le relazioni che le governano, e poter di conseguenza adottare le varie precauzioni richieste per limitarne la comparsa.

Innanzitutto saranno affrontate le questioni legate all'analisi della reciproca influenza indesiderata tra due circuiti, vale a dire la *diafonia*. Una conoscenza adeguata di tale fenomeno è molto utile in fase di progettazione dell'apparecchio. È possibile infatti riuscire ad evitare tale parte di disturbi se si adottano le giuste accortezze fin dalle prime fasi di realizzazione e prototipazione del dispositivo. Ovviamente un approccio preventivo ai problemi elettromagnetici consente non solo il miglioramento delle prestazioni, ma anche un buon abbattimento dei costi di progettazione. Ciò è dovuto al ridursi della probabilità che il prodotto così realizzato fallisca miseramente le prove di compatibilità EM, le quali risultano essere piuttosto onerose per l'azienda.

Un'altra famiglia di questioni che sarà ivi affrontata, consisterà in una breve analisi dei diversi criteri di progettazione richiesti in ambito ECM, e quindi l'influenza della corrente di modo comune, l'analisi semplificata del comportamento di uno schermo, le tecniche di grounding, il tipo di materiale scelto e il comportamento in presenza di aperture.

2.6. Diafonia.

La diafonia, o crosstalk, è un fenomeno di accoppiamento elettromagnetico in campo vicino dovuto alla presenza di correnti e tensioni nei conduttori. Essa rappresenta un vero e proprio fenomeno di disturbo interno al sistema, poiché sia la sorgente che il ricevente dell'emissione elettromagnetica appartengono per l'appunto al medesimo sistema.

La diafonia coinvolge da un punto di vista pratico fili o piste di circuiti stampati vicini tra loro.

Si considera il caso semplificato di due conduttori posti in prossimità l'uno all'altro, con un piano equipotenziale in comune che funge da riferimento per l'intero sistema.

Idealmente il funzionamento è indipendente dai due circuiti. Nella realtà la presenza di tensioni e correnti comportano inevitabilmente la comparsa di interazioni elettromagnetiche. In particolare l'interazione dovuta al campo elettrico è indicata con un accoppiamento capacitivo, mentre quella dovuta al campo magnetico è invece rappresentata con un accoppiamento di tipo magnetico od

induttivo. La combinazione delle due tipologie di accoppiamenti consente di realizzare un unico modello equivalente di accoppiamento induttivo-capacitivo.

Si possono quindi osservare i seguenti fenomeni:

- *Impedenza comune.* Idealmente tutti i punti del piano di massa sono equipotenziali, ma nel momento in cui si verifica il passaggio di una corrente, ciò non è più valido, ed è necessario considerare equipotenziali i punti A e C, e B e D. L'impedenza comune è quindi rappresentativa del piano di massa individuato tra i punti ABCD. La non equipotenzialità tra AC e BD fa sì che la circolazione di corrente generata dal circuito disturbante faccia sentire la sua influenza sul circuito vittima.
- *Accoppiamento induttivo.* La corrente circolante nel conduttore 1 produce un campo magnetico nello spazio, e conseguenti forze elettromotrici indotte.
- *Accoppiamento capacitivo.* La presenza di una forza elettromotrice produce un campo elettrico nello spazio, ed una conseguente influenza sul conduttore 2.

I disturbi pocanzi elencati, in particolare, si manifestano contemporaneamente all'interno del dispositivo.

Vediamoli ora con un grado di dettaglio maggiore. Per semplicità si sono fatte le ipotesi di linearità dei sistemi (e conseguente validità della sovrapposizione degli effetti), di linearità, omogeneità, isotropia del mezzo che circonda i conduttori (e quindi assenza di perdite da esso), ed inoltre si è supposto di poter usare dei modelli a parametri concentrati (ossia dimensione fisica $\ll \lambda$).

2.6.1. Diafonia: Impedenza di modo comune

Tale tipologia di disturbi è dovuta alla presenza di percorsi chiusi di connessione al piano di massa, i quali consentono il passaggio di una corrente e comportano la conseguente formazione di maglie di area spesso non trascurabile. Alla maglia di massa possono accoppiarsi campi magnetici variabili, capaci di indurre forze elettromotrici e correnti nella maglia stessa. Questa corrente a sua volta può comportare la generazione di tensioni indotte all'interno del circuito, andando quindi a costituire un disturbo al corretto funzionamento del dispositivo.

L'assenza di equipotenzialità del piano di massa può dunque essere rappresentata mediante un'impedenza Z_C di modo comune. La sua presenza, come accennato prima, è dovuta spesso alla non idealità del circuito di massa, il quale può essere al contrario modellizzato con un corto qualora lo studio fosse svolto in condizioni di idealità.

Tale parametro risulta di difficile valutazione, anche in forma approssimata. Esso difatti può aumentare durante il funzionamento del dispositivo a causa di possibili alterazioni delle parti conduttrici che realizzano il circuito, come ossidazioni, sporcizia, o vibrazioni, ed inoltre vi è anche una dipendenza dalla frequenza. Ad alta frequenza, in particolar modo esso può essere considerato trascurabile, poiché prevale principalmente il fenomeno reattivo, in genere di natura induttiva.

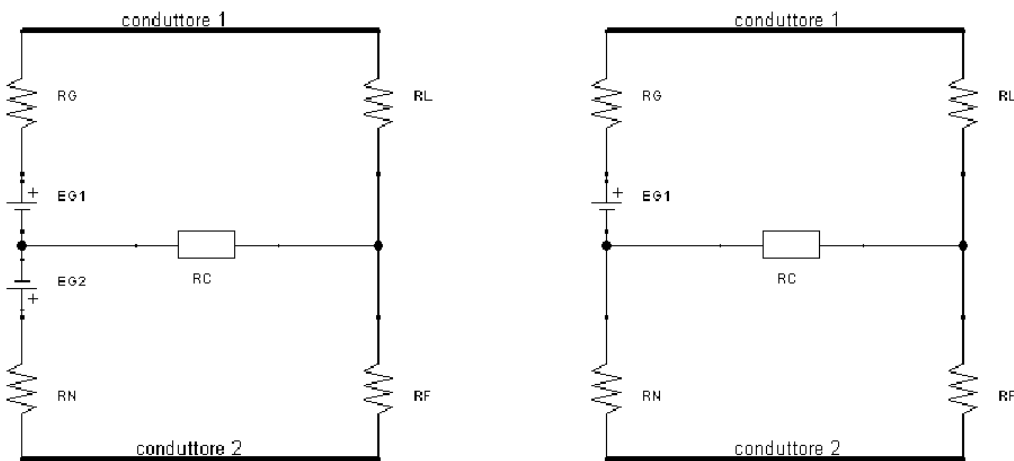


Figura 2.1.

Modello a parametri concentrati di due circuiti con impedenza di modo comune.

L'analisi del modello semplificato di figura 2.1, consente in particolar modo, mediante semplici passaggi, di ricavare il contributo dovuto al disturbo vero e proprio, e quello relativo al segnale.

$$V_F \cong \frac{Z_C R_F}{(R_N + R_F)(R_G + R_L)} E_{G1} = V_{disturbo}$$

Contributo dato dal disturbo ottenuto valutandolo su R_F , ossia annullando il generatore E_{G2} . Si è supposta Z_C sufficientemente piccola e tale che sia $R_F, R_N, R_G, R_L \gg R_C$.

La tensione generata sul circuito 1 è quindi un disturbo sul carico del circuito 2, il quale è dovuto alla presenza di un'impedenza comune.

Per ottenere la parte di segnale si ricavata la tensione V_F dovuta invece dal generatore E_{G2} in presenza di E_{G1} cortocircuitato:

$$V_F \cong \frac{R_F}{R_N + R_F} E_{G2} = V_{segnale}$$

Contributo dovuto al segnale vero e proprio.

Il rapporto segnale-rumore risulta quindi essere dato dal rapporto tra la componente di segnale e quella di disturbo:

$$SNR = \frac{R_G + R_L}{Z_C} \frac{E_{G2}}{E_{G1}}$$

L'SNR può essere dunque incrementato:

- Riducendo l'impedenza di modo comune;
- Aumentando le resistenze R_G e R_L del circuito disturbante;
- Diminuendo il generatore di tensione E_{G1} ;
- Aumentando la forza elettromotrice E_{G2} .

Inoltre, è possibile ridurre il disturbo anche diminuendo la corrente circolante.

2.6.2. Diafonia: Accoppiamento capacitivo

Come si è accennato, tra i comuni disturbi affliggenti il funzionamento di un circuito, vi sono anche gli accoppiamenti di tipo capacitivo. Tale fenomeno si manifesta ogniqualvolta vi è la formazione di una capacità parassita tra due conduttori, ed un conseguente accoppiamento di campo elettrico, la cui variazione genera una corrente indotta nel circuito vittima.

In particolare, adottando un modello a parametri concentrati, si sono rappresentate una capacità parassita verso massa per ogni conduttore, C_{1G} e C_{2G} , ed una capacità mutua C_{12} tra di essi (si veda in merito la figura [2.2A](#)).

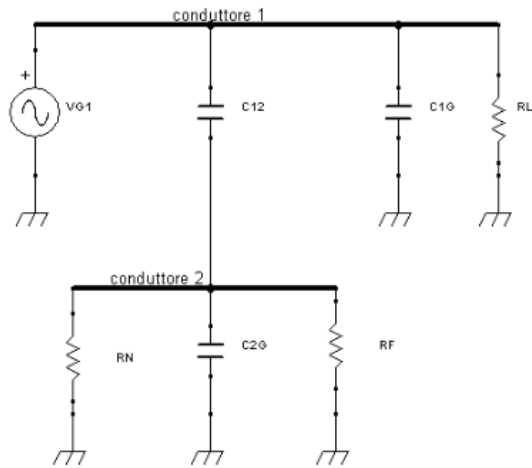


Figura 2.2A.

Modello a parametri concentrati

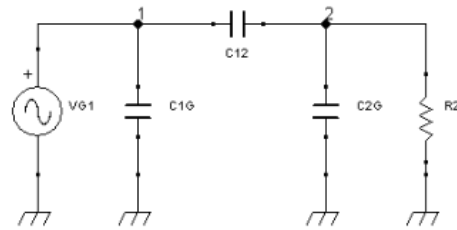


Figura 2.2B.

Modello equivalente dell'accoppiamento capacitivo tra due conduttori

In questo caso il disturbo implica lo scorrimento di una corrente nel circuito 2.

Nell'analisi di tale modello sono state fatte le seguenti ipotesi:

- R_L di carico supposta tendente ad infinito e quindi la corrente in essa circolante è trascurabile,
- V_{G2} è stata cortocircuitata per la sovrapposizione degli effetti;
- C_{12} non trascurabile;
- Piano di massa equipotenziale;
- R_2 resistenza equivalente del parallelo tra R_N e R_F ;

ottenendo in questo modo il modello di figura 2.2B, attraverso il quale è possibile vedere fin da subito come la tensione di disturbo ai capi della resistenza equivalente R_2 è dovuta alla tensione V_{G1} ripartita tra i condensatori C_{12} e C_{2G} .

La tensione di disturbo indotta per accoppiamento capacitivo sul conduttore del circuito 2 a partire dal circuito 1 risulta dunque essere:

$$V_{disturbo} = \frac{i\omega C_{12} R_2}{1 + i\omega R_2 (C_{12} + C_{2G})} V_{G1}$$

È possibile ottenere una riduzione della tensione di disturbo grazie una diminuzione della mutua capacità C_{12} ed un aumento del valore della capacità parassita C_{2G} (si noti l'assenza di dipendenza alcuna dalla C_{1G}). In altri termini, si ha una diminuzione concreta di tale tipologia di disturbi se si

allontanano i due circuiti tra loro e si avvicina il circuito vittima al piano, ma purtroppo ciò non è spesso di facile attuazione.

Inoltre, analizzando l'andamento della tensione di disturbo in funzione della pulsazione è possibile evidenziare un trasferimento tipico di un filtro passa-alto. Per frequenze inferiori a quella di spezzamento, pari a

$$\omega_s = \frac{1}{R_2(C_{12} + C_{2G})}$$

il disturbo risulta crescere all'aumentare della frequenza, mentre per frequenze superiori esso si stabilizza su di un valore limite determinato in particolar modo da un partitore capacitivo. La riduzione ad alta frequenza del disturbo è dunque possibile se si allontanano i conduttori l'uno dall'altro e se si avvicina il circuito vittima al riferimento dei potenziali (ossia diminuzione di C_{12} ed aumento di C_{2G}).

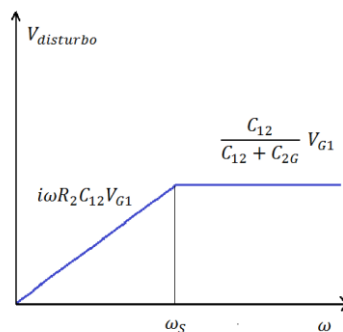


Figura 2.3.

Andamento della tensione di disturbo in funzione della frequenza.

È possibile comunque notare come l'accoppiamento capacitivo induca un disturbo di corrente, quindi risulta particolarmente dannoso per circuiti ad alta impedenza, ossia per alti valori di R_2 .

2.6.3. Comportamento dello schermo nei confronti dell'accoppiamento capacitivo.

Un'alternativa all'allontanamento dei conduttori consiste nell'impiego di uno schermo a protezione del circuito vittima. Come sarà possibile evincere dagli esempi, l'effetto schermante risulta diverso

a seconda se il crosstalk è di tipo induttivo o capacitivo, come pure se lo schermo risulta essere o meno collegato a massa.

Difatti qualora si considera uno schermo isolato (figura 2.4.), la corrente di disturbo, a causa della presenza della capacità parassita C_{S2} (capacità tra schermo e conduttore vittima) che ne consente il passaggio, e rende inutile la presenza dello schermo, annullando di conseguenza il suo effetto schermante.

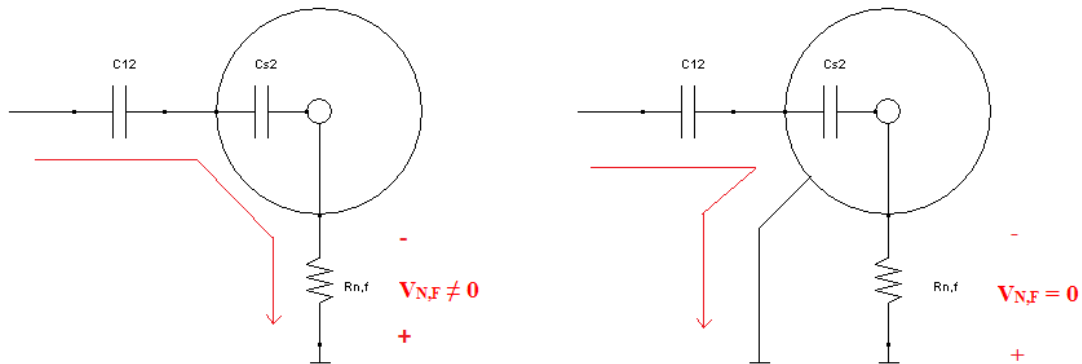


Figura 2.4.

Al contrario, qualora si collega lo schermo a massa in uno o più punti, la corrente di disturbo viene deviata verso massa, ed il disturbo sulle resistenze near e far risulta essere nullo. Il collegamento a massa consente difatti di disaccoppiare i circuiti sorgente e vittima, ed è tale per cui la tensione generata dal primo non possa influenzare quella del secondo. In altre parole l'accoppiamento capacitivo ricade completamente sullo schermo, il quale andando a massa con impedenza nulla, fa sì che non si formino tensioni dovute alla presenza di correnti indotte.

Quindi, come regola principale, è possibile ottenere una notevole efficienza dello schermo conduttore nei confronti del disturbo capacitivo, se lo si collega a massa almeno in un punto, altrimenti l'effetto risulta essere nullo.

Si va ora a considerare il caso di un cavo parzialmente schermato posto a protezione del conduttore vittima (fig. 2.5). Tale esempio rappresenta la possibilità che le estremità del conduttore non siano schermate completamente, eventualità piuttosto probabile da tenere in considerazione.

In tal caso la capacità parassita C_{12} è la capacità di accoppiamento tra gli estremi liberi del conduttore 2 ed il conduttore 1, ed è linearmente dipendente dalla lunghezza dei tratti terminali del conduttore vittima non protetti dallo schermo. Essa risulta comunque avere un valore inferiore rispetto al caso non schermato, ma influisce al disturbo anche con il collegamento a massa dello schermo.

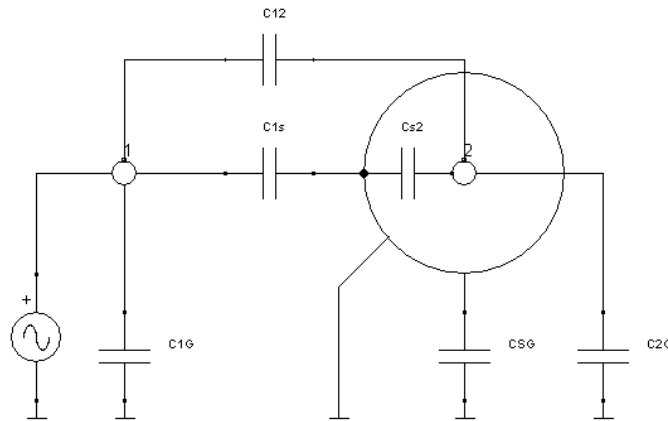


Figura 2.5.

Circuito equivalente di un conduttore parzialmente schermato.

È dunque necessario ridurre il più possibile le estremità non protette del conduttore, e collegare lo schermo al riferimento dei potenziali. In questo modo sono attenuati i disturbi in bassa frequenza. Alle alte frequenze, invece occorrono anche altri accorgimenti, come ad esempio i collegamenti multipli dello schermo al potenziale di riferimento.

Infine, si considera un cavo parzialmente schermato e collegato ad un carico. Nuovamente per diminuire l'influenza del circuito disturbante è necessario diminuire la capacità parassita C_{12} di accoppiamento tra i conduttori e dovuta alle estremità non protette dello schermo. Inoltre, alle basse frequenze, è possibile diminuire il disturbo riducendo la resistenza di carico del circuito 2, ma ciò non sempre risulta possibile, poiché la resistenza stessa influisce il funzionamento del circuito vittima.

Quindi è necessario considerare sempre che un generico circuito con un'elevata resistenza d'ingresso è facilmente sensibile ad accoppiamenti di tipo capacitivo.

2.6.4. Diafonia: Accoppiamento Induttivo.

L'accoppiamento induttivo si genera nel momento in cui si ha una corrente circolante in un circuito chiuso, la quale produce un flusso magnetico che si va a concatenare su un secondo circuito a causa di una mutua induttanza, inducendo in tal modo un disturbo in tensione.

Si considera il generico accoppiamento di figura 2.6.

La corrente I_1 circolante nel circuito chiuso 1 genera un campo magnetico H_1 , il cui flusso concatenato al circuito 1 è dato dalla relazione,

$$\Phi_1 = L_1 I_1$$

con L_1 coefficiente di autoinduttanza il cui valore dipende dalle caratteristiche geometriche del circuito e dalle proprietà magnetiche dello spazio.

Il campo magnetico H_1 a sua volta può concatenare un flusso Φ_{21} sul circuito vittima 2 nelle vicinanze, dato da

$$\Phi_{21} = M_{21} I_1$$

con M_{21} coefficiente di mutua induzione, funzione dei parametri geometrici dei circuiti e della loro posizione reciproca.

Se il flusso Φ_{21} concatenato con il circuito vittima risulta variabile, o se si ha una variazione della corrente I_1 che lo ha generato, allora si ha la generazione di una forza elettromotrice indotta sul conduttore 2, la quale comporta la circolazione di una corrente che a sua volta genera un flusso che si oppone alla sua iniziale variazione. La forza elettromotrice indotta E_D su 2 rappresenta quindi un disturbo generato dal circuito 1.

In particolar modo, se la corrente I_1 risulta essere sinusoidale, allora la forza elettromotrice indotta generata dal gradiente di flusso sul circuito vittima è

$$V_N = i\omega M_{21} I_1$$

Quindi E_D è direttamente legata alla frequenza della corrente I_1 .

Allo stesso modo la forza elettromotrice indotta E_D genera a sua volta la circolazione di una corrente I_2 sul circuito vittima, la quale genera un campo magnetico che va ad opporsi al campo generato da I_1 , che a sua volta si concatena con il circuito sorgente ed induce una forza elettromotrice indotta

$$i\omega M_{12} I_2$$

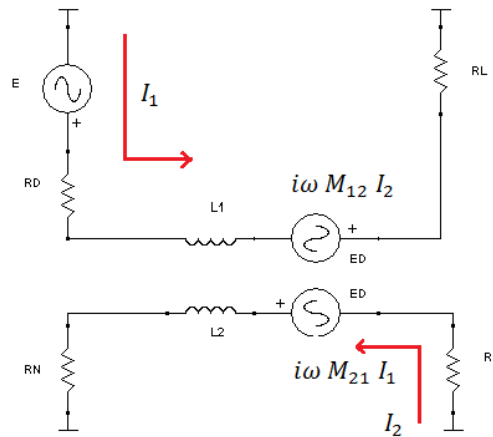


Figura 2.6.

Modello a parametri concentrati per l'accoppiamento induttivo tra due circuiti.

La circolazione della corrente I_2 sul circuito 2 a causa della tensione indotta E_D provoca inoltre una caduta di tensione sulle resistenze R_N e R_F terminali, che dipende dalla tensione di disturbo stessa e dai valori delle resistenze terminali. Le tensioni presenti sulle due resistenze risultano essere uguali ed in opposizione di fase.

Con le ipotesi semplificative $M = M_{21} = M_{12}$ e $L = L_1 = L_2$, parametri concentrati e regime sinusoidale, è possibile ricavare l'andamento del disturbo induttivo in frequenza.

A bassa frequenza si verifica un incremento linearmente crescente della corrente con la frequenza:

$$I_2 \cong \frac{i \omega M E_D}{(R_D + R_L)(R_N + R_F)}$$

All'aumentare della frequenza si osserva, invece, una diminuzione della corrente circolante:

$$I_2 \cong \frac{i}{\omega} \frac{M E_D}{L_1 L_2 - M^2}$$

Il punto d'incontro si trova uguagliando il valore approssimato della corrente a bassa frequenza con quello ad alta frequenza:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(R_D + R_L)(R_N + R_F)}{L_1 L_2 - M^2}}$$

È possibile quindi ricavare l'andamento asintotico della corrente per accoppiamento induttivo sul circuito vittima, com'è possibile vedere dalla figura 2.7.

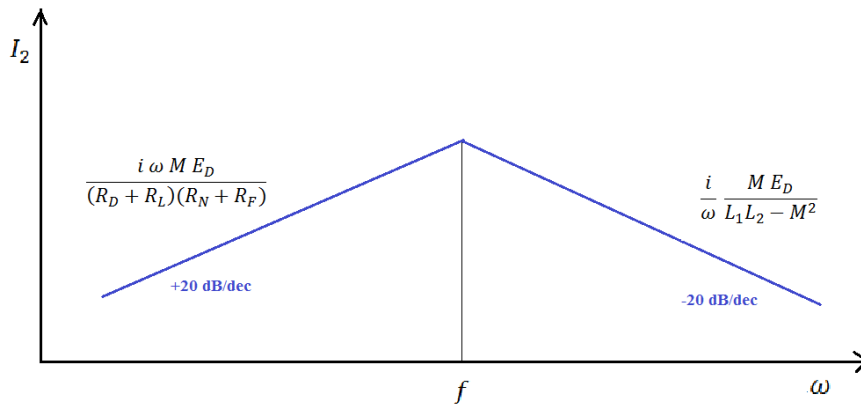


Figura 2.7.

Andamento asintotico della corrente del circuito vittima.

Si sottolinea comunque come il valore della forza elettromotrice indotta non dipende assolutamente dalle caratteristiche elettriche del carico sul circuito vittima, bensì dalla geometria del circuito. La mutua induttanza ha una dipendenza sia dalla distanza tra i conduttori, che dalla loro distanza dal piano di massa, percorso sul quale vi è il passaggio della corrente di ritorno.

I principali parametri geometrici che influenzano l'accoppiamento induttivo, in particolar modo sono:

- L'area del circuito vittima;
- L'orientazione reciproca tra l'area e l'induzione magnetica generata dal circuito disturbante.

2.6.5. Interventi sull'area.

L'area alla quale si fa riferimento è quella compresa tra il conduttore vittima, le due terminazioni ed il piano di massa. Entro i limiti dettati da questioni pratiche, essa dev'essere innanzitutto ridotta, quindi è opportuno avvicinare il conduttore al piano di massa ed avvicinare le due estremità del circuito vittima. È per questi motivi che spesso nei circuiti stampati si ricorre ad un vero e proprio

piano di massa e si cerca di ridurre il più possibile i collegamenti circuitali. Quanto è più corto il collegamento tra il generatore e il carico del circuito vittima, difatti, meglio è.

Inoltre, se è impiegato un altro conduttore per il collegamento di ritorno tra il generatore ed il carico, al posto del piano di riferimento, è consigliato ch'esso sia posto quanto più possibile vicino al conduttore d'andata.

È noto che la tensione indotta E_D è funzione del prodotto tra campo magnetico indotto B ed il vettore area normale alla superficie, il cui verso è determinato dal verso di percorrenza del contorno chiuso dell'area.

$$\phi = \int_A \bar{B} d\bar{A}$$

Flusso del campo magnetico attraverso una superficie A . La variazione del flusso del campo magnetico concatenato ad un circuito induce una forza elettromotrice è fornita dalla legge di Faraday:

$$E_D = -\frac{d\phi}{dt}$$

Si suddivide quindi l'area, attorcigliando qualora è possibile, i conduttori del circuito vittima. In tal modo le forze elettromotrici indotte nelle due aree risultano uguali ed opposte, e dunque, da un punto di vista teorico, l'effetto si annulla. In realtà si ottiene solo una riduzione del disturbo e non un suo vero e proprio annullamento.

Per tali motivazioni si impiegano cavi con conduttori attorcigliati (twisted), i quali consentono sia di avere i conduttori vicini, che di ottenere una parziale compensazione delle forze elettromotrici indotte in ogni maglia.



Figura 2.8.

*Compensazione della tensione indotta
mediante attorcigliamento dei circuiti*

2.6.6. Interventi sull'orientazione.

Come riportato nel sottoargomento precedente, la Legge di Faraday fornisce un legame tra la forza elettromotrice e la variazione del flusso, la quale a sua volta dipende dalla variazione del campo magnetico B e dall'area del circuito, come pure dipende dall'angolo θ che il vettore campo magnetico \vec{B} forma con la normale alla superficie A .

$$\phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = \vec{B} \cdot \vec{A} = BA \cos\theta$$

Quindi, se tra \vec{B} ed \vec{A} si forma un angolo di $\pi/2$, si ottiene l'annullamento della forza elettromotrice di disturbo indotta per accoppiamento induttivo.

In conseguenza a ciò, com'è facile supporre, è opportuno che l'orientazione reciproca dei circuiti vittima e sorgente sia tale da ottimizzare l'annullamento delle tensioni di disturbo, ossia ch'essi siano posti perpendicolarmente alla direzione del vettore induzione magnetica del circuito disturbatore. In altre parole i circuiti vanno posti ortogonalmente ad uno stesso piano di riferimento ed al contempo devono essere posizionati su piani normali tra loro (si veda la figura 2.9A). Qualora si abbiano invece dei piani conduttori percorsi da corrente, come in figura 2.9B, poiché il campo magnetico generato da esso giacerà sul piano parallelo a quello conduttore, è indicato disporre il piano del circuito vittima parallelo a quello disturbatore.

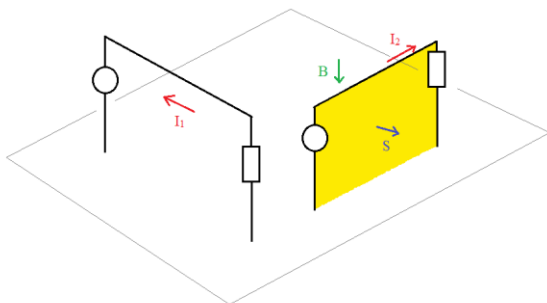


Figura 2.9A.

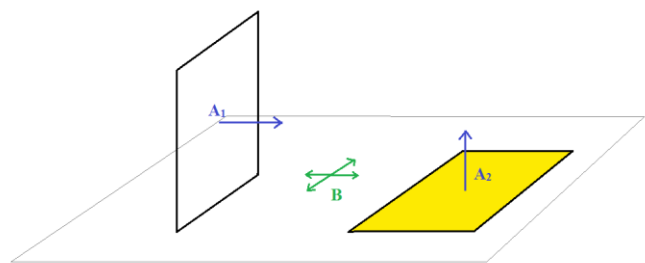


figura 2.9B.

2.6.7. Comportamento dello schermo nei confronti dell'accoppiamento induttivo.

Anche nel caso dell'accoppiamento induttivo è utile l'impiego di uno schermo, per poter ridurre sia i disturbi esterni che si accoppiano al circuito vittima, che per diminuire i disturbi che il circuito stesso può indirizzare verso l'esterno.

In particolare, lo schermo è costituito da materiale conduttore non magnetico, e grazie alle disposizioni circuitali è possibile ottenere l'effetto attenuante e/o schermante.

Schermo per la protezione contro i disturbi esterni.

Esso rappresenta un elemento circuitale che non influisce sul campo magnetico generato dalla corrente I_1 del circuito disturbante.

L'assenza di magneticità mantiene inalterato il coefficiente di mutua induzione M_{21} , in quanto lo schermo è tale da non modificare il flusso concatenato al circuito vittima.

Inoltre, la forza elettromotrice E_D non risulta influenzata dallo schermo. Si forma in particolare una forza elettromotrice indotta sullo schermo, la quale comunque non influisce su E_D , e permane anche se si vincola un punto dello schermo al riferimento dei potenziali.

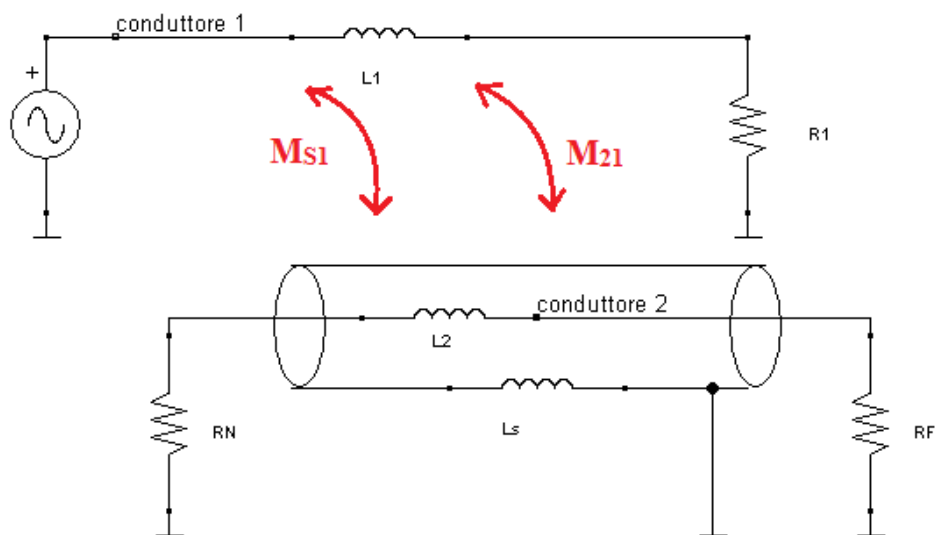


Figura 2.10.

Accoppiamento magnetico con cavo schermato.

L'efficienza dello schermo conduttore risulta quindi essere nulla nei confronti del disturbo induttivo, sia se lo schermo è isolato, che se lo si collega a massa in un solo punto.

È dunque opportuno effettuare il collegamento dello schermo a due punti del piano di riferimento, consentendone in tal modo il passaggio di corrente. Si ottiene così la generazione di un campo magnetico che va ad opporsi alla causa di partenza. La corrente indotta, ossia, si oppone al campo incidente, cosicché si riduce il campo magnetico concatenato e si diminuisce il disturbo sulle resistenze near e far.

L'efficacia dello schermo nei confronti dei disturbi induttivi quindi si ottiene solo se lo si collega a massa in due punti. Non si ottiene un annullamento del disturbo come nel caso capacitivo, bensì una sua contenuta riduzione.

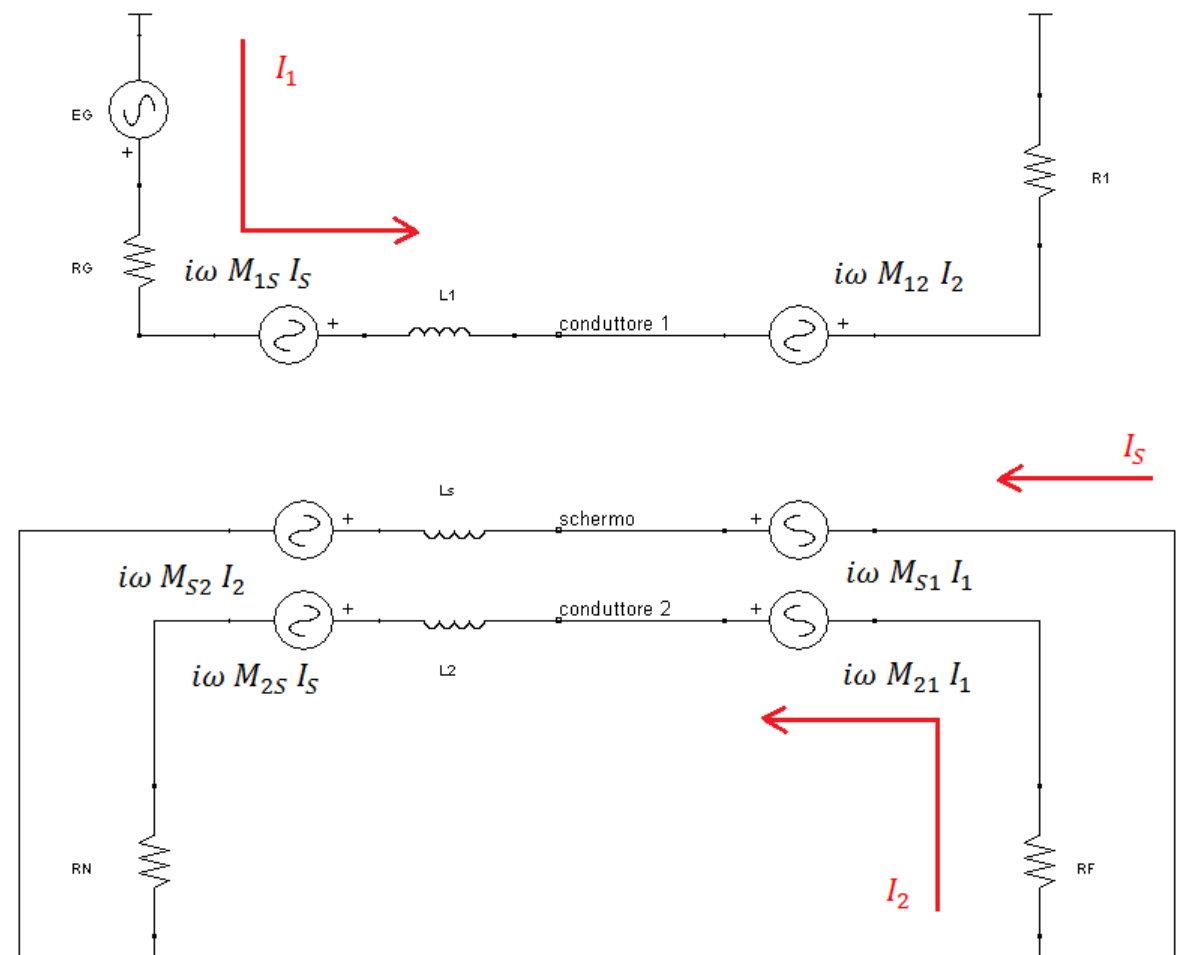


Figura 2.11.

Circuito equivalente a parametri concentrati.

Osservando la figura 2.11, e' possibile notare come la corrente I_1 rappresenta la sorgente di disturbo. Essa difatti comporta la generazione di un campo magnetico che si concatena al

conduttore 2 ed allo schermo, il quale a sua volta genera in entrambi una forza elettromotrice indotta, la quale comporta la circolazione di una corrente. La presenza di quest'ultima corrente implica a sua volta la generazione di relativi campi magnetici i quali a propria volta si concatenano vicendevolmente al circuito 1.

L'analisi circuitale può essere svolta tenendo presente delle seguenti semplificazioni:

- Si suppone che schermo e conduttore 2 siano della stessa lunghezza e che distino all'incirca in egual maniera dal piano conduttore. Quindi, il coefficiente di autoinduttanza risulta lo stesso per entrambe:

$$L = L_S = L_2$$

- E' noto che

$$L_2 = \phi_2 / I_P$$

con I_P corrente di prova su 2, e ϕ_2 flusso concatenato al conduttore 2.

Tale flusso si concatena anche al circuito costituito dallo schermo, e quindi

$$M_{S2} = \phi_2 / I_P = L_2 = L$$

- Lo stesso ragionamento vale anche se si impone una corrente di prova I_T sullo schermo, e dunque e' possibile ricavare l'espressione

$$L_S = \phi_S / I_T = M_{2S} = L$$

- Si suppone che la distanza dal conduttore 1 dello schermo e del conduttore 2 sia pressoché la stessa, quindi

$$M_{21} = M_{12} = M_{1S} = M_{S1} = M$$

E' dunque possibile ricavare l'andamento in frequenza della corrente di disturbo I_2 , la quale a bassa frequenza cresce linearmente con la frequenza stessa,

$$I_2 \cong \frac{i\omega M E_G}{R_G(R_N + R_F)}$$

mentre ad alta frequenza si ha invece un andamento opposto, che aumenta all'aumentare della frequenza,

$$I_2 \cong \frac{i}{\omega} \frac{M R_S E_G}{(L L_1 - M^2)(R_N + R_F)}$$

La frequenza di spezzamento si ha quindi per

$$f_{con\ schermo} \cong \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_S R_G}{LL_1 - M^2}} = \sqrt{\frac{R_S}{R_F + R_N}} \cdot f_{senza\ schermo}$$

con R_S trascurabile in quanto si suppone che lo schermo sia costituito da materiale ottimo.

Essa assume in altre parole un valore inferiore rispetto al caso precedentemente analizzato di un conduttore privo di schermo.

La schermatura dunque assume il comportamento di un sistema del primo ordine passa-alto. Per ridurre I_2 le operazioni attuabili sono:

- Riduzione di M mediante opportuna disposizione dei conduttori, in modo che il flusso magnetico comune sia ridotto;
- Riduzione di M mediante l'impiego di uno schermo ferromagnetico a permeabilità alta;
- Impiego di un'ulteriore calza ad alta permeabilità;
- Aumento della sezione della calza.

2.6.8. Conclusioni: schermatura di campi magnetici

In conclusione, è possibile attuare una schermatura ottimale è consigliabile che lo schermo sia percorso da corrente e conseguentemente connesso ad entrambi i lati. Ciò non è necessario per i campi elettrici, come sottolineato in precedenza. Tale scelta però comporta dei problemi per quanto riguarda i cosiddetti giri di massa.

Il collegamento delle estremità dello schermo al riferimento dei potenziali, difatti, comporta la formazione di una maglia. Quindi non solo si verifica la possibilità di ricevere disturbi esterni, ma può anche comportare una concatenazione dei flussi generati da circuiti nelle vicinanze. Come soluzione, è consigliato limitare l'area della maglia che il collegamento dello schermo produce. Ciò limita il flusso concatenato al campo magnetico esterno e riduce l'entità della forza elettromotrice indotta di disturbo nel circuito.

La riduzione dell'area, nello specifico, può essere attuata avvicinando il generatore al carico ed avvicinando il conduttore vittima al riferimento dei potenziali. Quindi, ad ogni conduttore si associa

un conduttore per il riferimento dei potenziali. In particolare per i circuiti stampati è solito affiancare una pista per la massa ad ogni pista di segnale, in modo tale che l'area totale risulti ridotta.

Si riconsidera ora il caso di un conduttore protetto da schermo le cui estremità sono collegate al riferimento dei potenziali, in quanto è necessario un'ulteriore precisazione.

Il conduttore interno rappresenta la parte del circuito da proteggere. È necessario sottolineare comunque come il percorso che la corrente di segnale compie risulta dipendente dalla frequenza della corrente stessa. Infatti se tale frequenza risulta essere superiore a quella di spezzamento, la corrente ritorna attraverso lo schermo, e l'area in oggetto risulta essere decisamente ridotta rispetto a quella considerata poco fa perché la distanza tra lo schermo ed il conduttore è minore. Di conseguenza la forza elettromotrice di disturbo indotta assume valori limitati e le conseguenze possono essere considerate trascurabili.

In tale ipotesi, $f > f_{spezzamento}$, si possono considerare uguali i coefficienti $M_{21} \cong M_{s1}$. Le forze elettromotrici indotte sul conduttore interno e lo schermo dunque si compensano tra loro, e si ha una sola corrente che a partire dal generatore di segnale percorre il conduttore centrale e ritorna attraverso lo schermo alla sorgente.

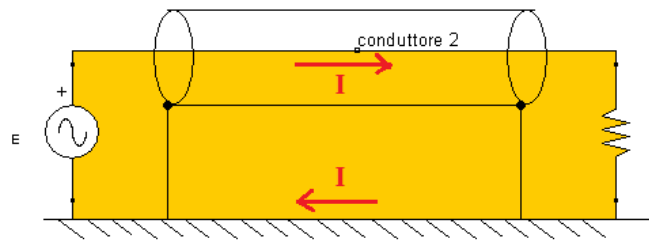


Figura 2.12.

La realtà è però differente. La semplificazione attuata infatti non è propriamente veritiera, perché le forze elettromotrici indotte dal circuito disturbante non sono coincidenti. Ciò è dovuto alla differente disposizione geometrica dello schermo e del conduttore nel cavo coassiale. Inoltre, a bassa frequenza il collegamento a massa di entrambe le estremità del conduttore non consente una protezione adeguata.

La soluzione consiste nel collegare lo schermo da un lato con un cortocircuito, e dall'altro con una capacità, in modo tale che a bassa frequenza si interrompa la maglia tra lo schermo ed il riferimento dei potenziali, e si eviti la circolazione della corrente eventualmente dovuta alla concatenazione a

campi esterni. Ad alta frequenza invece l'impedenza dovuta alla presenza della capacità è trascurabile, e come voluto la corrente di ritorno passa per lo schermo.

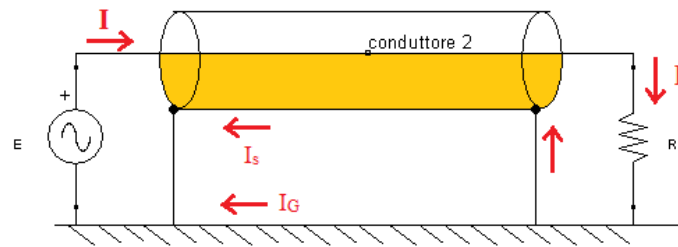


Figura 2.13.

Impiego dello schermo per l'attenuazione dei disturbi.

2.7. Corrente di modo comune.

Un ulteriore aspetto da considerare nel momento in cui si affrontano le problematiche connesse alla compatibilità elettromagnetica è quello della corrente di modo comune, qualora sia presente nel sistema in esame.

In generale, è noto come tutta la corrente erogata dal generatore debba poi farvi ritorno, altrimenti si verifica un accumulo di cariche su di esso o si ha una rarefazione. La natura di tale lapalissiana affermazione nasconde però un aspetto che dev'essere doverosamente approfondito. La corrente fornita dal generatore, difatti, non seguirà solamente i percorsi stabiliti, ma anche altri percorsi, dettati principalmente dalla presenza di elementi parassiti. In particolare, la distribuzione nei vari percorsi di tale corrente è legata alla *frequenza* della corrente stessa (ad esempio una corrente a 50 Hz ha buone probabilità di seguire il percorso stabilito).

Ma entriamo nel dettaglio. Date due generiche correnti I_1 ed I_2 , è sempre possibile attuare la loro scomposizione nelle componenti di modo differenziale e comune, rispettivamente:

$$I_D = (I_1 - I_2)/2$$

$$I_C = (I_1 + I_2)/2$$

Dunque le correnti originali risultano individuate dalle seguenti equazioni:

$$I_1 = I_C + I_D$$

$$I_2 = I_C - I_D$$

Come si evince dall'immagine di figura 2.14, le due correnti di modo comune hanno modulo equivalente e verso coincidente lungo i due conduttori, mentre quelle di modo differenziale hanno modulo uguale e verso opposto.

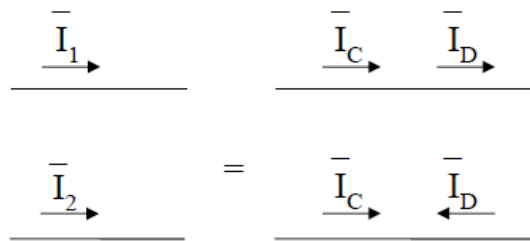


Figura 2.14.

Scomposizione delle correnti.

Per il funzionamento ideale di un dispositivo dunque è necessaria la presenza delle sole correnti di modo differenziale, mentre quelle di modo comune rappresentano al contrario un disturbo, essendo esse delle correnti indesiderate.

Le correnti di modo comune non sono necessarie alla funzionalità del dispositivo, e sono spesso dovute alla presenza di accoppiamenti induttivi e capacitivi sulle linee di trasmissione. In genere esse risultano essere minori di quelle differenziali, ma ciò non deve abbacinare, in quanto esse possono in realtà produrre emissioni radiate molto maggiori di quelle prodotte dalle correnti di modo differenziale.

2.7.1. Componente di modo differenziale.

Si consideri la figura 2.15. Poiché la corrente I_{D2} risulta essere più vicina a P, il modulo del campo da essa prodotta risulta maggiore. Inoltre, essendo le due correnti sfasate di 180° , i due campi hanno verso opposto, ed il campo elettrico complessivo ha un'intensità pari alla differenza dei due singoli campi, e verso opposto alla corrente che circola nel conduttore più prossimo a P. quanto maggiore è la distanza dei due conduttori dal punto P, tanto i singoli campi risultano uguali.

È possibile ricavare l'intensità del campo elettrico generato da tali correnti di modo differenziale:

$$|E_{Dmax}| \cong 2 \cdot 10^{-14} \frac{|I_D| f^2 L s}{d}$$

con I_D corrente differenziale [Ampere], f frequenza [Hz], L (area delimitata dai due conduttori), s , d [m], E_D campo elettrico [V/m].

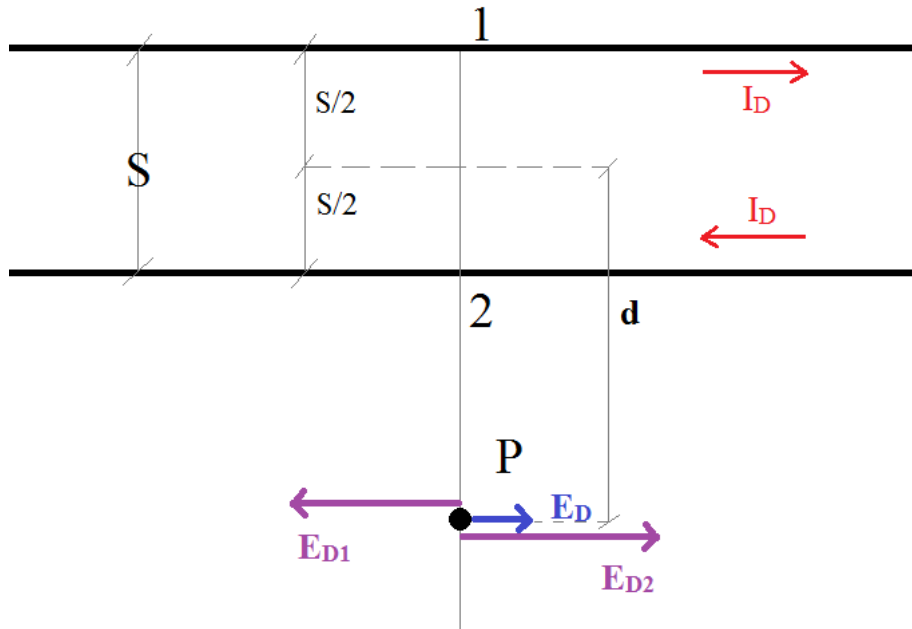


Figura 2.15.

Valutazione del campo elettrico generato da una corrente di modo differenziale.

La distribuzione spaziale dell'intensità del campo elettrico, per di più, risulta variabile a seconda della posizione del punto nello spazio. Nel punto A, come è possibile evincere dalla figura 2.16 esso risulta essere nullo, perché la distanza dai conduttori è uguale, ed i due campi elettrici prodotti singolarmente si annullano vicendevolmente. Nel punto B, invece, esso risulta essere massimo.

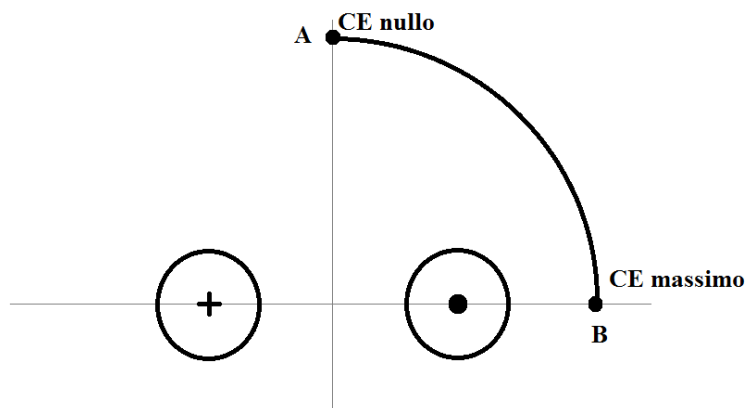


Figura 2.16.

Campo prodotto da una corrente di modo differenziale.

2.7.2. Componente di modo comune.

Anche per la corrente di modo comune si osservano intensità differenti nei due campi prodotti dalle due correnti, a causa della diversa distanza dei conduttori dal punto P, ma a differenza di quella di modo differenziale, i versi sono gli stessi e l'intensità del campo complessivo risulta dato dalla somma dei due contributi (figura 2.17).

Queste correnti, quindi, possono generare un campo elettrico massimo che con buone probabilità può superare i limiti imposti per legge.

In particolare l'intensità del campo elettrico generato dalle correnti di modo comune è dato da:

$$|E_{Cmax}| \cong 10^{-6} \frac{|I_C| f L}{d}$$

con I_C corrente comune [Ampere], f frequenza [Hz], L (area delimitata dai due conduttori), d [m], E_C campo elettrico [V/m].

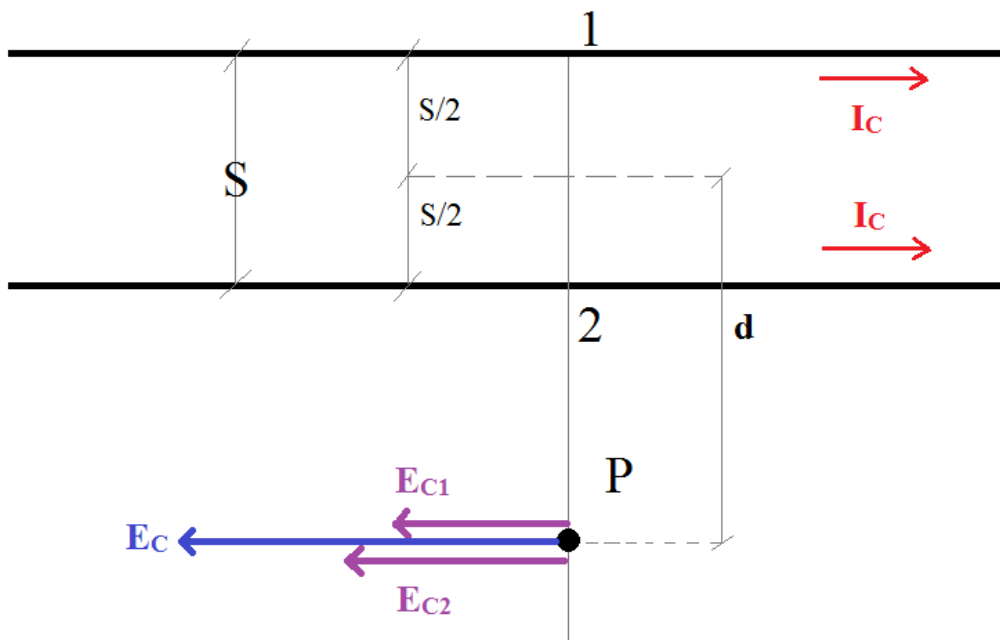


Figura 2.17.

Campo elettrico prodotto da due correnti di modo comune.

Com'è possibile notare, l'ordine di grandezza del campo elettrico ivi considerato è nettamente superiore al precedente. A ciò è necessario aggiungere un'ulteriore osservazione. Essendo le due correnti di modo comune equiverse, a parità di distanza dai conduttori, l'intensità del campo

elettrico da esse prodotto non risulta influenzata dalla posizione del punto nello spazio. In altre parole il campo può essere pensato come un unico campo elettrico generato da una singola corrente su di un singolo conduttore ma con intensità doppia.

2.7.3. Riduzione delle correnti di modo comune.

Come accennato poco fa, la componente funzionale su di un circuito è individuata da quella di modo differenziale, ma a causa di dissimmetrie ed elementi parassiti si presenta anche una corrente di modo comune nel collegamento tra generatore e carico, la quale rappresenta dunque la principale fonte di disturbi irradiati.

Per quanto concerne una sua riduzione, da un punto di vista teorico è sufficiente rendere elevate le impedenze di modo comune in modo tale da rendere trascurabili i valori delle correnti che vi circolano, riportandosi quindi al caso ideale di un circuito perfettamente isolato. La realtà purtroppo al contrario rende pressoché impossibile l'intervento sui parametri parassiti del circuito. È comunque caldamente consigliato l'impiego di materiali isolanti dotati di un'impedenza equivalente il più alta possibile, in modo tale da ridurre comunque a parità di tensione la circolazione della corrente attraverso gli elementi parassiti.

Una possibile soluzione consiste nel rendere la struttura composta dal carico e dal generatore tale da approssimare al meglio un *sistema bilanciato*, il quale contribuisce a diminuire la componente di modo comune della corrente in esso circolante.

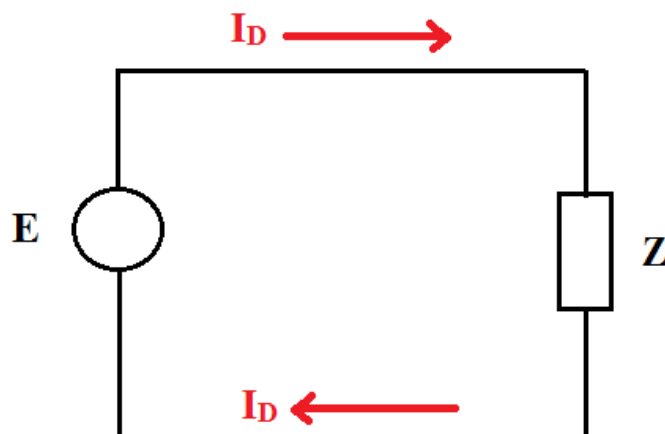


Figura 2.18.
Sistema bilanciato.

Si considera ora il caso ideale di un sistema bilanciato nei confronti delle correnti (figura 2.18). Si supponga innanzitutto l'assenza di elementi parassiti. Le correnti sono dunque uguali in modulo su entrambi i conduttori ed opposte in fase. Le correnti risultano quindi essere di tipo differenziale. Si ipotizzi inoltre che i conduttori siano identici, nel materiale, in sezione ed in lunghezza.

Il sistema è quindi detto bilanciato nei confronti della corrente se:

- Si ha l'uguaglianza dei moduli delle correnti;
- Le correnti risultano essere in opposizione di fase;
- Si ha uguaglianza nella realizzazione geometrica dei conduttori.

Il bilanciamento consente in breve di evitare o per lo meno ridurre la componente di modo comune dal sistema.

È bene comunque sottolineare come la scomposizione delle correnti circolanti sul collegamento tra generatore e ricevitore, beninteso, ha *validità* unicamente *locale*. In fase di progettazione, ciò nonostante, è indicato prendere le precauzioni sopra menzionate al fine di limitare la corrente di modo comune.

2.8. Tecniche di grounding.

Ogni dispositivo elettrico, elettronico ed elettromedicale richiede un'adeguata scelta circa la realizzazione dell'impianto di grounding, componente fondamentale il cui compito principale è quello di fungere da riferimento dei potenziali per ogni tensione presente nell'apparecchio stesso. La massa elettrica influisce notevolmente non solo sul costo, il peso e la disposizione dei componenti interni al dispositivo, ma anche sulla prestazione finale e sulle problematiche di compatibilità elettromagnetica. Una corretta progettazione difatti consente di affrontare e minimizzare i disturbi elettromagnetici in maniera spesso efficace rispetto ad altre operazioni che si possono porre in essere. In tale ambito, quello della compatibilità elettromagnetica, essa è considerata il principale punto dolente dell'intera procedura di progettazione, in quanto attraverso di essa possono circolare i disturbi, provocando interferenze tra le componenti del dispositivo.

È necessario innanzitutto definire le varie tipologie di massa:

- Massa di alimentazione. Costituita dal conduttore di ritorno dell'alimentazione.
- Massa struttura. Costituita dalla struttura metallica, e quindi dal telaio e dall'involucro metallico qualora sia presente. La normativa impone, per motivi di sicurezza ch'essa sia collegata al conduttore di terra nel caso sia accessibile dall'esterno.

- Massa di riferimento dei segnali. Consiste nella componente a bassa impedenza di ritorno del segnale alla sorgente dal quale è stato generato.
- Massa per la sicurezza elettrica, o terra. Rappresenta una connessione elettrica il cui obiettivo è quello di costituire un percorso a bassa impedenza in caso di guasti dell'apparecchio.

Per quanto concerne il collegamento reciproco delle masse, è possibile seguire due modalità:

- *Separare la massa struttura dalla massa di alimentazione.* In tal modo si riduce l'influenza delle correnti di modo comune. Si realizza mediante l'impiego di trasformatori di isolamento, qualora l'alimentazione sia AC, i trasformatori presenti negli alimentatori AC-DC o i trasformatori presenti nei convertitori DC-DC, se l'alimentazione è DC.
- *Collegare la massa struttura alla massa di riferimento del segnale.* Ciò permette di diminuire le interferenze ad alta frequenza interne al dispositivo. Per isolare le due masse a bassa frequenza si può ricorrere a dei condensatori.

Una messa a massa scorretta del circuito può comportare la presenza di accoppiamenti ulteriori a quelli illustrati in precedenza: i cosiddetti *giri di massa* (ground loop), in genere di natura induttiva. Essi hanno origine dalla presenza di percorsi chiusi di connessione a massa, i quali consentono il passaggio di una corrente. Tali tratti costituiscono delle maglie di ampia area, alle quali possono accoppiarsi dei campi magnetici variabili, inducendo di conseguenza forze elettromotrici. In questo modo si ha quindi il passaggio di corrente, che può inoltre generare ulteriori tensioni indotte nel circuito e creare infine dei disturbi.

Vi sono anche altri problemi riguardanti i giri di massa, oltre agli accoppiamenti induttivi. Le masse difatti potrebbero non essere rigorosamente allo stesso potenziale. La presenza di elementi parassiti tra gli involucri e terra e tra il circuito e gli involucri, implica l'esistenza di percorsi alternativi per le correnti nel circuito, le cui impedenze, se paragonate all'impedenza di un conduttore, hanno un ordine di grandezza sufficientemente elevato da rendere modesta la circolazione della corrente su di essi. Ciò nonostante si osserva comunque una corrente di modo comune nel collegamento tra il trasmettitore ed il ricevitore.

È dunque opportuno collegare gli schermi a terra solo da un lato, in modo tale da minimizzare i disturbi. Inoltre la messa a massa deve essere tale da evitare la comparsa di disturbi di tipo condotto tra le diverse parti del circuito. Spesso è possibile evitare questa tipologia di problematiche mediante un collegamento a stella delle linee di massa, ossia collegandole in un unico punto di massa, il quale spesso coincide con la messa a terra di sicurezza dell'intero dispositivo. Se si hanno

circuiti stampati però è spesso di difficile attuazione, e ci si limita a isolare le singole parti disturbanti del dispositivo collegandole ognuna ad una massa separata.

2.8.1. Floating grounding.

La tipologia di collegamento floating grounding consente l'isolamento del carico e della sorgente dalla struttura metallica del dispositivo. Essa consiste in breve nel collegamento degli involucri alla terra.

In tal modo è possibile ottenere l'isolamento rispetto ad eventuali disturbi presenti sulla massa struttura, e la schermatura del dispositivo qualora si impieghi un cavo schermato nel collegamento tra generatore e ricevitore. Si ha, in altre parole, una barriera metallica ottimale.

Vi sono però anche degli svantaggi. Prima di tutto la massa dei circuiti interni è flottante. Inoltre il dispositivo è maggiormente sensibile ai disturbi elettromagnetici alle alte frequenze. A ciò è necessario aggiungere che, essendo l'impedenza dei collegamenti tra la terra e gli involucri piccola e trascurabile rispetto a quella degli elementi parassiti (che come ipotizzato in precedenza risulta essere elevata), la forza elettromotrice indotta, incontrando impedenze minori, assume valori più elevati.

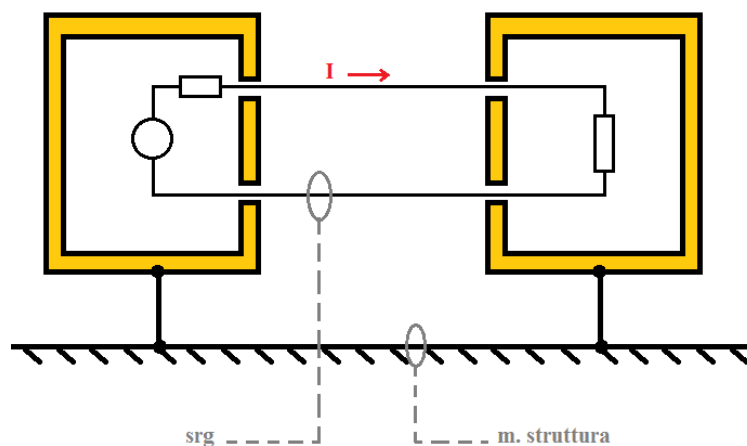


Figura 2.19.

Floating grounding.

2.8.2. Multiple point grounding.

Tale modalità di collegamento permette di collegare la massa di riferimento di segnale all'involucro ed alla struttura del dispositivo, la quale funge da ritorno per le correnti. In questa maniera si assicura una barriera metallica ottimale, e si diminuiscono le interferenze ad alta frequenza. Qualora

però si verificano delle cadute di tensione sulla massa struttura, nel caso che vi circolino correnti esterne, esse andrebbero a costituire un'interferenza, sovrapponendosi alla tensione utile.

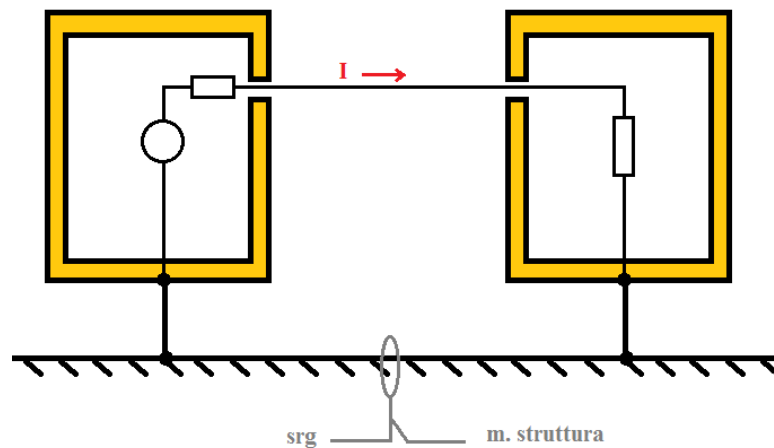


Figura 2.20.

Multiple point grounding.

2.8.3. Single point grounding.

La massa di riferimento di segnale è collegata ad un unico punto del sistema, ad esempio mediante un collegamento “a stella” o “ad albero”. Si ottiene così l'isolamento del dispositivo dai disturbi presenti sulla massa struttura, ma al contempo si hanno capacità parassite maggiori tra i collegamenti di massa e la massa struttura, ed inoltre, essendo lunghi i collegamenti dei conduttori di massa, essi possono divenire antenne riceventi o trasmettenti. A ciò va sommato anche il fatto che non è possibile ottenere una barriera metallica ottimale, a causa dei collegamenti a massa che entrano nell'involucro del dispositivo.

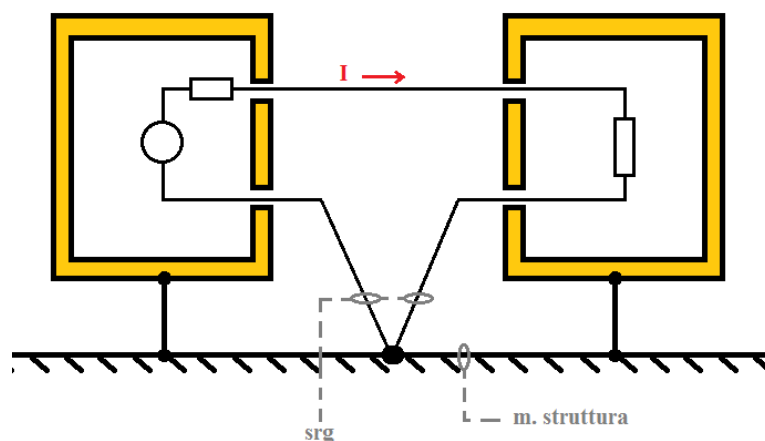


Figura 2.21.

Single point grounding.

2.8.4. Distributed single point grounding.

È la modalità di grounding considerata migliore. Si impiega un'interfaccia bilanciata sia all'ingresso che all'uscita del circuito, e si collega la massa struttura alla massa di riferimento di segnale. Essendo un sistema bilanciato, esso permette di ridurre notevolmente i disturbi di corrente della massa struttura, ed inoltre consente di ottenere una barriera metallica ottimale, sempre grazie all'utilizzo di conduttori schermati. L'unico svantaggio risiede nella complessità circuitale che tale scelta comporta.

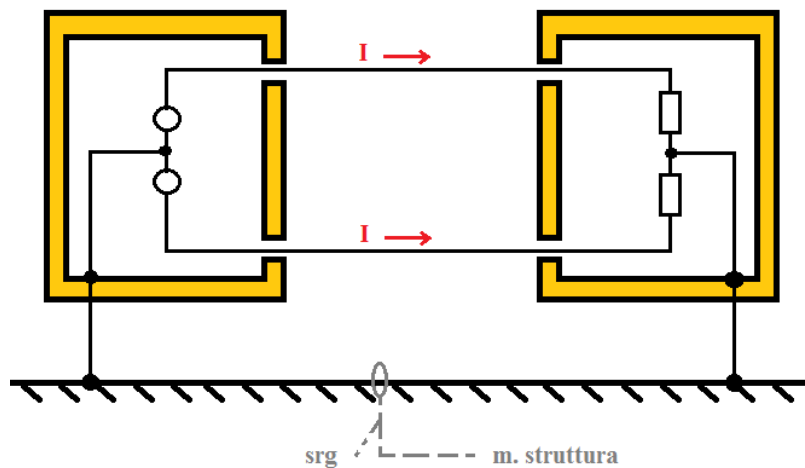


Figura 2.22.

Distributed single point grounding.

2.9. Schermatura.

Lo schermo ha una doppia azione: impedisce che il dispositivo sia influenzato da disturbi esterni ed evita che irradi disturbi a sua volta.

Si definisce efficienza di schermatura (shielding effectiveness) il rapporto tra il modulo del campo elettrico o magnetico incidente lo schermo ed il modulo del campo elettrico o magnetico che riesce a propagare da esso. Quindi è dato dal rapporto tra l'intensità del campo senza e con lo schermo:

$$SE = 20 \log_{10} \left| \frac{E_i}{E_t} \right|$$

con E_i intensità di campo elettrico sulla superficie sinistra dello schermo e E_t intensità che propaga attraverso lo schermo. Lo stesso vale se si considera un campo magnetico H .

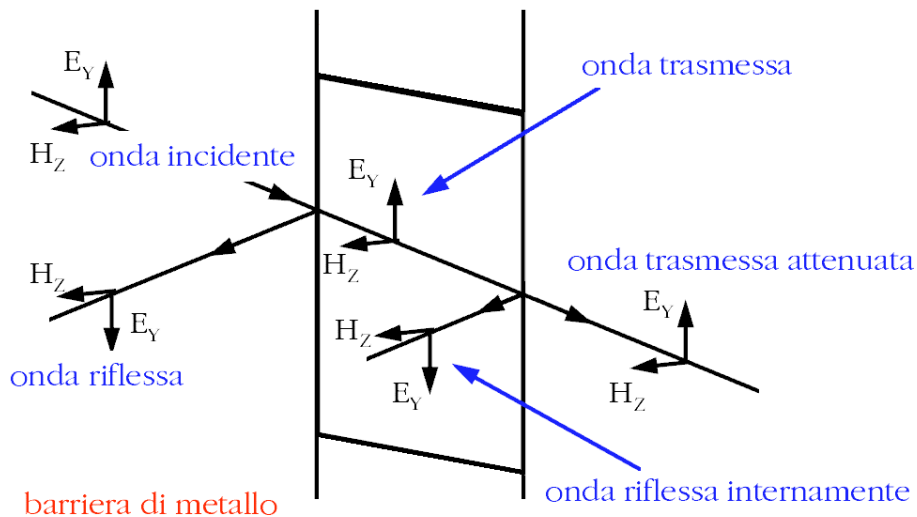


Figura 2.23.

Principio di funzionamento di uno schermo.

Si verificano in particolare tre fenomeni:

1. *Riflessione* che il campo incidente subisce colpendo la superficie di sinistra. Si presenta alla prima discontinuità aria-metallo.
2. *Attenuazione* del campo che è penetrato all'interno dello schermo. L'attenuazione dipende dalle caratteristiche elettromagnetiche del materiale dello schermo, difatti è dovuto all'assorbimento del metallo.
3. Successione di *riflessioni multiple* all'interno dello schermo stesso.

Quindi l'efficienza può essere riscritta come:

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} + M_{dB}$$

con R_{dB} perdita dovuta alla riflessione, A_{dB} perdita per attenuazione, M_{dB} contributo dato dalle riflessioni multiple che diminuisce l'efficienza di schermatura (è un valore negativo in dB).

2.9.1. Efficacia di schermatura: sorgenti di campo lontano.

Comportamento dello schermo nei confronti del campo elettrico.

Si suppone innanzitutto di essere in condizioni di campo lontano, ossia che il campo incidente sia approssimabile ad un'onda piana il cui angolo incidente alla superficie dello schermo è normale ad essa. Ci si pone in altri termini nella situazione peggiore.

Si ipotizza inoltre che lo schermo sia un ottimo conduttore, ossia che l'impedenza intrinseca del materiale conduttore che lo costituisce sia molto minore dell'impedenza intrinseca dell'aria.

Si considera inoltre trascurabile la riflessione interna da destra a sinistra.

Si definisce inoltre *coefficiente di trasmissione* il rapporto tra l'onda che propaga dopo la discontinuità e quella incidente sulla sezione di discontinuità stessa.

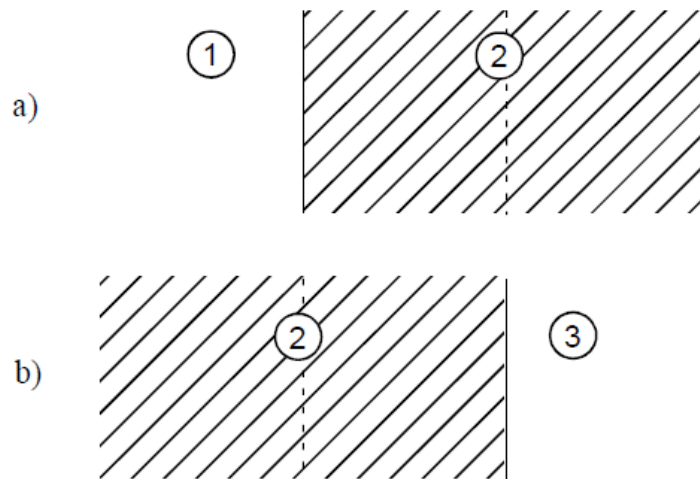


Figura 2.24.

a) *Interfaccia a sx: aria - mezzo conduttore*

b) *Interfaccia a dx: mezzo conduttore - aria*

Si considera quindi il rapporto tra il campo elettrico E_1 che propaga all'interno dello schermo ed il campo E_i incidente sulla superficie sinistra dello schermo (figura 2.23a).

$$\frac{E_1}{E_i} \cong T = 1 + K = 1 + \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} = \frac{2\eta}{\eta + \eta_0}$$

con T coefficiente di trasmissione e K coefficiente di riflessione.

Poiché l'impedenza intrinseca dello schermo è molto inferiore di quella dell'aria, $\eta \ll \eta_0$, il coefficiente di trasmissione all'interfaccia sinistra assume valori molto piccoli, ed il campo elettrico si comporta come fosse "cortocircuitato" dallo schermo.

In altre parole, alla superficie sinistra lo schermo riflette completamente il campo elettrico (avendo supposto un comportamento da buon conduttore dello schermo stesso). Quindi il campo elettrico non riesce a penetrare all'interno dello schermo se non per una sua frazione molto piccola.

Allo stesso modo si considera il rapporto tra il campo elettrico E_t che propaga a destra dello schermo nell'aria ed il campo E_1 incidente sulla superficie sinistra dello schermo (figura 2.23b)

$$\frac{E_t}{E_1} \cong 1 + \frac{\eta_0 - \eta}{\eta_0 + \eta} = \frac{2\eta_0}{\eta_0 + \eta}$$

Per quanto riguarda l'interfaccia destra, invece, si ha che $E_t/E_1 \cong 2$ (poiché $\eta \ll \eta_0$) e di conseguenza il campo elettrico esce pressoché inalterato dalla superficie in oggetto. L'interfaccia destra si comporta nei confronti del campo elettrico come una linea aperta.

L'effetto dello schermo è dato quindi dal rapporto tra il campo trasmesso ed il campo incidente:

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{E_t}{E_1} \cdot \frac{E_1}{E_i} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2}$$

Si è osservato come la maggior parte del campo elettrico che incide sulle interfacce sia riflessa.

È possibile a questo punto andare a calcolare un'espressione più accurata per l'efficienza di schermatura, considerando il solo contributo per riflessione:

$$SE \cong R = 20 \log_{10} \left| \frac{E_i}{E_t} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{(\eta + \eta_0)^2}{4\eta\eta_0} \right| \cong 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right|$$

2.9.2. Comportamento dello schermo nei confronti del campo magnetico.

È noto che:

$$\frac{E}{H} = \eta$$

con η impedenza caratteristica del mezzo in cui si manifesta il fenomeno elettromagnetico.

Come prima, si studia prima il comportamento dello schermo considerando gli effetti alle due interfacce in modo separato, prima quella tra l'aria ed un mezzo conduttore infinito (figura 2.23a), poi quella tra il mezzo conduttore e l'aria (figura 2.23b).

Per quanto riguarda la superficie sinistra si ha:

$$\frac{H_1}{H_i} = \frac{E_1/\eta}{E_i/\eta_0} = \frac{2\eta_0}{(\eta + \eta_0)}$$

Mentre, alla superficie destra si ottiene:

$$\frac{H_t}{H_1} = \frac{E_t/\eta}{E_1/\eta_0} = \frac{2\eta}{(\eta + \eta_0)}$$

E dunque si ottiene:

$$\frac{H_t}{H_i} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \cong \frac{E_t}{E_i}$$

Attraverso questi rapidi passaggi, sembra che l'effetto dello schermo sia lo stesso sia per il campo elettrico che per il campo magnetico.

In realtà esso è differente. Essendo $\eta \ll \eta_0$, si possono attuare come prima delle approssimazioni nello studio delle due interfacce:

$$\frac{H_1}{H_i} = \frac{2\eta_0}{(\eta + \eta_0)} \cong 2$$

Alla superficie sinistra il campo magnetico incidente non è riflesso dallo schermo, e vi penetra interamente. Per la superficie destra si ha:

$$\frac{H_t}{H_1} = \frac{2\eta}{(\eta + \eta_0)} \cong \text{valori molto piccoli}$$

e dunque all'interno dello schermo il campo è quasi completamente riflesso, e vi rimane confinato.

È immediato sottolineare quindi come la diminuzione dell'intensità del campo magnetico non possa riguardare l'attenuazione che si ha all'interno dello schermo. Al limite il materiale del quale esso è composto deve essere tale da attenuare in maniera decisa la propagazione, e lo spessore deve essere elevato.

Mentre uno schermo sottile può costituire un valido attenuatore per il campo elettrico, uno schermo di spessore più elevato risulta al contrario più efficace nei confronti del campo magnetico.

2.9.3. Perdite per attenuazione.

A dispetto delle semplificazioni attuate fin'ora, lo schermo non opera unicamente un'azione riflettente nei confronti dei campi. Anche l'attenuazione gioca il suo ruolo nella riduzione dei campi elettrico e magnetico. Essa dipende dal rapporto tra lo spessore dello schermo t e lo spessore di penetrazione δ , rapporto che dipende dalla frequenza f .

Si tiene conto dell'effetto dell'attenuazione moltiplicando il coefficiente $e^{t/\delta}$ (fattore di attenuazione per assorbimento) per il rapporto che si è calcolato prima tra campo trasmesso e campo incidente.

Per quanto concerne invece la dipendenza dalla frequenza, si ha che ad alte frequenze si verifica un aumento delle perdite dovute all'assorbimento, in quanto lo spessore di penetrazione risulta essere ridotto.

Le perdite per riflessione multiple, invece, non sono state considerate, poiché secondarie. Il loro apporto è trascurabile per il campo elettrico, mentre per il campo magnetico ciò non sarebbe accettabile. Infatti, il campo magnetico una volta penetrato nello schermo, continua ad essere riflettuto al suo interno, e solo l'attenuazione ne riduce l'ampiezza.

2.9.4. Analisi in frequenza dell'efficienza di schermatura.

Come visto finora, l'efficienza di schermatura può dirsi composta da soli due termini, quello di riflessione e quello di attenuazione:

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| + 20 \log_{10} e^{t/\delta}$$

Si cerca ora di porre tale equazione in funzione della frequenza.

L'impedenza intrinseca di un materiale che sia un buon conduttore, ossia con conducibilità σ elevata, è data da:

$$\eta = \sqrt{\frac{i \omega \mu}{\sigma + i \omega \varepsilon}} = \sqrt{\frac{i \omega \mu}{\sigma}} \sqrt{\frac{1}{1 + \omega \varepsilon / \sigma}} \cong \sqrt{\frac{i \omega \mu}{\sigma}}$$

con μ costante di permeabilità magnetica e ε permittività dielettrica.

Quindi è possibile riscrivere la *perdita per riflessione* come segue:

$$R_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \mu_R \varepsilon_0}} \right)$$

dove si sono usate la relazione $\mu = \mu_0 \mu_R$ per la permeabilità magnetica assoluta, che la scompone nel prodotto della sua componente a vuoto μ_0 e relativa μ_R ; e la definizione $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ dell'impedenza intrinseca del vuoto.

La conducibilità del materiale è stata riferita a quella del rame, $\sigma_{Cu} = 5,8 \cdot 10^7 S/m$, ossia si è imposto:

$$\sigma = \sigma_{Cu} \sigma_R$$

con σ_R conducibilità relativa rispetto al rame.

Allora la perdita per riflessione diviene:

$$R_{dB} = 168 + 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_R}{\mu_R f} \right)$$

Quindi R_{dB} è maggiore a bassa frequenza e per materiale ad elevata conducibilità. Inoltre, all'aumentare della frequenza l'efficienza schermante cala di 10 dB/dec a causa del fenomeno di riflessione. Sempre per le alte frequenze, ipotizzando costante l'impedenza dell'aria, si osserva un incremento dell'impedenza dello schermo, e ciò implica che il campo elettrico in tali condizioni penetra con maggior facilità nello schermo, la cui azione schermante quindi subisce un calo.

L'effetto schermante in particolare migliora utilizzando materiali buoni conduttori dotati di un σ elevato.

Per quanto riguarda le *perdite per attenuazione* invece si ha che lo spessore di penetrazione δ , i cui parametri relativi come prima son riferiti al rame, è dato dall'espressione:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \epsilon}} = \frac{0,06609}{\sqrt{f \mu_R \sigma_R}} \quad [m]$$

Quindi si ottiene:

$$A_{dB} = 20 \log_{10} e^{t/\delta} = 20 \frac{t}{\delta} \log_{10} e = 8,6859 \frac{t}{\delta} = 131,4 t \sqrt{f \mu_R \sigma_R}$$

Ossia si ha un incremento delle perdite per attenuazione in funzione dell'aumentare della radice della frequenza.

Assumendo un punto di vista più macroscopico è possibile notare come a bassa frequenza vi sia la prevalenza delle perdite per riflessione, mentre ad alta frequenza vi è prevalenza di quelle per assorbimento. In particolare, le perdite per riflessione sono consistenti sia per materiali ferrosi che non ferrosi. Ad alta frequenza, invece, la perdita per assorbimento dei materiali ferrosi risulta essere maggiore, e l'efficienza di schermatura risulta essere migliore.

2.9.5. Efficacia di schermatura: sorgenti di campo vicino.

Il disturbo in campo lontano è rappresentato come un'onda piana incidente normalmente sullo schermo stesso, la cui impedenza d'onda è pari a 377Ω . Quando però la sorgente del disturbo è in prossimità del dispositivo, o addirittura all'interno dell'apparecchiatura stessa, allora è necessario andare ad analizzare con maggior dovizia di particolari l'influenza di campo vicino. Lo studio però richiede la distinzione del tipo di sorgente disturbante, se elettrica o magnetica, perché la sua impedenza d'onda assume a seconda del caso valori differenti.

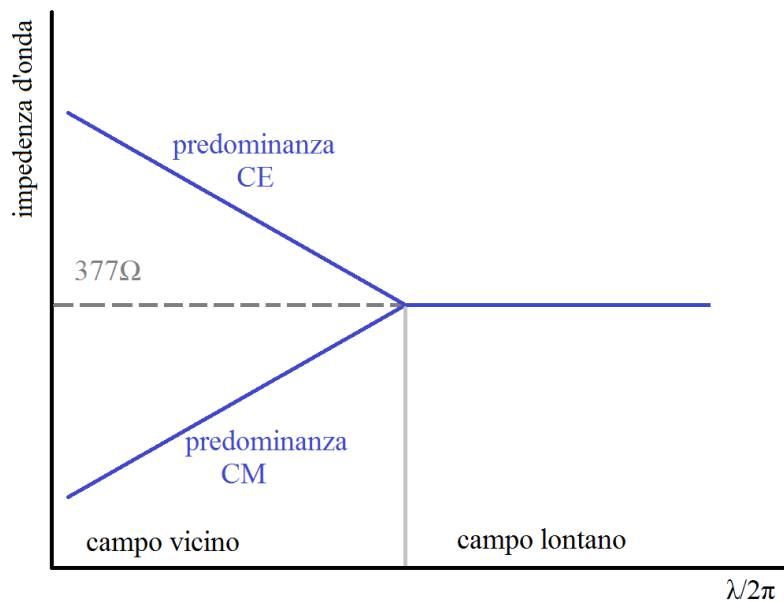


Figura 2.25.

*Andamento dell'impedenza d'onda in dipendenza
al tipo di sorgente ed alla distanza.*

Si definisce impedenza d'onda il rapporto:

$$Z_w \triangleq \frac{E_\theta}{H_\phi}$$

con E_θ componente lungo θ del campo elettrico, e H_ϕ componente lungo Φ del campo magnetico. Essa in campo lontano diviene pari all'impedenza caratteristica del mezzo, mentre in campo vicino bisogna andare a considerare i contributi separati dei due campi.

L'impedenza d'onda per sorgenti di tipo elettrico (ad alta impedenza) assume la forma:

$$|Z_E| = \frac{1}{2\pi f \epsilon_0 r} = \frac{\lambda_0}{2\pi v_0 \epsilon_0 r} \cong 60 \frac{\lambda_0}{r}$$

mentre per le sorgenti di tipo magnetico (a bassa impedenza) risulta essere:

$$|Z_M| = 2\pi f \mu_0 r = 2\pi \frac{v_0}{\lambda_0} \mu_0 r \cong 2370 \frac{r}{\lambda_0}$$

con r distanza dalla sorgente.

Quindi le perdite per riflessione di uno schermo in condizioni di campo vicino si ricavano sostituendo η_0 con Z_W :

$$R_{E \text{ dB}} = 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| \cong 20 \log_{10} \left| \frac{Z_E}{4\eta} \right| = 322 + 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_R}{\mu_R f^3 r^2} \right)$$

$$R_{M \text{ dB}} = 20 \log_{10} \left| \frac{\eta_0}{4\eta} \right| \cong 20 \log_{10} \left| \frac{Z_M}{4\eta} \right| = 14,57 + 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_R f r^2}{\mu_R} \right)$$

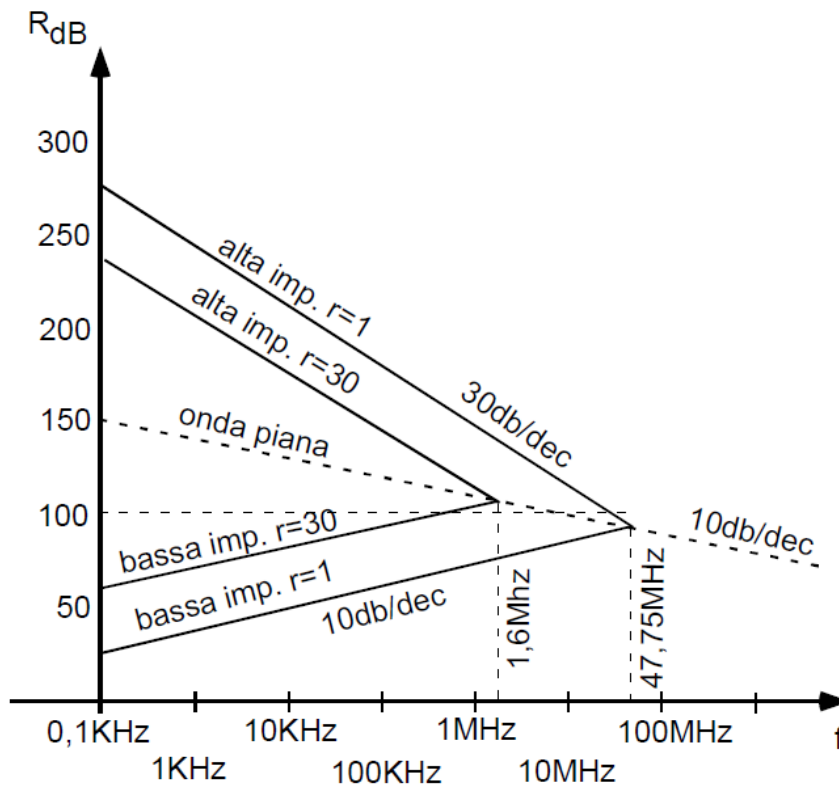


Figura 2.26.

Perdite per riflessione di uno schermo in rame in funzione della distanza.

In figura 2.26 si ha un grafico qualitativo delle perdite per riflessione che si hanno a diverse distanze della sorgente di disturbo dallo schermo. Si noti come per r che tende a valori elevati, le perdite tendono alla curva dell'onda piana asintoticamente.

I valori di perdita per riflessione, inoltre, risultano essere molto elevati per le sorgenti ad alta impedenza, ossia per le sorgenti elettriche vicine.

Dalla figura è inoltre possibile ottenere mediante la formula

$$r_0 = \frac{\lambda_0}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f}$$

il valore di frequenza in corrispondenza del quale si osserva un comportamento di tipo onda piana:

$$f_0 = \frac{c}{2\pi r_0}$$

Quindi per $r = 1$ si ottiene $f_0 = 47,75 \text{ MHz}$, mentre per $r = 30$ si ha invece $f_0 = 1,6 \text{ MHz}$.

In aggiunta a ciò si osserva che, all'aumentare della frequenza, le perdite di campo vicino tendono asintoticamente alle perdite di campo lontano. Quindi, all'aumentare di f , da una condizione di campo vicino, si passa ad una di campo lontano. In entrambi i casi le perdite sono funzione del rapporto tra conducibilità e permeabilità, ma il comportamento risulta essere differente al variare di frequenza e distanza.

L'effetto schermante, comunque sia, per il campo elettrico è costruito dal fenomeno della riflessione, e quindi la schermatura di sorgenti ad alta impedenza (come pure in campo lontano) richiede un'appropriata scelta del materiale, affinché abbia un valore elevato di conducibilità. Lo spessore dello schermo, inoltre, dovrebbe essere maggiore della profondità di penetrazione calcolata alla frequenza di interesse minore.

Al contrario, si è visto come nel caso di sorgenti a bassa impedenza (di tipo magnetico) in campo lontano, l'efficacia di schermatura sia prevalentemente dovuta al fenomeno di assorbimento perpetrato dallo schermo. Lo stesso vale in campo vicino, quindi per limitare l'effetto del campo magnetico si impiega l'attenuazione offerta dal materiale.

Infatti, come è possibile constatare dalla figura 2.26, le perdite per riflessione per tali valori d'impedenza sono inferiori a quelle del caso di onda piana incidente. Al diminuire della f in particolare esse assumono valori quasi trascurabili, se paragonati a quelle per sorgenti di tipo elettrico. È dunque necessario ottenere un'azione schermante più efficace.

Vi sono varie metodologie che si possono porre in essere in tale circostanza.

Si possono innanzitutto impiegare materiali ad alta permeabilità magnetica, tali da deviare le linee di flusso di un campo magnetico esterno. In tal caso è comunque consono considerare come, all'aumentare della frequenza e dell'intensità del campo, la permeabilità diminuisce.

In alternativa si può ricorrere a schermi costituiti da due tipi di materiali: un primo strato a basso valore di permeabilità ma tale da andare in saturazione per elevati valori di campo, ed un secondo strato dotato di un elevato coefficiente di permeabilità che però entra in saturazione a campi di valore inferiore. Il fenomeno della saturazione, infatti, subentra per valori di intensità elevata di campo, ed annulla l'effetto schermante. Questo metodo risulta purtroppo essere costoso ed comporta un peso maggiore sul dispositivo finale.

Infine vi è il metodo della spira chiusa in corto circuito, la quale induce in campo magnetico uguale ed opposto a quello disturbante, annullandone nel complesso l'effetto. Anche tale metodo ha delle controindicazioni: tende a saturare all'aumentare dell'intensità di campo, e all'aumentare della frequenza si verifica inoltre una diminuzione della permeabilità dei materiali ferromagnetici impiegati per realizzarlo.

2.9.6. Tipo di materiale dello schermo.

Tra i vari materiali che si possono impiegare per lo schermo vi sono principalmente l'alluminio, l'acciaio inossidabile, e una lega composta da entrambi. Il primo, rispetto al secondo, è dotato di un peso specifico inferiore, e comporta un peso finale inferiore. L'utilizzo di alluminio ed acciaio invece è più efficace nei confronti della schermatura a frequenze elevate, soprattutto nei confronti del campo elettrico, anche per spessori esigui. A frequenze basse, al contrario, è maggiormente indicato l'acciaio, grazie al suo valore cospicuo di permeabilità magnetica.

In ogni caso il problema basilare è rappresentato dalla corrosione, fenomeno che comporta la formazione di uno strato di ossido, la cui conducibilità è nettamente inferiore a quella del metallo. Per ovviare a ciò si possono proteggere le superfici mediante delle vernici protettive o, nel caso dell'alluminio, con la tecnica di anodizzazione. Tali metodologie risolutive tuttavia comportano l'interruzione della continuità elettrica dello schermo, in particolar modo in corrispondenza di

aperture. Le superfici da porre in contatto, quindi, devono essere prive di elementi protettivi in modo tale da garantire in ogni modo la continuità.

L'acciaio inossidabile, a dispetto di una conducibilità inferiore, ha come vantaggio principale quello di consentire delle guarnizioni più accurate e conduttive.

In alternativa, se si opta per un materiale di tipo plastico, quindi privo totalmente di conducibilità, è possibile renderlo tale mediante l'uso di vernici conduttive. Si ricopre, in altri termini, lo schermo con tali vernici, creando un sottile strato conduttore e schermante ma solo verso determinati campi. In genere le vernici impiegate sono composte da resine (acriliche, uretano, etc) all'interno delle quali sono disperse particelle di materiale conduttivo, la cui percentuale varia a seconda del compromesso che si vuole ottenere tra conducibilità ed aderenza e resistenza all'abrasione.

Possono essere stese a freddo, oppure ponendo il contenitore in ambiente con atmosfera controllata, in cui la sostanza conduttrice in essa presente va a depositarsi sulle superfici.

In alternativa è possibile rendere parzialmente conduttivo il materiale plastico immergendo nella plastica stessa delle fibre conduttive, oppure schermando il vetro del display ponendovi all'interno una sottile rete metallica.

Ovviamente tutte queste soluzioni hanno dei limiti intrinseci dovuti alla scarsa conducibilità e all'incapacità a condurre correnti elevate; vengono impiegate per sostenere costi inferiori ed avere un dispositivo finale di peso minore.

2.9.7. Effetto delle aperture.

Uno dei principali problemi riguardanti l'impiego di uno schermo consiste nella presenza di *aperture* su di esso, necessarie per il passaggio di cavi da o verso l'interno; per consentire l'accesso al dispositivo sia nella fase di assemblaggio che nel caso in cui necessitasse di operazioni di manutenzione o riparazione; per permettere la presenza di un display; per garantire i comandi, tramite pulsanti o interruttori, ad esempio.

La presenza di aperture nello schermo rappresenta un'interruzione di continuità della barriera, e costituisce una via preferenziale attraverso la quale le interferenze elettromagnetiche possono introdursi. Esse possono implicare una riduzione anche notevole dell'effetto schermante, nonché dell'efficacia di schermatura. Una qualunque apertura nello schermo, infatti, per il principio di Babinet, assume il comportamento di un dipolo della stessa lunghezza e larghezza della fessura, ed i campi elettrico e magnetico emessi risultano ruotati di 90°.

In altre parole, una apertura rappresenta un'antenna a dipolo in grado di ricevere od irradiare un campo elettromagnetico. Se inoltre essa alla frequenza f è tale per cui la dimensione massima d_A è pari alla metà della lunghezza d'onda λ , risuona e si comporta come un'antenna in risonanza di massima efficienza, comportando un crollo dell'efficienza di schermatura, a prescindere dai valori di riflessione ed assorbimento che si hanno.

L'attenuazione introdotta da una fessura, in particolare è approssimabile a:

$$SE_{dB} = -20\log_{10} \frac{f}{f_1} = 20\log_{10} \left(\frac{150}{fd_A} \right)$$

con f frequenza [Mhz], d_A massima dimensione della fessura [m], $f_1 = \frac{c}{2d_A}$, c velocità della luce nel vuoto ($300 \cdot 10^6$ m/s).

Da ciò consegue che all'aumentare della frequenza, si osserva una diminuzione del potere schermante. Inoltre, per avere un'attenuazione di 20 dB, è necessario che la massima dimensione della fessura non sia maggiore ad un ventesimo della più piccola lunghezza d'onda da impedire. A pari modo, per un'attenuazione di 40 dB, la dimensione della fessura non deve superare 1/200 di λ .

Qualora si abbiano *più di una apertura*, è necessario andare a considerare il numero di aperture, la loro dimensione, e la loro reciproca distanza. Ciò nonostante una corretta valutazione dell'efficienza di schermatura risulta essere di difficile realizzazione, anche appoggiandosi a programmi di simulazione.

In via del tutto generale, si sappia che è possibile ottenere uno schermo efficiente in presenza di più aperture andando a dimensionare opportunamente il numero e la dimensione delle aperture stesse. In termini di efficienza di schermatura, è comunque preferibile, a parità di dimensione complessiva, una soluzione con più aperture di piccole dimensioni piuttosto che con un'unica apertura di grandezza totale equivalente alla somma delle altre.

3. Dispositivo di lettura di termocoppie.

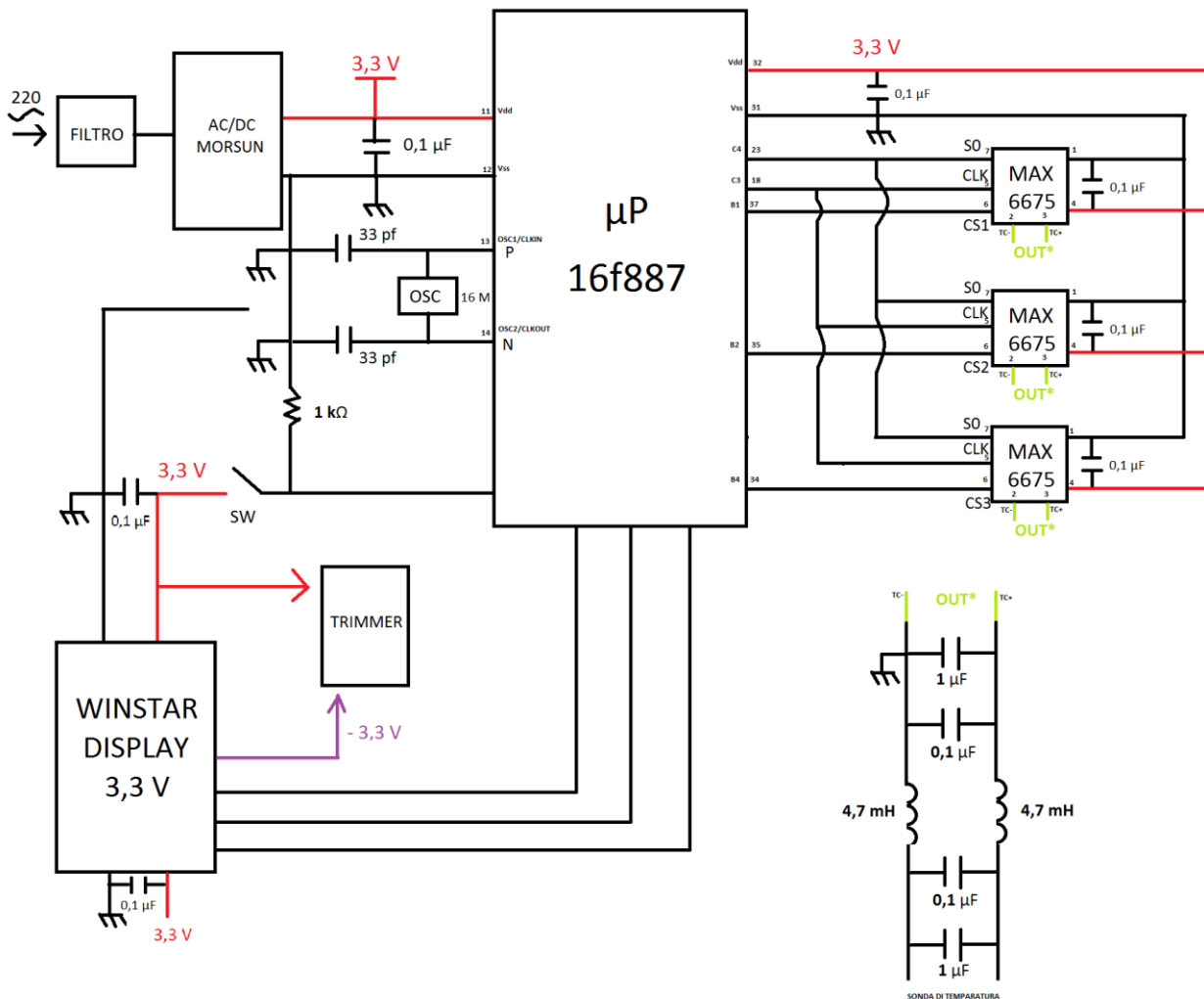


Figura 3.1.

In figura 3.1 è visualizzato lo schematico finale del dispositivo realizzato. L'intero processo di progettazione dello stesso ha però implicato un'evoluzione delle decisioni adottate, giungendo infine ad un progetto differente rispetto a quello inizialmente ideato.

In particolare, si è proceduti nella sua concretizzazione percorrendo parallelamente due binari di lavoro. Da un lato si sono poste in essere man mano tutte le accortezze suggerite dalla teoria sulla compatibilità elettromagnetica, operando sul sistema di grounding, sulla scelta del cavo, sui filtri, sulla tipologia di schermo; dall'altro invece si sono seguite le indicazioni sulle corrette modalità di collegamento per le termocoppie.

Inoltre, si è posto particolare attenzione alle necessità aziendali di perseguire una politica di compromesso tra la realizzazione di un dispositivo di elevata qualità e prestazione, ed il

contenimento consono dei costi sostenuti, in modo tale da poter immettere nel mercato un prodotto innovativo, competitivo e differenziato.

L'azienda nella quale ho svolto il progetto di tesi è la Telea Electronic Engineering, azienda operante dal 1988 a livello internazionale nel campo dei Dispositivi Elettromedicali.

L'attività principale svolta riguarda non solo la produzione e la vendita di tali prodotti, ma anche la ricerca e la progettazione.

Essendo dunque questo un progetto destinato all'immissione vera e propria nel mercato, è stato di conseguenza necessario riuscire ad ottenere un dispositivo coerente con le politiche aziendali.

Con attenzione alla figura 3.1, si illustrano a scopo informativo le varie componenti che compongono il dispositivo nella sua realizzazione finale.

3.1. Realizzazione del dispositivo.

3.1.1. MAX6675

È un componente posto subito dopo ogni termocoppia, che opera la compensazione del giunto freddo e digitalizza il segnale proveniente dalla termocoppia. Fornisce in uscita un segnale a 12 bit in formato read-only.

Questo integrato della Maxim è in altre parole un convertitore capace di leggere temperature fino a +1.024°C con una risoluzione di 0,25°C. Esso converte in digitale il segnale fornito dalla termocoppia, riducendo l'introduzione di rumore dovuti ai cavi della termocoppia. L'hardware di cui è dotato converte il voltaggio fornito dall'effetto termoelettrico in valori di temperatura equivalenti, ed effettua la compensazione che vi è tra il giunto freddo della termocoppia ed il riferimento standard a 0°C.

La compensazione è attuata tenendo conto di una variazione di voltaggio dell'ordine dei 41 μV/°C, che altro non è che la sensibilità della termocoppia, approssimando il funzionamento del trasduttore di temperatura con l'equazione lineare:

$$V_{OUT} = (41,2 \mu V/^{\circ}C) \cdot (T_R - T_{AMB})$$

con V_{OUT} voltaggio in uscita della termocoppia, T_R temperatura del giunto remoto, T_{AMB} temperatura ambiente.

In particolare, la temperatura ambiente è rilevata dall'integrato per mezzo di un diodo sensibile alla temperatura. La misura quindi avviene comparando il voltaggio fornito dal diodo (temperatura ambiente) ed il valore in uscita dalla termocoppia (temperatura remota a netto della temperatura ambiente), con la funzione di conversione memorizzata nell'ADC, in modo tale da effettuare il calcolo della temperatura del giunto caldo.

L'ADC a questo punto fornisce in uscita, al pin SO il valore di temperatura a 12 bit.

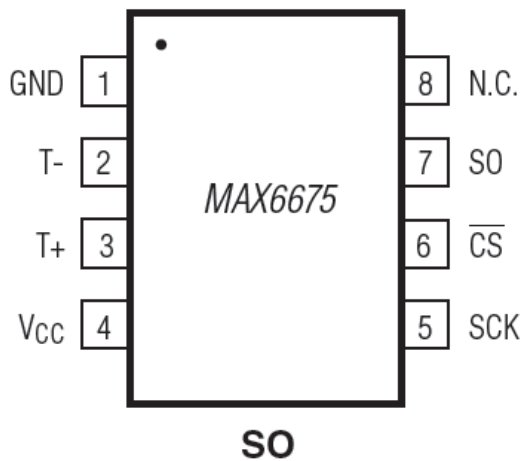


Figura 3.2. Configurazione dei pin.

In figura 3.2 è indicata la configurazione dei pin dell'integrato, mentre in figura 3.3 è illustrato il tipico circuito applicativo dello stesso.

In essa è suggerita l'interfaccia di collegamento al microprocessore, in cui il MAX6675 effettua la lettura da una termocoppia, e trasmette i dati così ottenuti tramite comunicazione seriale.

Per quanto concerne la piadinatura, la descrizione delle funzioni svolte dai singoli pin è illustrata nella tabella 3.1.

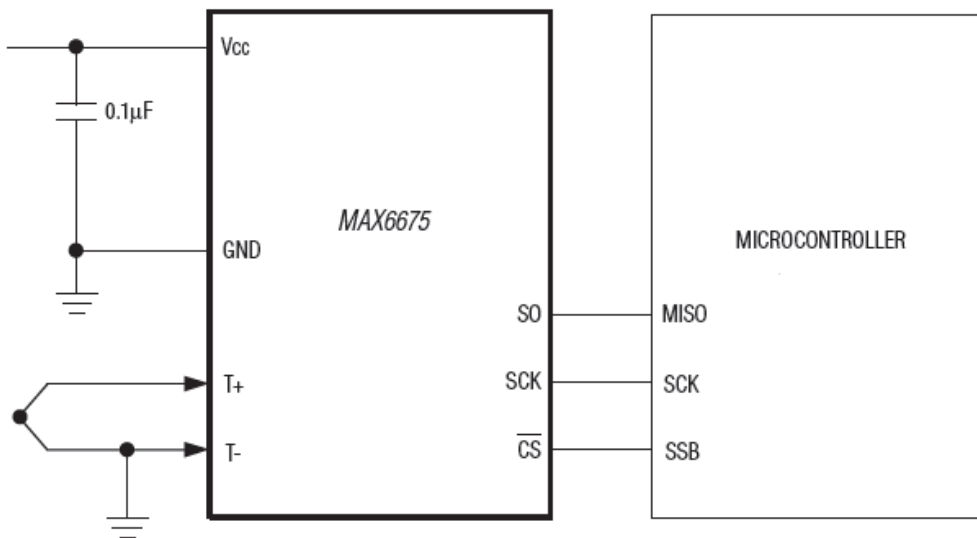


Figura 3.3. Tipico circuito di applicazione.

PIN	NOME	FUNZIONE
1	GND	Ground
2	T-	Collegamento al cavo proveniente dal conduttore di Costantana. Collegato esternamente a massa.
3	T+	Collegamento al cavo proveniente dal conduttore di Rame della termocoppia.
4	V _{CC}	Alimentazione bypassata a massa da una capacita' di 0,1μF.
5	SCK	Input seriale del segnale di clock.
6	\overline{CS}	Chip select. Va settato a 0 per abilitare l'interfaccia seriale.
7	SO	Output dell'integrale.
8	N.C.	Non connesso.

Tabella 3.1. Descrizione dei pin.

Per quanto concerne il sistema di accuratezza della termocoppia, è opportuno ch'esso sia sviluppato tenendo presente le seguenti precauzioni:

- Utilizzo di un cavo il più largo possibile, in modo tale da non disperdere il calore dall'area di misura.
- Qualora si debba impiegare un cavo sottile è più opportuno utilizzarlo in prossimità dell'area di misura, e servirsi di un cavo di estensione nella zona priva di gradiente di temperatura.
- Evitare stress meccanico e vibrazioni che potrebbero forzare il cavo.
- Evitare gradienti di temperatura eccessivi.
- Utilizzare correttamente la termocoppia nel suo range di temperatura.
- Se si impiega una termocoppia il cui cavo risulta essere molto lungo, è opportuno che i due conduttori siano twistati, in modo tale da evitare disturbi. In questa modalità è difatti possibile minimizzare il rumore di modo comune, che risulta essere uguale in entrambi i

conduttori della termocoppia. L'attorcigliamento dei conduttori infatti fa sì che entrambi i cavi prendano lo stesso segnale di rumore.

- Utilizzare degli adeguati materiali per le guaine a protezione dei cavi qualora l'ambiente di impiego risulti ostile, affinché la termocoppia sia protetta.
- Utilizzare cavi di estensione solo per temperature ridotte e unicamente in regioni in cui il gradiente di temperatura risulti contenuto.
- Porre attenzione alla resistenza del cavo della termocoppia. È difatti necessario minimizzare la deriva termica e l'incremento dei tempi di reazione della termocoppia. Ad una resistenza elevata infatti corrisponde una maggiore sensibilità al rumore, e la possibilità che si verifichino errori a causa dell'impedenza che si ha all'ingresso del dispositivo. È per questo motivo che si impiegano cavi più spessi e con resistenza minore.
- Utilizzare un piano di massa ampio.

3.1.2. PIC16F887

Il PIC16F887 è un microcontrollore ad 8 bit, dotato di un oscillatore interno regolabile dai 32 kHz agli 8 MHz, con 14 ingressi analogici che possono essere selezionati singolarmente (convertitore analogico-digitale a 10 bit). L'architettura del package può essere a 40 o 44 pin.

Esso è impiegato nel dispositivo per leggere per via seriale il segnale delle tre termocoppie precedentemente convertito dai MAX6675.

La comunicazione seriale è una tipologia di comunicazione tra dispositivi in cui la ricezione e la trasmissione dei dati avviene un bit alla volta, ossia per l'appunto serialmente.

La sequenza di 12 bit fornita dai MAX6675 è dunque trasmessa al microprocessore in tale modalità. La comunicazione seriale richiede un'adeguata sincronizzazione tra il ricevitore ed il trasmettitore in modo tale che non si verifichi alcuna perdita di informazione.

In particolare, la velocità di trasmissione dei dati, ossia il numero di bit inviati in un secondo [bit/s] prende il nome di *baud rate*. Tale parametro può assumere valori dai 300 bit/s ai 115.200 bit/s, e principalmente dipende dalla lunghezza del cavo che connette i due dispositivi comunicanti.

Il livello logico in condizioni di quiete è alto, e per indicare l'inizio della trasmissione della sequenza di bit si impiega un bit di start imposto a basso livello logico. Dopodiché si trasmettono 7 bit relativi al dato ed il bit di parità. Il bit di stop ha livello logico alto e segna la fine della

trasmissione. In particolare il bit di parità è un bit che sta ad indicare una corretta trasmissione dei dati.

L'interfaccia seriale del trasmettitore forza a livello logico basso la linea di enable \overline{CS} ed applica il segnale di clock per la lettura del risultato alla linea dati SO. Nel momento in cui la linea di enable risulta essere bassa, non avviene la conversione del valore fornito dalla termocoppia.

Una lettura completa dell'interfaccia seriale richiede 16 cicli di clock. Il primo bit D15 è sempre posto a zero, mentre i bit da D14 a D3 contengono l'informazione, la quale è organizzata dal MSB (Most Significant Bit) al LSB (Least Significant Bit). Il bit D2 è in genere posto a zero, e passa a livello logico basso quando l'input proveniente dalla termocoppia è in open (ossia la termocoppia non è collegata correttamente). Il bit D1 è in genere basso, mentre D0 è in three-state (ad alta impedenza).

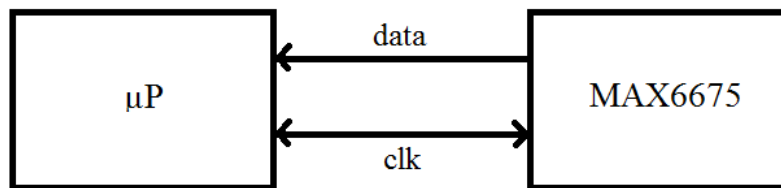


Fig. 3.4. Interfaccia seriale.

La porta seriale offerta dal microprocessore è di tipo sincrono, ed inoltre può essere configurata come un'interfaccia SPI (Serial Peripheral Interface) a 3 cavi, oppure come un bus I2C (Inter-Integrated-Circuit) a due cavi, od infine come una EUSART (Enhanced Universal Asynchronous Receiver Transmitter).

3.1.3. Gli altri componenti.

Quindi, si è illustrata la modalità di comunicazione e le funzionalità svolte dal microprocessore e dai MAX6675. Per quanto riguarda gli altri componenti, è sufficiente sapere che:

- Il trimmer è inserito per regolare la luminosità del display; esso adatta l'intensità di tensione e corrente a seconda delle necessità. La differenza di potenziale ai suoi capi, quindi, regola la dimensione della resistenza.
- L'oscillatore a 16 MHz è impiegato come generatore del segnale di clock per il microprocessore; la frequenza effettiva di clock è inferiore, e rallentata tramite software a 4MHz.

- Il convertitore AC/DC, necessario per collegare il dispositivo alla rete elettrica, raddrizza in uscita la tensione elettrica che ha in ingresso, ossia la converte da alternata a continua, fornendo in uscita i 3,3 V necessari al dispositivo.
- Vi è infine un banco di filtri, posti all'uscita delle termocoppie, la cui funzione è quella di bloccare i disturbi provenienti da esse.

Lo schermo utilizzato inizialmente nel prototipo è di alluminio.

3.1.4. Sviluppo del progetto: prima realizzazione.

È necessario a questo punto una debita considerazione. Il lavoro di progettazione è dato da un insieme di scelte successive, le quali non si limitano alla semplice ideazione dello stesso, bensì continuano soprattutto nella fase della realizzazione del prototipo. A dispetto della logica celata in tale affermazione, è parimenti immediato intuirne le motivazioni: una corretta concretizzazione del progetto, accompagnata da test e revisioni successive, consente difatti non solo l'ottenimento di un dispositivo funzionante ed affidabile, ma anche la riduzione dei costi sostenuti per la sua realizzazione.

È difatti tale successione di operazioni e modifiche a rendere complessa l'attività del progettista. L'ideazione del dispositivo difatti non è sufficiente a garantire un buon risultato finale, ed è per questi motivi che ho scelto di illustrare, per quanto in maniera concisa, l'avvicendamento di scelte che sono state poste in essere, in modo tale da permettere un'intuizione di quanto non sia banale a dispetto da ciò che si può supporre.

Inizialmente era stato scelto il componente MAX31855 in sostituzione al MAX6675, che altro non è che l'evoluzione del MAX6675 successivamente adottato.

Esso può misurare un range di temperature maggiore rispetto all'altro componente, che va dai -200°C ai +1350°C in incrementi di 0,25°.

Una prima realizzazione del dispositivo, si può osservare in figura [3.5](#).

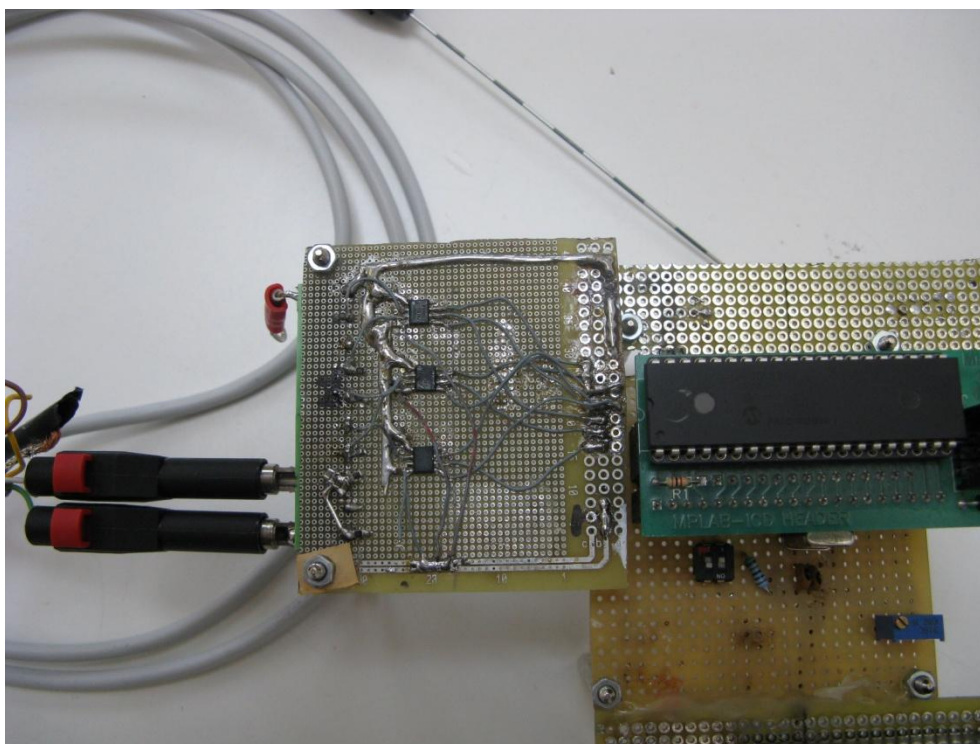
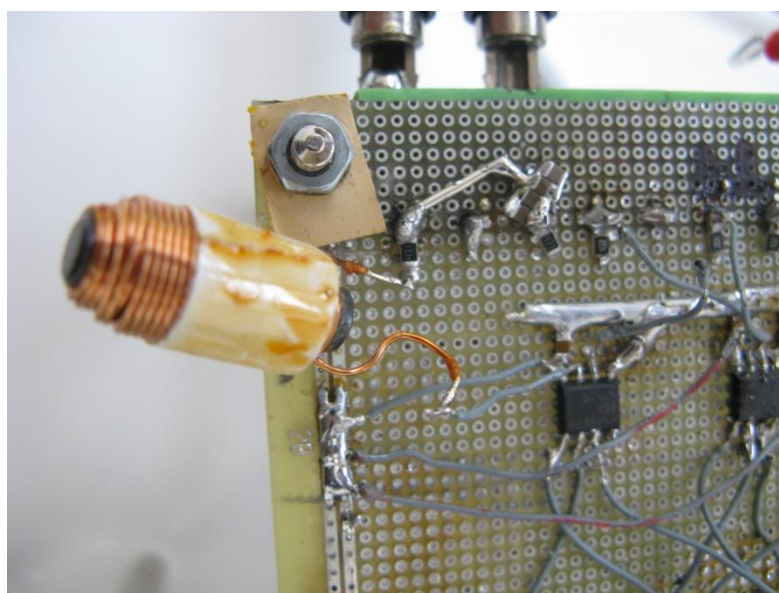


Figura 3.5. Prima realizzazione.

In particolare l'immagine è relativa al dispositivo non inserito nello schermo.

I test di disturbo inizialmente svolti in tale configurazione, sia senza che con lo schermo, hanno avuto tutti esito negativo, poiché il funzionamento del dispositivo è risultato disturbato e sensibile alle interferenze introdotte dal Vesalius. Difatti, nel momento in cui l'apparecchio disturbante è stato attivato, esso non è stato in grado di rilevare correttamente sia la temperatura ambientale che la temperatura corporea.

Anche l'impiego di un filtro in ingresso (si veda la figura [3.6](#)), come suggerito dalle indicazioni fornite dall'Evaluation Kit del MAX31855, non ha comportato una corretta schermatura del dispositivo.



A lato: figura 3.6. Filtro in ingresso ai componenti MAX31855.

A questo punto, nel tentativo di ridurre le interferenze subite dal dispositivo, si è aggiunto un filtro di rete per schermare le componenti di disturbo eventualmente provenienti dalla rete di alimentazione. Il suddetto filtro è stato fissato alle pareti dello schermo, e frapposto tra il dispositivo e l'alimentazione. I test successivamente svolti hanno nuovamente evidenziato dei disturbi, la cui entità è però risultata ridotta.

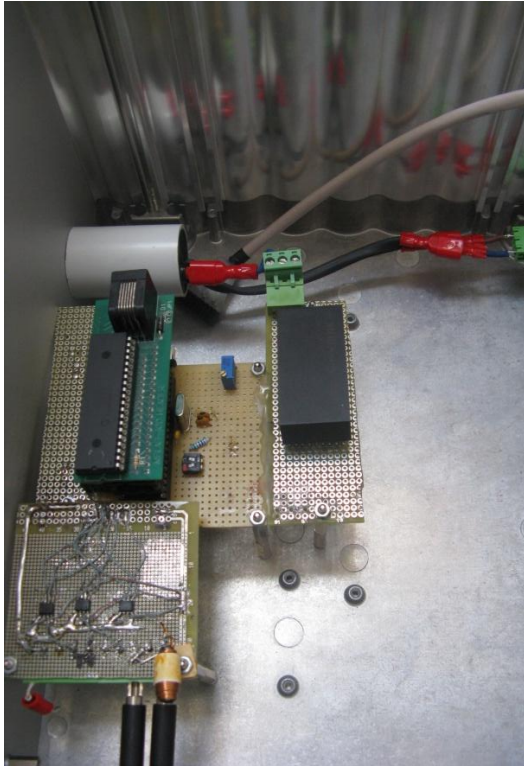


Figura 3.7.

Introduzione del filtro di rete.



Figura 3.8.

Dettaglio: filtro di rete.

Data la diminuzione dei disturbi rilevati, si è quindi supposto che parte del disturbo, quindi provenisse anche dalla rete.

Si è provato il dispositivo con l'Evaluation Kit fornito dalla Maxim per il componente MAX31855 (figura [3.9](#)). Si è prima provato il dispositivo assieme ad esso, dopodiché dati i risultati negativi, per indagare sull'entità dei disturbi provenienti dalla rete, si è provato l'Evaluation Kit alimentandolo dalla porta USB del computer e mantenendo quest'ultimo scollegato dalla rete, quindi impiegando la batteria del portatile. In questo modo si è andati a verificare se la causa principale di disturbo provenisse dall'alimentazione. Esso non è risultato significativamente disturbato, ma ciò comunque non deve far credere che il disturbo possa essere causato solo dalla rete.

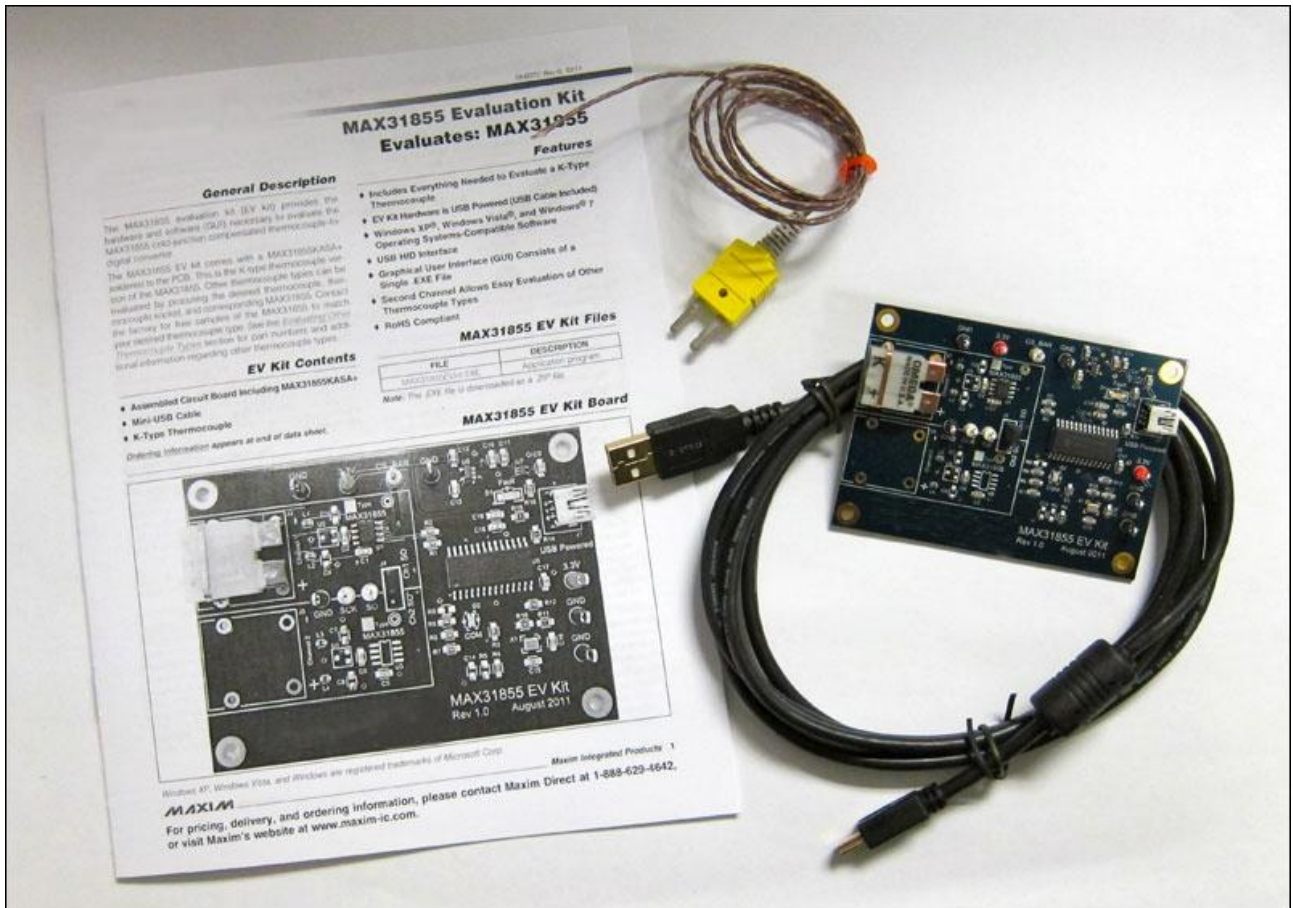


Figura 3.9. Evaluation kit per il MAX31855.

A questo punto si è ipotizzato che la sensibilità così elevata ai disturbi fosse provocata in parte anche da una scorretta disposizione delle componenti all'interno del dispositivo stesso, come pure dalla presenza di percorsi di massa troppo sottili. Si sono illustrate in precedenza, al capitolo 2.6 relativo alla diafonia, ed nello specifico ai punti 2.6.5 e 2.6.6, le accortezze suggerite nella realizzazione del circuito da proteggere. È dunque opportuno ridurre il più possibile l'area compresa tra il percorso di massa e l'alimentazione.

Si è quindi rielaborato il progetto e modificato il circuito, realizzandolo in modo tale che:

- I collegamenti tra le parti circuitali fossero più corte;
- Le masse fossero più spesse;
- Le maglie circuitali risultassero ridotte.

In figura 3.10 è possibile vedere il dettaglio di una parte del prototipo, in cui i collegamenti di massa risultano essere visibilmente più spessi della restante parte dei collegamenti.

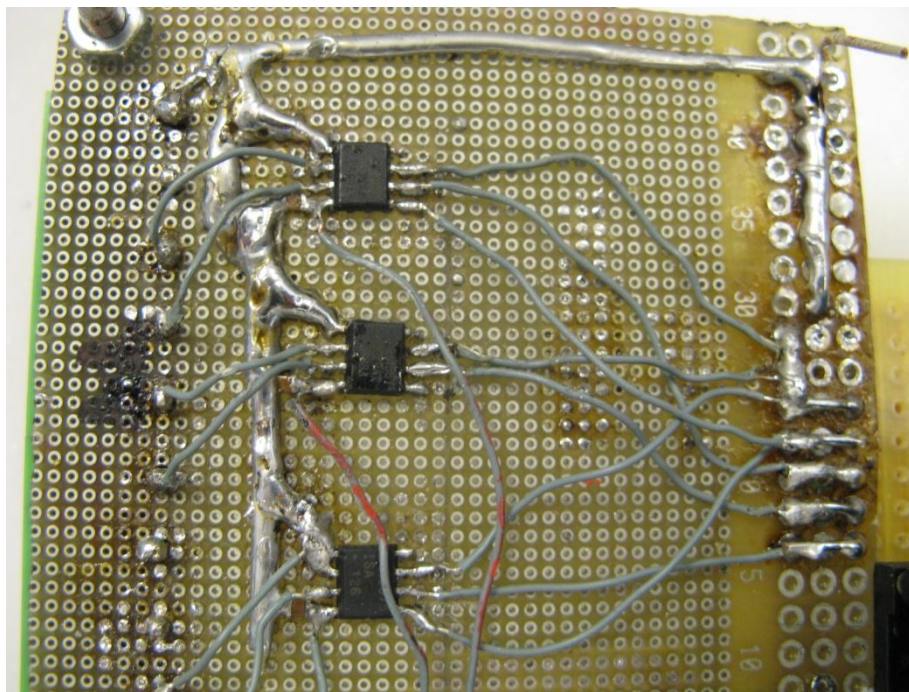


Figura 3.10. Dettaglio collegamenti.

I test di disturbo, eseguiti nei banchi prova della Telea E.E. disponendo il dispositivo realizzato nella posizione di massimo disturbo, ossia davanti al Vesalius, sono risultati nuovamente negativi. Gli accorgimenti adottati circa le masse più spesse ed i collegamenti più brevi tra le varie componenti hanno contribuito a ridurre i disturbi, ma non li hanno risolti completamente.

Si è quindi deciso di mantenere le accortezze che singolarmente hanno contribuito alla diminuzione dei disturbi elettromagnetici (filtro di rete, masse più spesse e collegamenti brevi), e si è inserito un ulteriore banco di filtri, tali da filtrare i disturbi provenienti dalla rete e le emissioni spurie.

Si sono scelti i filtri AR02.2.5A dell'Actronic (figura 3.13.).

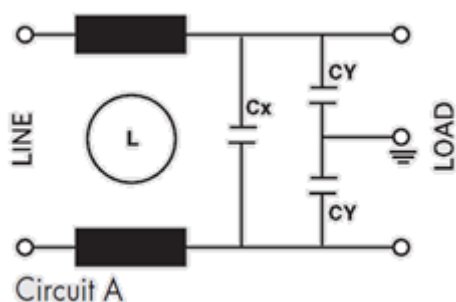


Figura 3.11. a fianco.

Dettaglio filtro impiegato.

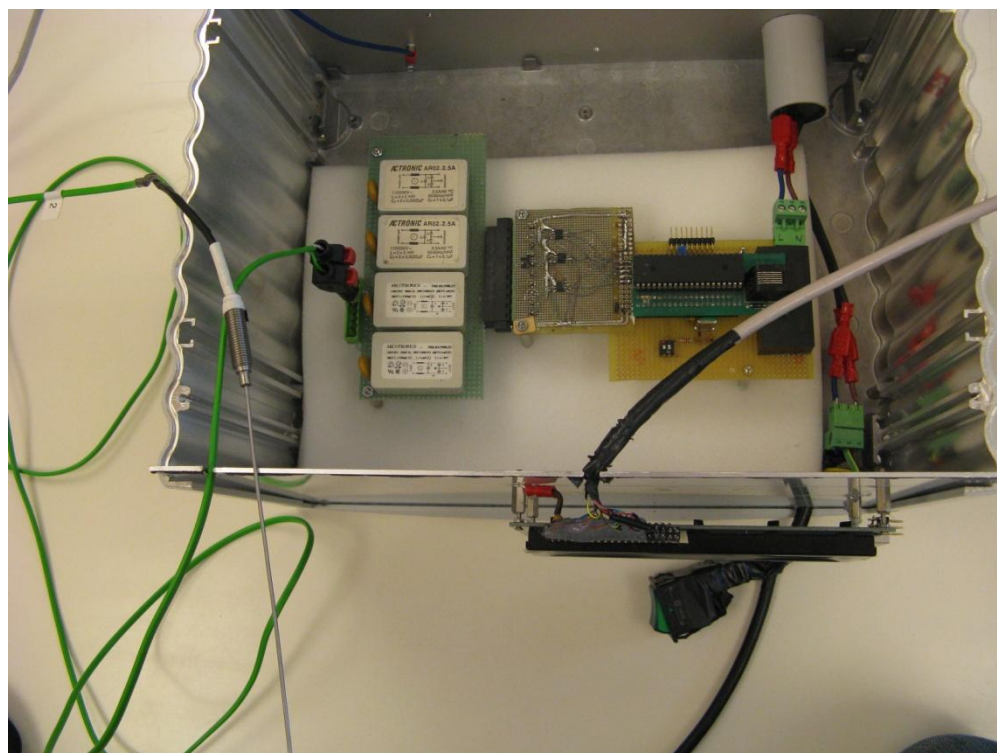
In particolare:

$$C_X = 0,1 \mu\text{F}$$

$$C_Y = 2.500 \text{ pF}$$

$$L = 2 \text{ mH}$$

*Figura 3.12.
Prototipo.*



*Figura 3.13.
Dettaglio
collegamento filtri.*



Nuovamente i test svolti hanno avuto esito negativo. I filtri impiegati non hanno evidenziato particolari disturbi elettromagnetici rispetto alla configurazione precedente, suggerendo la possibilità di migliorare la schermatura del dispositivo mediante la realizzazione di filtri più specifici.

3.1.5. Sviluppo del progetto: seconda realizzazione.

Si è realizzata a questo punto una sostituzione dei MAX31855 con i MAX6675, versione precedente della Maxim del convertitore per termocoppie, contenente della logica aggiuntiva, soprattutto di filtraggio, rispetto al componente più recente.

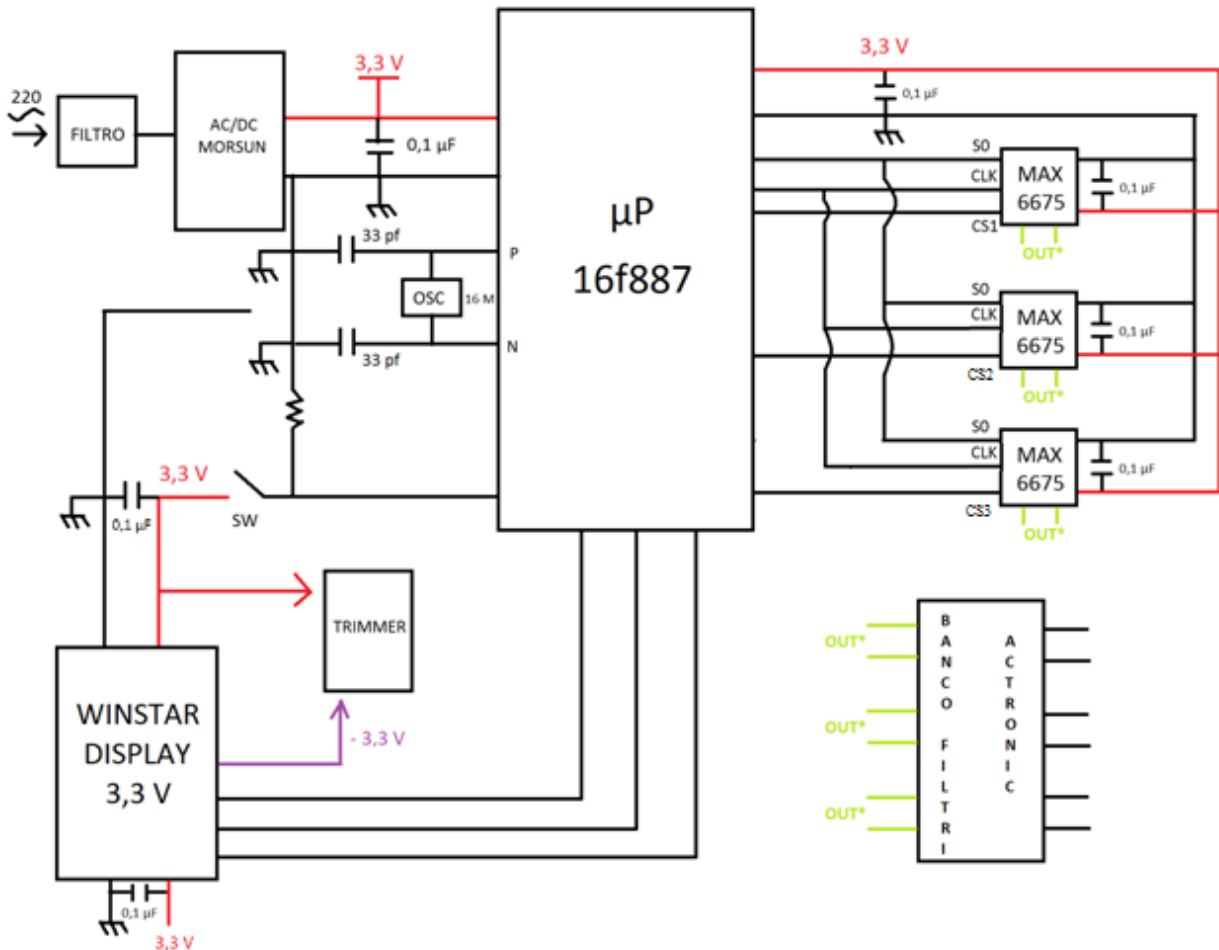


Figura 3.14. Schematico adottato nella configurazione in oggetto.

La figura 3.14 illustra la configurazione adottata, alla quale sono state comunque mantenute le accortezze utili alla riduzione dei disturbi:

- Collegamenti brevi tra le parti circuitali;
- Masse spesse;
- Riduzione delle maglie circuitali;
- Presenza del filtro di rete;

- Presenza del banco di filtri AR02.2.5A;
- Sostituzione degli integrati MAX31855 con i MAX6675.

I test svolti in questa modalità hanno avuto esito positivo, ed il dispositivo così realizzato non ha risentito dei disturbi di natura elettromagnetica.

Si è dunque scritto ed inviato un report alla Maxim, evidenziando la differenza di comportamento del componente MAX31855 in confronto al MAX6675. Il MAX31855, difatti, nonostante sia la versione sostitutiva del MAX6675, è stato realizzato dalla casa produttrice con delle *componenti interne di filtraggio mancanti* rispetto al componente precedente.

La ditta si è scusata per l'inconveniente causatoci, e si offerta di fornire all'azienda un waffer di silicio personalizzato secondo le nostre esigenze.

Il lavoro di tesi però non si è bloccato a questo punto. Si è voluto difatti, a partire dalla configurazione in oggetto, ottenere un risultato migliore, ponendo in essere scelte progettuali ulteriori il cui fine è stato principalmente quello di ottimizzare ancor più il progetto.

Si sono apportate quindi una serie di modifiche al dispositivo.

Inizialmente si sono sostituiti i filtri AR02.2.5A con un singolo filtro appositamente realizzato (si vedano le figure [3.15](#) e [3.16](#)). Ci si è difatti posto l'obiettivo di minimizzare le componenti utilizzate. Ciò consente non solo di ridurre lo spazio dedicato al dispositivo, ma anche di diminuirne il peso ed il costo complessivo.

È risultato possibile effettuare la sostituzione dei filtri AR02.2.5A, in quanto il dispositivo così composto non ha risentito dei disturbi.

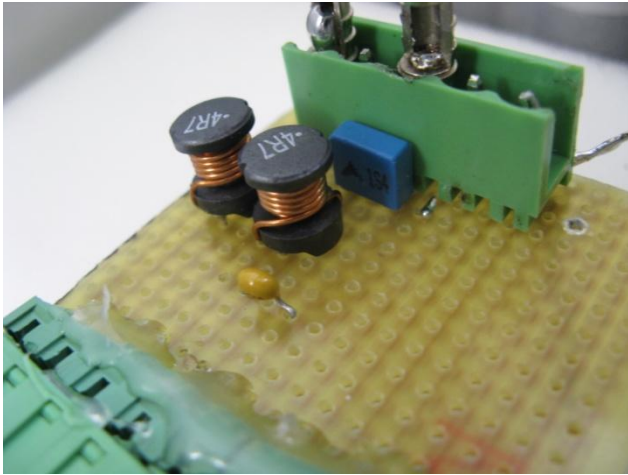


Figura 3.15. Realizzazione filtro.

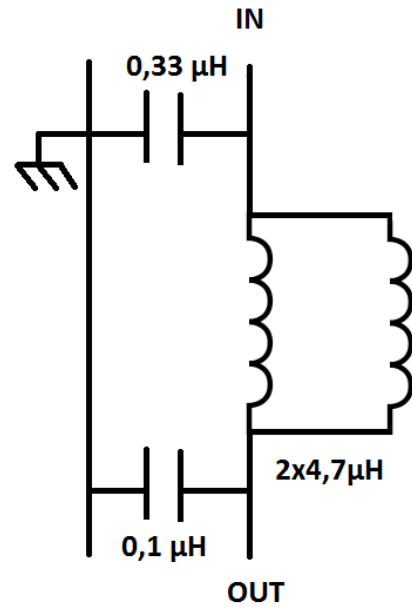


Figura 3.16. Schematico filtro.

A questo punto si sono svolti i test di disturbo sul dispositivo dotato di un filtro di rete esterno (figura 3.17), in maniera tale da verificare il comportamento dell'apparecchio con una tipologia di alimentazione differente, in modo tale da poter verificare l'apporto al disturbo dalla rete. Poiché le prove non hanno evidenziato cali significativi nei disturbi percepiti, si è concluso che la rete elettrica di alimentazione non rappresenta una fonte influente di disturbo.

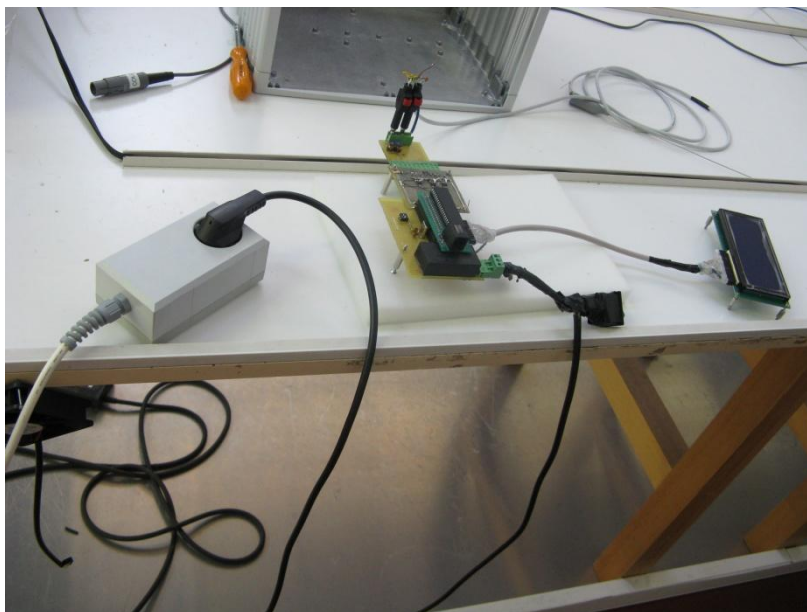


Figura 3.17. Impiego di un filtro di rete esterno.

Individuazione della corretta modalità di grounding della parte applicata.

Essendo il collegamento a massa una delle questioni connesse alla compatibilità elettromagnetica più rilevanti (si veda il paragrafo 2.8), si è voluto indagare su quale delle varie modalità fosse migliore.

Ci si riferisce in questo caso al collegamento a massa del cavo coassiale della sonda termica. Essendo essa una parte applicata al paziente, ossia quella parte dell'apparecchio elettromedicale per il cui impiego è necessario il contatto fisico col paziente, le normative ne regolano con particolare attenzione l'isolamento. A prescindere da un'elevata impedenza interna d'isolamento, difatti, ogni apparecchio può comportare la presenza di correnti di dispersione, ossia di correnti di lieve entità capaci di fluire verso terra, sull'involucro e nel paziente.

Le correnti di tale natura in generale quindi si suddividono in correnti di dispersione:

- Verso terra: ossia quella corrente che dalla parte del dispositivo collegato alla rete elettrica, percorre il conduttore di protezione e scarica sull'impianto di terra.
- Sull'involucro: ossia la corrente che, escluse le parti applicate, percorre l'involucro dell'apparecchio e risulta quindi accessibile sia al paziente che all'operatore, i quali possono entrambi fungere da collegamento verso terra o tra due punti appartenenti all'involucro stesso.
- Nel paziente: ci si riferisce in questo caso proprio alla parte applicata del dispositivo. La corrente può difatti avere la possibilità di percorrere la parte applicata, durante il funzionamento del dispositivo, e tramite il paziente andare a terra.

Con riferimento alla calza del cavo della termocoppia quindi:

- La si è mantenuta flottante, senza collegarla a terra. Il dispositivo è risultato disturbato, e la scelta non risulta dunque essere valida.

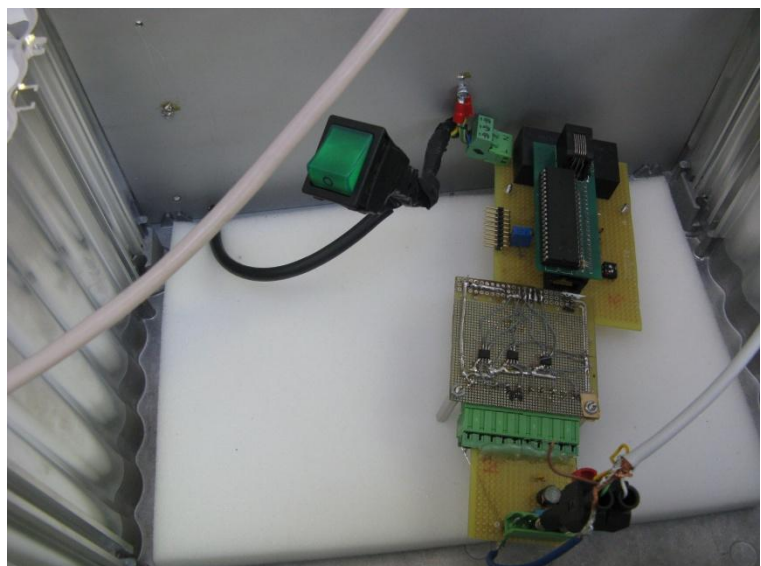


Figura 3.18.

- Si è mantenuta flottante, collegandola però alla massa del dispositivo mediante una placca di alluminio. Nuovamente si sono registrati disturbi nel funzionamento del dispositivo.

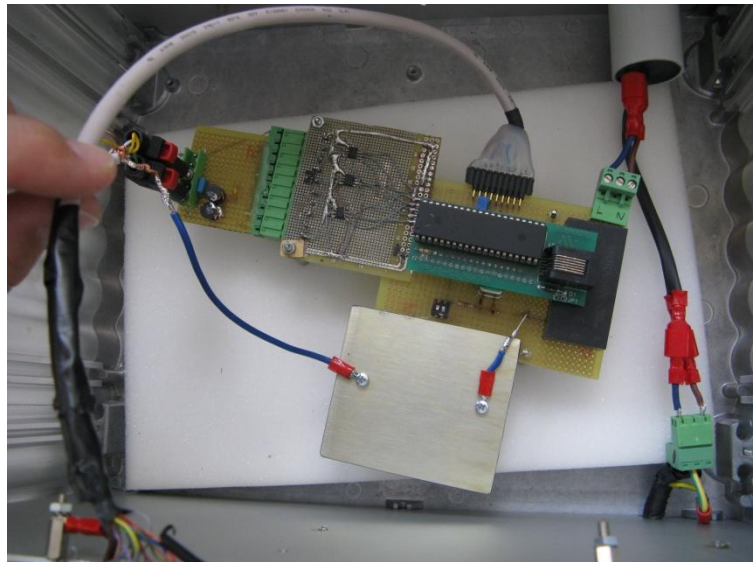


Figura 3.19.

- Collegamento della calza della sonda alla massa del circuito, in moto tale che la massa fosse posta il più vicino possibile all'integrato. Soluzione errata.

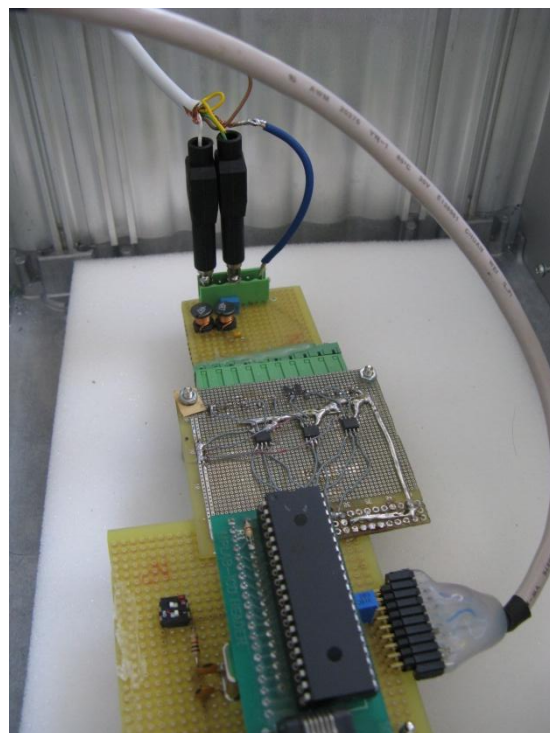


Figura 3.20.

Si è dunque appurato come la massa del cavo coassiale della sonda, è necessario sia collegata allo schermo. Beninteso che tale soluzione risulta essere valida con la configurazione finora esposta. La normativa relativa ai dispositivi medici applicati su pazienti richiede però che le parti applicate al paziente non siano collegate a terra, a differenza delle parti accessibili, che devono essere al contrario collegate a terra.

3.1.6. Modifica del filtro in ingresso al dispositivo.

Si sono effettuate una serie di modifiche del filtro in uscita dalla sonda, ossia il filtro tale da eliminare i disturbi introdotti dalla sonda di temperatura, con l'obiettivo di individuare la configurazione ottimale, ossia quella capace di garantire l'assenza di interferenze elettromagnetiche, assicurando in ogni caso una consona riduzione delle dimensioni dell'apparecchio.

Si è modificato il filtro, impiegando l'integrato MAX7427 della Maxim. Tale componente, nello specifico, realizza un filtro passa basso ellittico del quinto ordine.

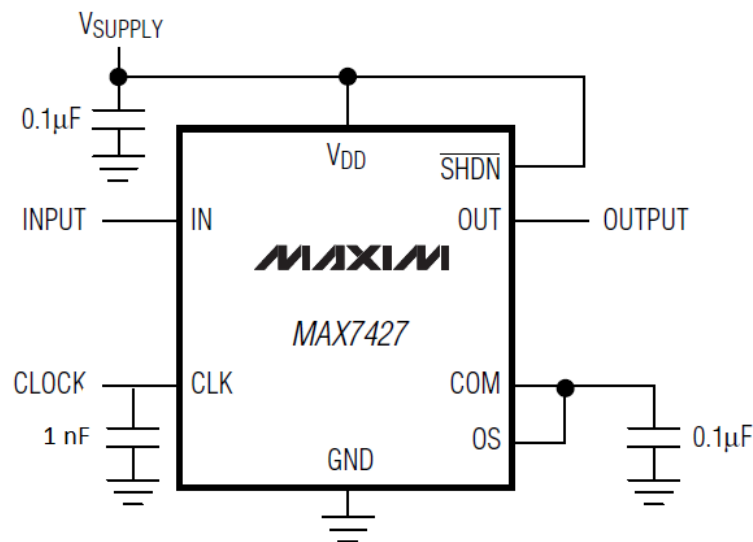


Figura 3.21. Metodologia di collegamento del componente.

La configurazione inizialmente adottata è quella rappresentata in figura 3.21.

Come da indicazione del datasheet relativo al componente, si è scelto di porre in ingresso al clock una capacità pari a 1nF.

Difatti, è possibile settare la frequenza di taglio del filtro modificando la velocità del clock. In questo caso si è voluto filtrare tutte le frequenze al di sopra dei 150 Hz, quindi:

$$f_c = 150 \text{ Hz} = \frac{f_{\text{CLK}}}{100}$$

Dalla quale, grazie alla relazione:

$$f_{\text{CLK}}(\text{KHz}) = 15 (\text{KHz}) = \frac{17,5 * 10^3}{C_{\text{OSC}}(\text{pF})}$$

è possibile ricavare il valore della capacità C_{OSC} da porre sul pin CLK:

$$C_{\text{OSC}} = 1,16 \text{ nF} \cong 1 \text{ nF}$$

Il differente valore assunto da tale capacità, difatti, consente di stabilire la frequenza di taglio f_c , la quale regola a propria volta la frequenza dell'oscillatore interno.

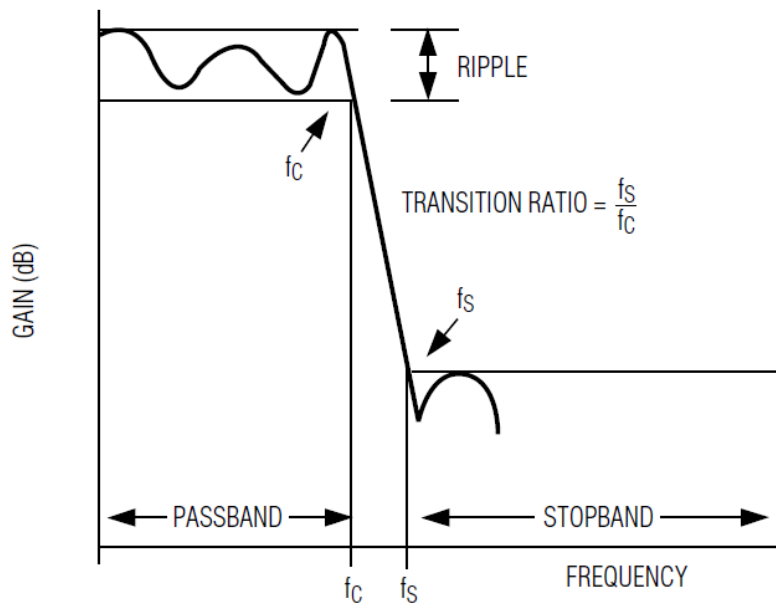


Figura 3.22. Risposta del filtro.

La prova del circuito così composto è risultata negativa. Un'analisi dello stesso mediante oscilloscopio ha evidenziato come il segnale non venisse letto dal componente. Si è quindi deciso di modificare il filtro, aumentandone la banda, e sostituendo la capacità da 1 nF con una da 33 pF a cui corrisponde una frequenza di taglio di 5,3 KHz (figura 3.25).

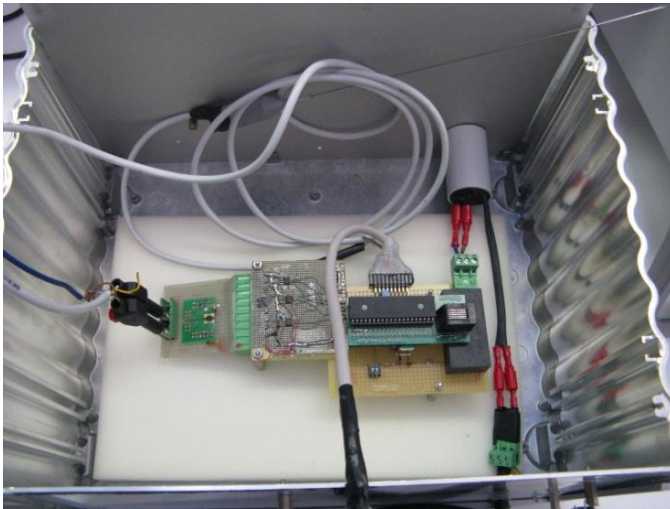


Figura 3.23. Dispositivo.

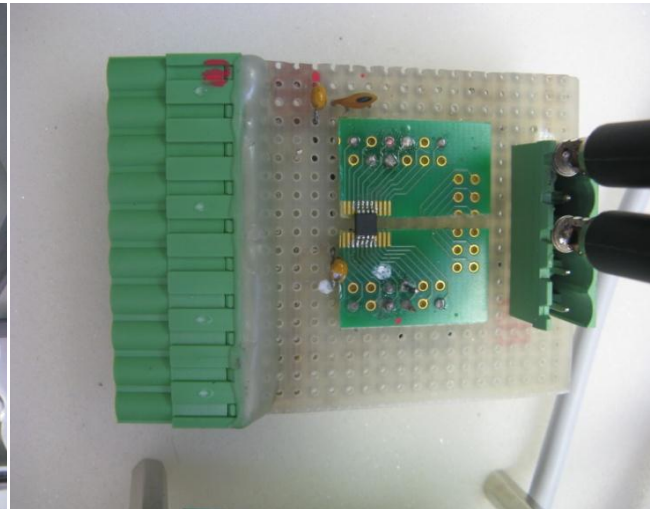


Figura 3.24. Dettaglio filtro.

La modifica della frequenza di taglio però non ha comportato sostanziali modifiche nella risposta del filtro al segnale d'ingresso, il quale risulta comunque troppo basso per poter essere letto dal componente MAX7427.

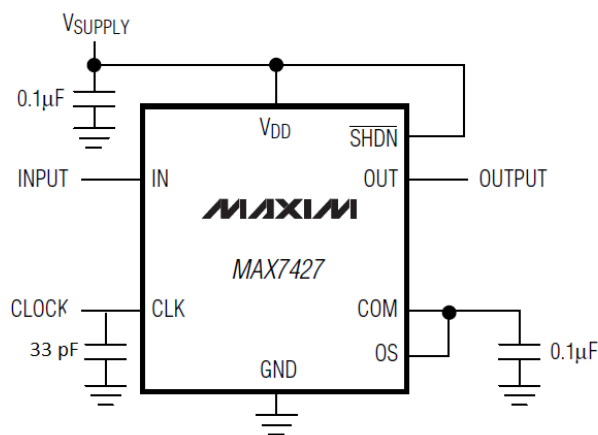


Figura 3.25. Configurazione con capacità C_{CLK} da 33pF.

A questo punto si decide di inserire un offset al segnale d'ingresso al componente, seguendo nuovamente le indicazioni fornite dal datasheet del componente, come in figura [3.26](#).

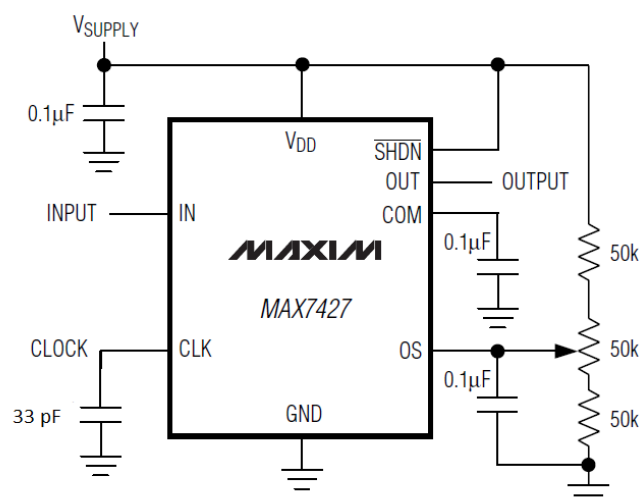


Figura 3.26. Circuito di aggiustamento dell'offset.

L'innalzamento del segnale d'ingresso tramite offset non ha implicato dei risultati soddisfacenti. La presenza di un segnale d'ingresso così ridotto, anche incrementato con l'aggiunta di un offset, rende inefficace questo componente. Per questo motivo si è ritenuto necessario l'abbandono di questa strada, e si è deciso di modificare i filtri di figura [3.16](#) in modo tale da individuare la soluzione ottimale.

Si sono quindi provati **diversi filtri passa basso**, col fine di tagliare i disturbi a 4 MHz introdotti dal Vesalius. Si tratta di filtri LC, ove in serie al conduttore di segnale è posta un'induttanza L, mentre tra il conduttore ed il riferimento a terra è inserito un condensatore C. Un filtro di tal genere è tale da impedire a disturbi in genere variabili tra i 150 kHz ed i 30 MHz a seconda dei valori imposti, di entrare nel dispositivo. Al contempo lo stesso filtro impedisce ai disturbi condotti di propagare sulla rete.

Si sono usati filtri LC e non RC, poiché l'assenza di componenti attive come le resistenze consente in via teorica di non dissipare potenza attiva.

Si osserva ad esempio il filtro di figura 3.28. Con un partitore di tensione è possibile ricavare:

$$V_o = V_I \frac{Z_L}{Z_L + Z_C}$$

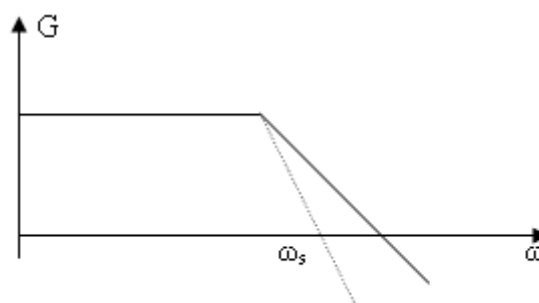
dove Z_C è l'impedenza del condensatore, ed è pari a $\frac{1}{i\omega C}$, mentre Z_L è l'impedenza dell'induttanza, ed è pari a $i\omega L$.

Il rapporto tra tensione in uscita e tensione in ingresso è dunque:

$$\frac{V_o}{V_I} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$$

la quale fornisce una frequenza di taglio del tipo

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



Filtro Passa-Basso.

La presenza, inoltre, di una seconda induttanza, come per i filtri di figura [3.27](#), [3.39](#), [3.40](#) e [3.42](#), non influenza in via teorica il risultato del filtraggio, in quanto, essendo posta sul conduttore di massa, ha come principale funzione quella di bloccare eventuali correnti indesiderate provenienti dalla rete.

Si sono impiegati due induttori di 68 mH, e si è inserita una capacità da 1 μ F, come indicato nella figura a lato.

La temperatura ambientale indicata nel display è risultata essere pari a circa 96°C.

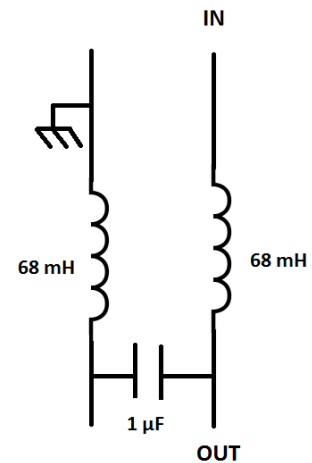


Figura 3.27.

Si è tolto l'induttore a massa, e si è inserita una capacità da 1 μ F, come indicato nella figura a lato. La frequenza di taglio di tale filtro è tale da eliminare disturbi al di sopra dei 610 Hz circa.

La temperatura ambientale indicata nel display è risultata essere pari a circa 80°C.

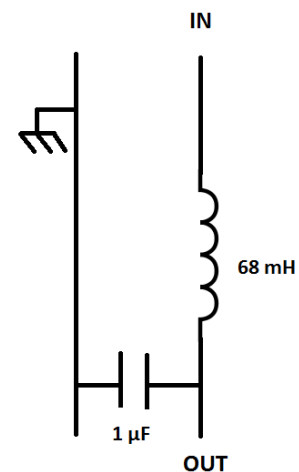


Figura 3.28.

Dato il miglioramento della misura precedente, si è attuata una progressiva diminuzione dell'induttanza equivalente per diminuire il valore di temperatura visualizzato.

È stata realizzata ponendo gli induttori in parallelo.

// di 2 induttori da 68 mH (≈ 34 mH in totale)	63°C indicati
// di 3 induttori da 68 mH (≈ 22 mH in totale)	53°C indicati Resistenza intrinseca interna pari a 227 Ω
// di 4 induttori da 68 mH (≈ 17 mH in totale)	47°C indicati Resistenza intrinseca interna pari a 190 Ω

Tabella 3.2.

L'ottenimento di valori così elevati di temperatura è probabilmente dovuto alla presenza di un valore troppo elevato della resistenza interna degli induttori impiegati. In particolare, la resistenza intrinseca di una singola induttanza da 68 mH è pari a 0,67 k Ω .

Nella tabella cui sopra sono indicati anche i valori di resistenza intrinseca che son stati misurati.

Le figure [3.29](#) e [3.30](#), invece mostrano alcuni esempi della concreta realizzazione dei filtri.

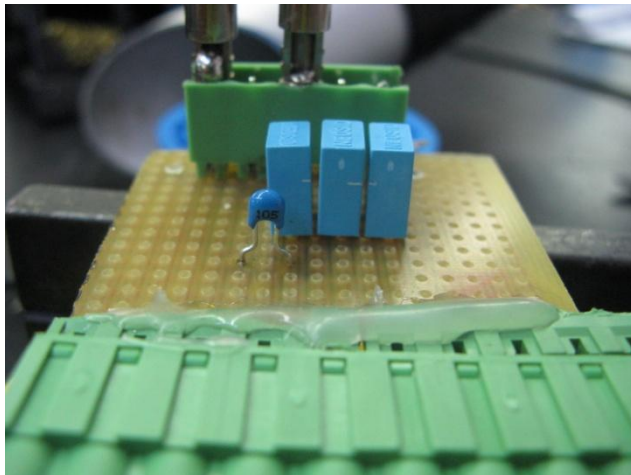


Figura 3.29.

Realizzazione con tre induttori in parallelo

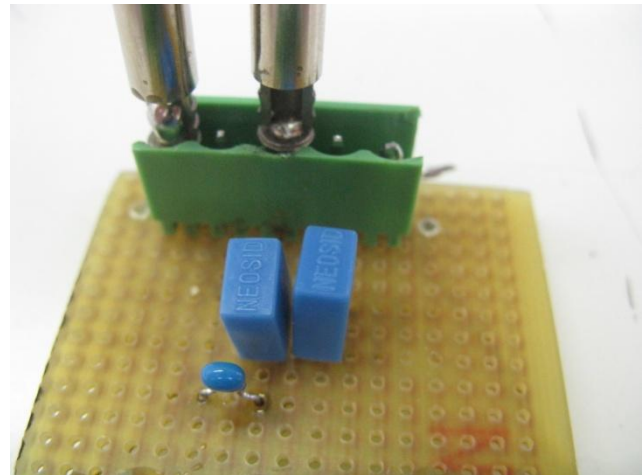


Figura 3.30.

Realizzazione con due induttori in parallelo

Si ritiene quindi necessario utilizzare direttamente un induttore di valore inferiore (10-5 mH) dotato però di resistenza interna inferiore.

Si è deciso di impiegare un induttore di 4,7 mH, dotato di una resistenza interna pari a 50 Ω. In questo modo la frequenza di taglio impostata è circa 2,3 kHz.

La prova di funzionamento del dispositivo in presenza di tale filtro ha mostrato temperature già più ridotte, pari a 38°C circa per quella ambientale e 42,5°C circa per quella corporea.

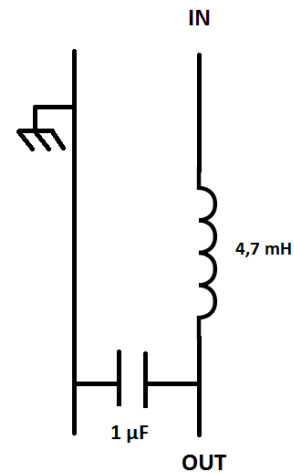


Figura 3.31.

Si sono successivamente impiegati di due induttori da 4,7 mH in parallelo per ottenere in questo modo un valore di temperatura più adeguato. In tale configurazione il valore di resistenza intrinseca interna del parallelo risulta pari a 25,5 Ω. Tale filtro presenta una frequenza di taglio che si aggira attorno ai 3,3 KHz.

La temperatura ambientale misurata era pari a 36°C, e quella corporea pari a 44,5°C circa.

La prova di disturbo risulta però essere negativa: il disturbo ha comportato dei cali dei valori misurati pari a 2°C.

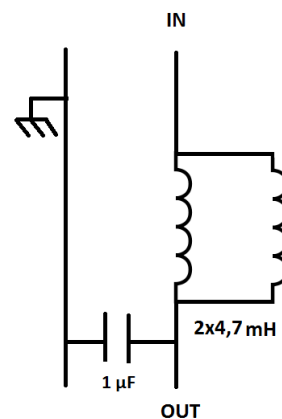


Figura 3.32.

Si è inoltre modificato il filtro come in figura a lato.

La frequenza di taglio imposta è 1,6 kHz.

La temperatura ambientale è risultata pari a 38°C, mentre quella corporea pari a 43,5°C circa.

Nuovamente la prova di disturbo ha avuto esiti negativi, poiché il disturbo ha implicato dei cali dei valori misurati dell'ordine di 1,5/2°C. Si precisa che la prova è stata effettuata senza l'ausilio dello schermo.

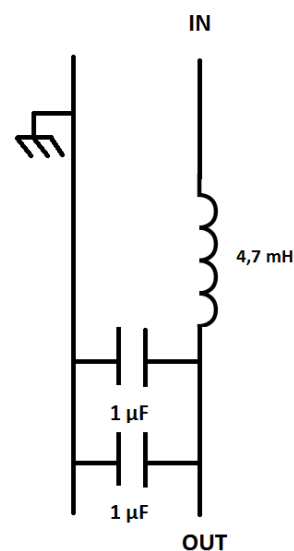


Figura 3.33.



Figura 3.34. Banco di prova per i test di disturbo.

Il filtro come in figura a lato, invece, ha implicato misure di temperatura ambientale pari a 35°C , mentre di temperatura corporea pari a 42°C circa.

Il secondo condensatore da $0,1\ \mu\text{F}$ è tale da non diminuire il valore della capacità equivalente, e ridurre al contempo la resistenza intrinseca introdotta.

La prova di disturbo (effettuata senza l'ausilio dello schermo) è stata nuovamente negativa: il disturbo ha portato cali dei valori misurati pari a $1,5/2^{\circ}\text{C}$.

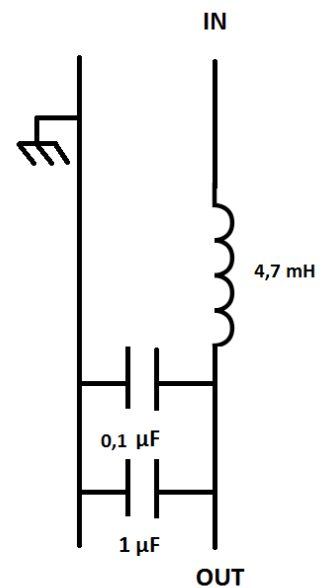


Figura 3.35.

Giunti a questo punto si è deciso di realizzare il filtro con masse più spesse delle precedenti, per limitare il più possibile i disturbi.

Le modifiche al filtro sono come da immagine a lato.

Il filtro consiste in un Passa-Basso del tipo a π .

La prova di disturbo sul dispositivo è stata effettuata senza l'ausilio dello schermo, e l'esito è stato negativo: si sono osservati 2°C di disturbo.

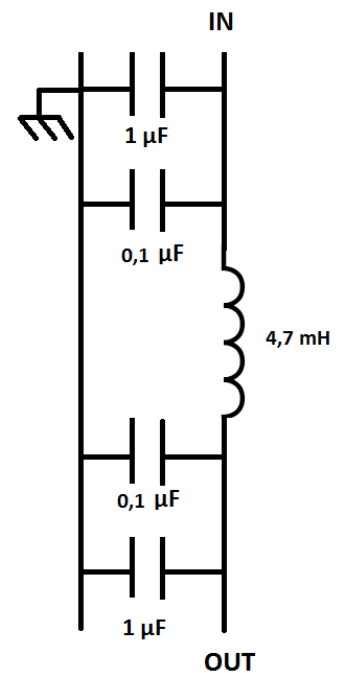


Figura 3.36. Filtro a L.

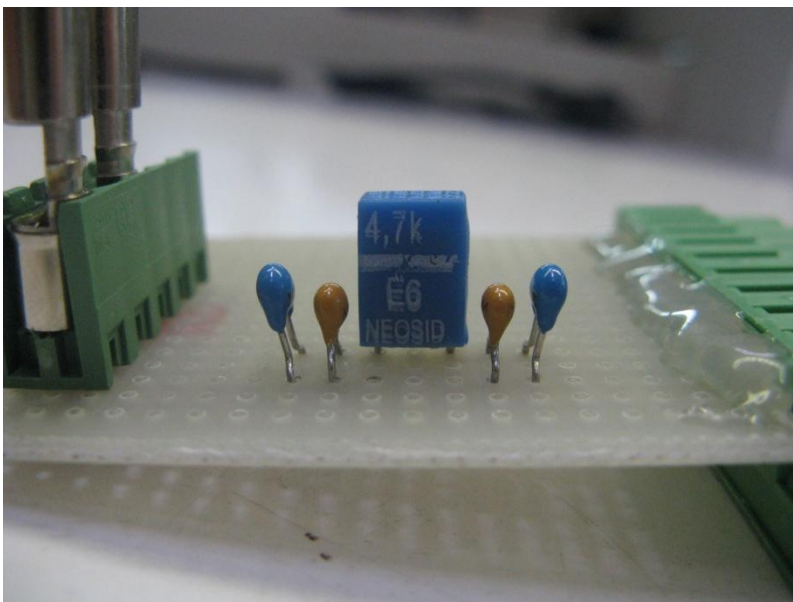


Figura 3.37. Realizzazione filtro.

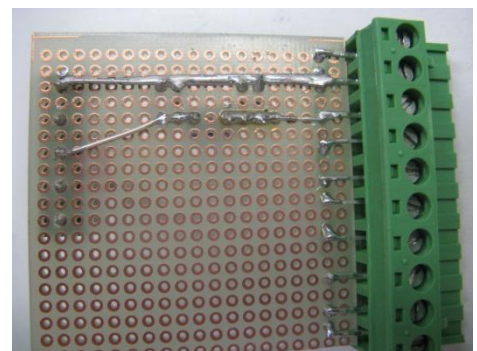


Figura 3.38. Dettaglio:
Collegamenti a massa più spessi.

Si è realizzato un filtro come da figura a lato, il quale ha fornito un range di temperature (ambientale/corporea) pari a $41 \div 48,5$ °C.

La prova di disturbo fuori dallo schermo è risultata negativa, il disturbo ha comportato cali dei valori misurati di $1,5/2$ °C.

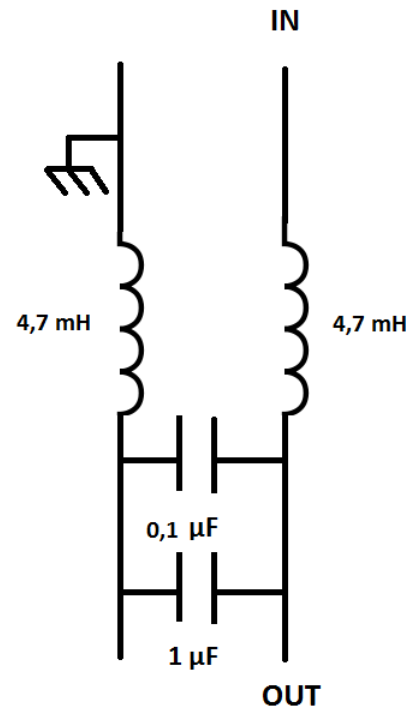


Figura 3.39.

Si è realizzato un filtro a π come in figura a lato.

Range di temperature (ambientale/corporea): $41 \div 48,5$ °C.

Prova di disturbo fuori dallo schermo è risultata negativa ma comunque migliore rispetto alla precedente, ossia rispetto ai risultati ottenuti con il filtro precedente.

Il disturbo ha indotto cali dei valori misurati di $0,5/1,5$ °C.

Si è effettuata inoltre una seconda prova di disturbo a distanza di un'ora dalla precedente, e si sono misurati valori inferiori, probabilmente grazie al raffreddamento dei collegamenti realizzati.

La prova di disturbo realizzata con lo schermo, inoltre ha evidenziato un calo significativo dei disturbi, con diminuzioni dei valori misurati di $0,5$ °C in coagulo, ed un'assenza di influenza subita in modalità taglio del Vesalius.

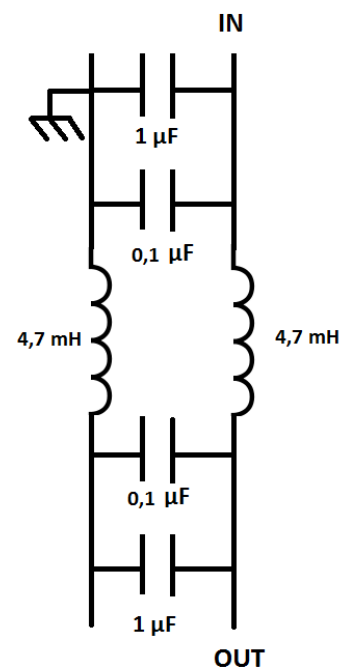


Figura 3.40. Filtro ottimale.

Le prove di disturbo sono state poi svolte ricercando la condizione di peggior disturbo:

- Impiego della stessa rete di alimentazione;
- Cavi sovrapposti ed attorcigliati;
- Posizione dispositivo tra i cavi attuatori del Vesalius.



Figura 3.41. Configurazione dispositivo durante le prove di disturbo.

Infine, si è attuata una modifica del filtro come in figura a lato. Si è realizzato un filtro a π con due condensatori da $1 \mu\text{F}$ anziché uno.

Il range di temperature (ambientale/corporea) è rimasto invariato rispetto a prima.

La prova di disturbo ha avuto lo stesso esito della configurazione precedente, quindi la presenza dei due condensatori aggiunti è risultata ininfluente ai fini della schermatura elettromagnetica.

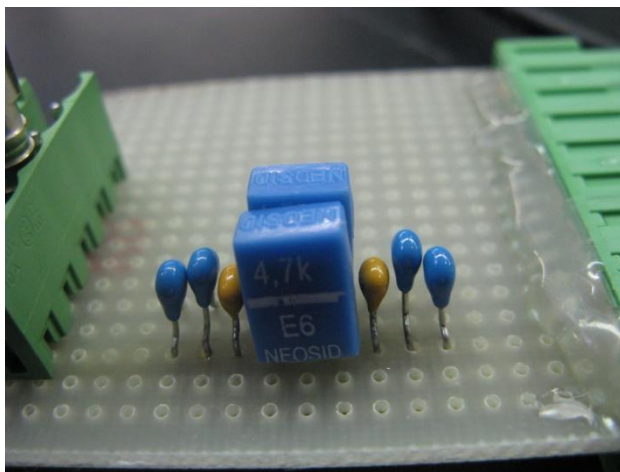


Figura 3.43. Realizzazione del filtro.

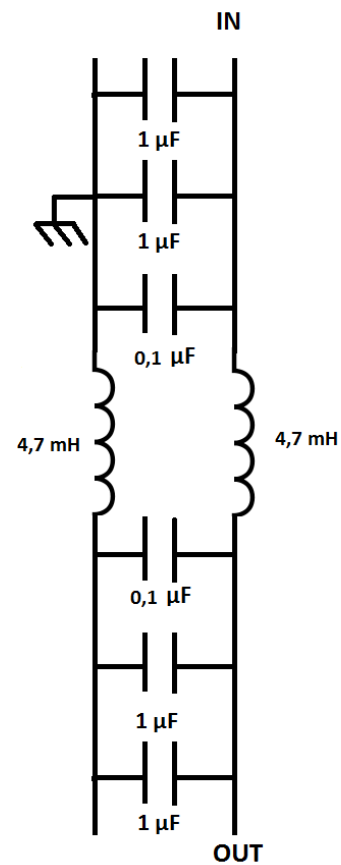


Figura 3.42.

Si è quindi individuata una configurazione ottimale, ossia quella di figura [3.40](#), capace di risentire in maniera minore rispetto a tutte le altre dei disturbi elettromagnetici indotti dal Vesalius.

Mantenendo dunque tale filtro, si è svolta un'ulteriore prova di disturbo, ponendo il dispositivo entro lo schermo e collegando la maglia del cavo coassiale della sonda direttamente allo schermo. I risultati così ottenuti sono stati positivi, ed il dispositivo così composto non ha risentito dei disturbi.

Finora si erano applicate le modifiche unicamente ad una delle tre termocoppie, per ovvi motivi di risparmio. Dati i risultati soddisfacenti, si è collegata anche una seconda termocoppia al dispositivo, in modo tale da verificare la validità del filtraggio e della schermatura anche su di essa. Si è però optato per il filtro di figura [3.36](#), in modo tale da poter confrontare il comportamento dei due differenti filtri in presenza di disturbi elettromagnetici.

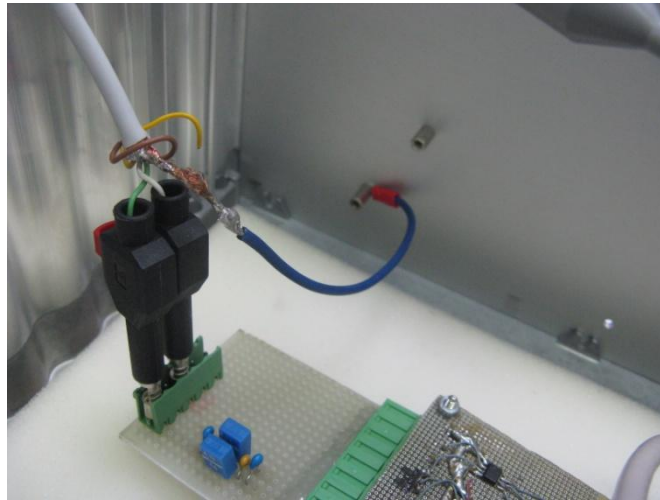


Figura 3.44. Dettaglio: collegamento a massa del cavo schermato allo schermo del dispositivo.

Nel momento in cui si è provata la risposta del circuito in cofunzionamento con il Vesalius, è stato possibile osservare che:

- Il filtro 1 *non ha subito modifiche* nella rilevazione della temperatura ambientale e corporea;
- La termocoppia collegata al filtro 2 ha evidenziato di risentire notevolmente dei disturbi elettromagnetici in entrambe le condizioni, sia corporea che ambientale.
- Si è osservata addirittura una differenza rispetto al valore corretto di $4/5^{\circ}\text{C}$ nei risultati ottenuti con l'impiego del filtro 2.

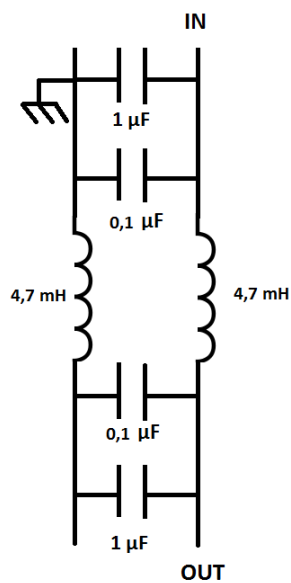


Figura 3.45. (Filtro 1)

Filtro in uscita alla prima termocoppia

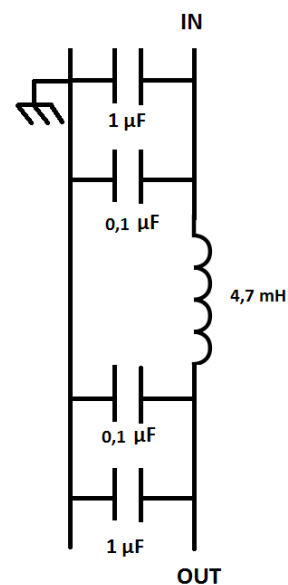


Figura 3.46. (Filtro 2)

Filtro in uscita alla seconda termocoppia

Una volta impiegato il filtro 1 anche per la seconda termocoppia, ossia una volta inserito il secondo induttore da 4,7 mH nel collegamento di massa, la prova di disturbo ha dato esito positivo, ed entrambe le sonde sono state in grado di misurare il corretto valore di temperatura anche in condizione disturbata.

Sono state poi necessarie delle modifiche software per calibrare il corretto valore di temperatura visualizzato.

Si vuole comunque sottolineare come:

- Si è utilizzato un cavo schermato per collegare la sonda di temperatura al dispositivo;
- La massa di tale cavo schermato è stato collegato alla carcassa dello schermo;
- Le masse sono state realizzate spesse;
- Si è perseguito un design del filtro simmetrico e bilanciato, per migliorare il comportamento in presenza di disturbi.

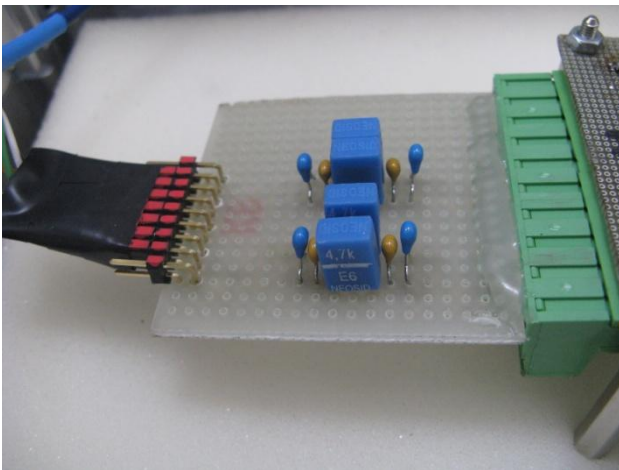


Figura 3.47. Dettaglio filtro.

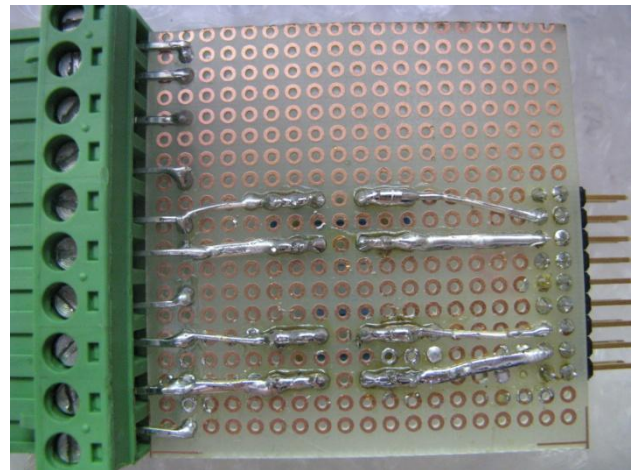


Figura 3.48. Dettaglio masse.

In questo modo si è giunti alla definizione del circuito definitivo, ossia quello introdotto all'inizio del capitolo (figura [3.1](#)).

3.1.7. Filtro di rete.

Si è inoltre deciso di provare a sostituire il filtro di rete, con l'obiettivo di ridurre ulteriormente le dimensioni finali del circuito complessivo. Si sono quindi usate due induttanze 27104C della muRata poste una sul neutro ed una sulla fase in ingresso al circuito. Sia la prova di funzionamento del dispositivo, che la prova di disturbo hanno avuto esito positivo, ed è risultato quindi possibile ottenere misure di temperatura corporea ed ambientale corrette.

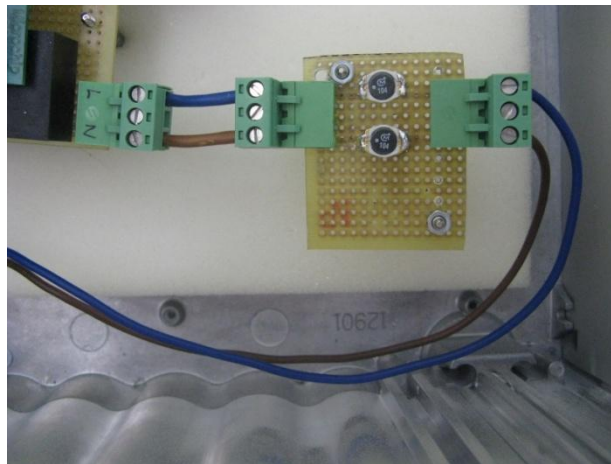


Figura 3.49. Dettaglio filtro di rete.

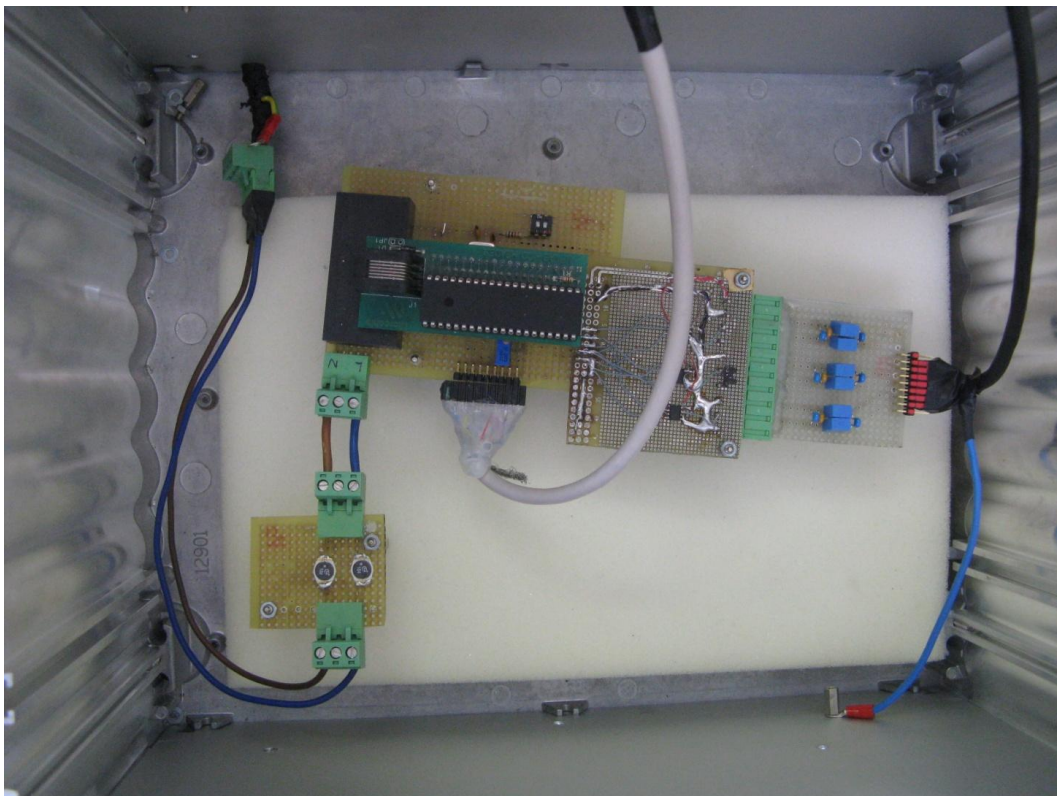


Figura 3.50. Dispositivo.

3.1.8. Schermatura.

Giunti a tale punto del lavoro di progettazione e realizzazione del prototipo del dispositivo di misura per termocoppie, ci si è posti gli obiettivi di:

- Verificare l'eventuale possibilità di incorporare il dispositivo entro il Vesalius;
- Valutare la possibilità di evitare lo schermo o di ridurre lo spessore;
- Verificare la possibilità di impiegare un contenitore alluminato.

Si sono svolte inizialmente due prove, una di disturbo con lo schermo, ed una priva di esso. Si è riconfermata in tale modo la necessità di inserire il dispositivo entro uno schermo di materiale metallico, in quanto solo tale opzione ha consentito di ottenere dei risultati soddisfacenti.

Inoltre, in previsione di un possibile incorporamento del dispositivo entro il Vesalius stesso, si è voluto ottimizzarne la realizzazione anche verso tale possibilità, in modo tale da non dover porre in essere revisioni ulteriori in futuro. Predisporre ante-tempo il dispositivo per l'inserimento nel Vesalius, difatti, ne può ridurre non solo i costi, ma anche i tempi per un successivo utilizzo dello stesso in tale modalità.

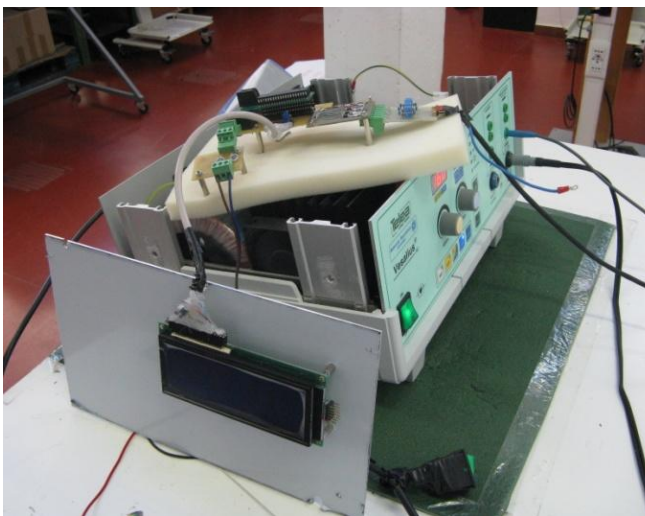


Figura 3.51. Prima verifica

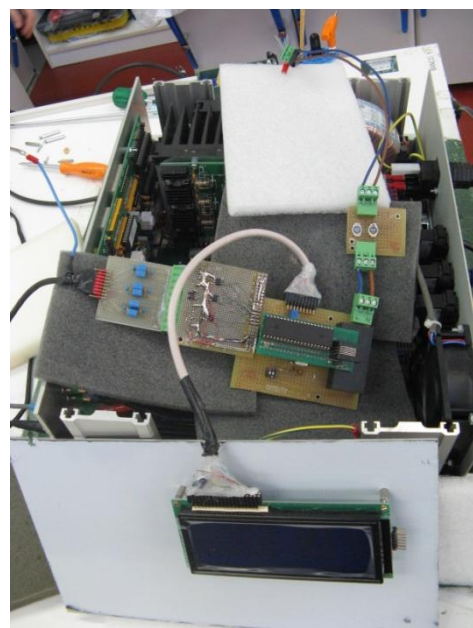


Figura 3.52. Seconda verifica

L'esito però non è risultato positivo, poiché le misure di temperatura fornite dal dispositivo in tale maniera hanno evidenziato differenze anche di 4°C rispetto ai valori reali.

Qualora quindi esso sarà incorporato nel Vesalius, sarà necessario dotarlo quanto meno di uno schermo metallico a sé stante, in modo tale ch'esso non subisca l'influenza del bisturi a risonanza.

Tabella 3.3.

Temperature misurate a carico:

Assenza di disturbi	Coagulo	Taglio
36°C	35°C	33°C
36,5°C	34,5°C	34,5°C
34,5°C	32,5°C	30,5°C

Si è inoltre provato il dispositivo entro un contenitore metallico di dimensioni ridotte rispetto all'involucro utilizzato. Nella fattispecie si è utilizzato uno schermo in acciaio (figura [3.53](#)), e le prove di disturbo non hanno evidenziato variazioni nella misura di temperatura.

È necessario comunque specificare come le dimensioni finali effettive del contenitore saranno di certo inferiori rispetto a quello ivi testato.

È stato inoltre necessario collegare la terra allo schermo per motivi di sicurezza (figura [3.54](#)). Ogni parte applicata al paziente o raggiungibile da esso deve essere difatti collegata a terra per legge.

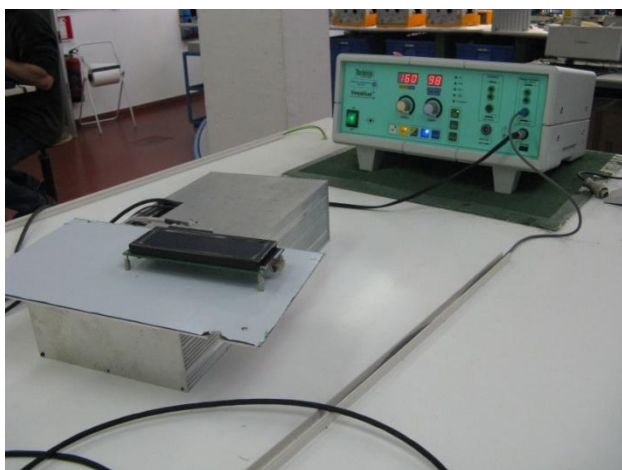


Figura 3.53.

Impiego di uno schermo di dimensioni inferiori.

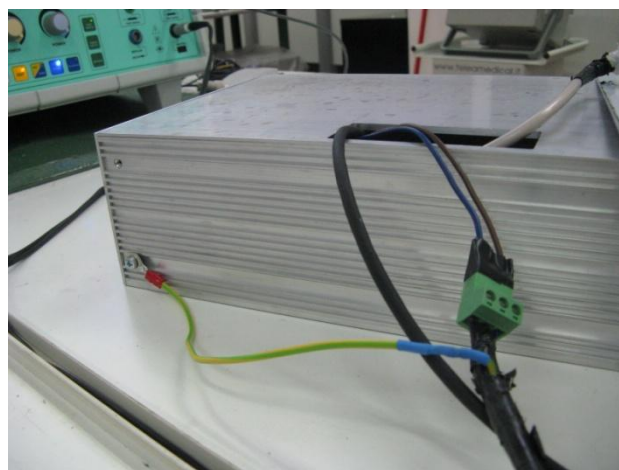


Figura 3.54.

Dettaglio collegamento di sicurezza elettrica.

È stata svolta anche una prova di disturbo del dispositivo inserito entro un contenitore ricoperto da un sottile strato di alluminio, in modo da emulare un'eventuale alluminatura del contenitore.

In commercio, difatti come esposto nel paragrafo 2.9.6, sono disponibili vernici conduttive, o involucri di materiale plastico con l'interno alluminato, il cui pregio principale è quello di implicare una netta diminuzione del peso finale dell'apparecchio.



Figura 3.55. Involucro emulante l'alluminatura.

L'esito positivo del test ha aperto una possibilità ulteriore nell'individuazione dell'involucro. La scelta del contenitore, infatti, non necessariamente deve ricadere su di un involucro in metallo, bensì è sufficiente un materiale plastico con copertura in alluminio interna.

3.1.9. Cavo di estensione per la sonda a termocoppie.

Si è sottolineato nel capitolo 1.7. come, la scelta della modalità di collegamento delle termocoppie al sistema di misura, sia una delle principali fonti di errore. È possibile difatti impiegare o il comune cavo in rame oppure un cavo di prolungamento per termocoppie.

In genere i cavi di compensazione e prolungamento per termocoppie sono impiegati in ambito industriale per trasmettere il segnale d'uscita a lunghe distanze. Per il progetto in questione, invece, è richiesto un cavo di lunghezza pari a 3 m, valore nettamente inferiore alle distanze per le quali in genere si ricorre ai cavi specifici per termocoppie.

Si è dunque voluto effettuare un confronto della rilevazione della temperatura della sonda nei due casi:

- Cavo in rame;
- Cavo di estensione per termocoppie di tipo T in Rame e Costantana.

In questo modo si è voluto appurare l'affidabilità delle due conformazioni, affinché si potesse stabilire con certezza quale delle due tipologie di cavo fosse migliore, o se non vi fossero differenze alcune.

Si è quindi effettuata una prova di disturbo nelle due configurazioni, non solo testando i due metodi di collegamento, ma anche andando a provare diversi posizionamenti del dispositivo e dei cavi, in modo tale di verificare la sensibilità alle interferenze in ogni condizione, con attenzione a quella peggiore.

La rilevazione di temperatura non è risultata disturbata in entrambi i casi, quindi si sono misurate diverse temperature, ottenendo quindi un termine di confronto nella risposta del dispositivo, i cui risultati sono esposti nella tabella sottostante.

	Cavo in rame [°C]	Cavo in rame e costantana [°C]
100 °C (acqua in ebollizione)	107,0	109,5
	107,0	109,5
	106,5	108,5
Temperatura ghiacciaia (≈ -10/15°C)	2	q49,5
	1,5	q49
	1,5	q50
Temperatura ambiente (≈ 23,3 °C)	25	27,5
	24,5	27,5
	24	27
Temperatura ambiente di una seconda stanza	25,5	28,5
	25	28,5
	25	28
Temperatura acqua a 2°C	7	10
	7,5	10,5
	6,5	9,5
Temperatura acqua a 5,30°C	8,5	10,5
	8,5	11
	8	10

Tabella 3.4.

Le misure hanno evidenziato una differenza di comportamento discostante di 2,5°C costanti tra le due configurazioni. Tale differenza è compensabile tramite software.

Inoltre, l'assenza di disturbi sostanziali, sia nel caso di impiego di un semplice cavo in rame, che di un cavo di estensione apposito nel collegamento della sonda a termocoppie al dispositivo, suggerisce che sia abbastanza relativo l'impiego di una rispetto all'altra.

Ciò rappresenta un notevole vantaggio ai fini della progettazione, poiché in tal modo, considerando la notevole differenza di costo dei due cavi, è possibile un consistente abbattimento dei costi grazie all'impiego del solo cavo in rame.

Una volta modificato il software del microprocessore in modo tale da ottenere delle misure più veritiere, si è riprovata la configurazione con il cavo in rame e si sono svolte nuovamente le misure alle varie temperature, riscontrando degli ottimi risultati.

Si è quindi riconfermata la validità della scelta adottata circa il cavo da impiegare nel collegamento della sonda al dispositivo. Inoltre si è potuto verificare come in tale maniera la misura di temperatura fornita fosse in linea con il valore corretto.

3.2. Realizzazione finale.

Riassumendo, una volta giunti a questo livello di progettazione, con lo schematico ben determinato, una corretta modalità di schermatura individuata ed una metodologia di collegamento della sonda opportuna, si son dovute affrontare tutte le questioni strettamente connesse alla realizzazione concreta del prodotto.

Innanzitutto si è scelto il contenitore entro una rosa di possibilità, cercando di individuarne uno che avesse delle dimensioni preferibilmente contenute, in alluminio o in plastica alluminata, quindi necessariamente schermato.

Fondamentale importanza in questo caso hanno le dimensioni del contenitore, in quanto, scegliendolo di alluminio, è possibile creare contatti con le componenti interne del dispositivo, e creare di conseguenza dei cortocircuiti.

Si è optato per il contenitore di figura 3.56.



Figura 3.56. Contenitore.

Si tratta di un contenitore cui è garantito dal produttore un'ottima schermatura elettromagnetica, ricoperto da un rivestimento in polvere. Questa tipologia di rivestimento dell'alluminio consente di incrementare la capacità del metallo di resistere a corrosione e danno. Protegge inoltre il materiale verso esposizioni ad un'ampia gamma di condizioni ambientali.

Sono proprio le proprietà del rivestimento a rendere questo contenitore ideale in sala operatoria, nella quale l'impiego frequente di solventi e prodotti di igienizzazione e sterilizzazione, la rende un ambiente paradossalmente aggressivo per questo genere di dispositivi.

Il cavo della sonda, invece, è stato scelto in rame e schermato a maglia. Poiché la sonda deve essere utilizzata sul paziente, per eludere la possibilità di accoppiamenti ad alta frequenza per contatto, si è optato il collegamento dello schermo del cavo alla massa dei 3,3V dell'alimentazione, in modo tale che eventuali correnti di dispersione possano chiudersi sulla massa e non sul paziente.

Inoltre, si è deciso di impiegare un alimentatore esterno, affinché il dispositivo possa poi essere tenuto in mano dall'operatore senza rischi, data la bassa tensione presente al suo interno.

Inoltre, la scelta dell'alimentatore esterno torna utile anche in previsione di un futuro incorporamento del dispositivo all'interno del Vesalius, poiché in tal caso si utilizzerebbe l'alimentazione di quest'ultimo, e di fatto sarebbe un aspetto in meno da tener presente.

Per quanto riguarda le effettive dimensioni della scheda, è bene sapere che non sempre ad una scheda più piccola possibile corrisponde la condizione ottimale. Una volta ottenute le dimensioni dell'involucro, infatti, è più opportuno studiare la disposizione dei componenti della scheda in modo tale che vi sia equilibrio, principalmente per questioni di stabilità del dispositivo. E ciò è quasi logico: è sempre meglio avere un peso ben distribuito.

Una volta ottenute le dimensioni del case, si è potuto studiare con precisione la distribuzione delle componenti del dispositivo, tenendo presenti il volume occupato da ogni elemento, lo spazio necessario ai cavi, la necessità di assemblare il dispositivo con una certa comodità.

Il display scelto è un LCD a luminosità non regolabile esternamente, le cui dimensioni risultano essere consistenti e rappresentano di fatto un'interruzione alla continuità dello schermo.

Senza opportune accortezze è difatti possibile che la presenza di una tale apertura nel contenitore ne vanifichi le proprietà schermanti, onde per cui si è deciso di frapporre una lamina di materiale metallico tra lo schermo e la scheda, come è possibile notare dalle figure [3.57](#) e [3.58](#). In questa maniera si è garantita la schermatura del dispositivo.

Si noti comunque come per ovvie ragioni la parte posteriore della lamina è stata plastificata per evitare contatti con le parti conduttive della scheda.

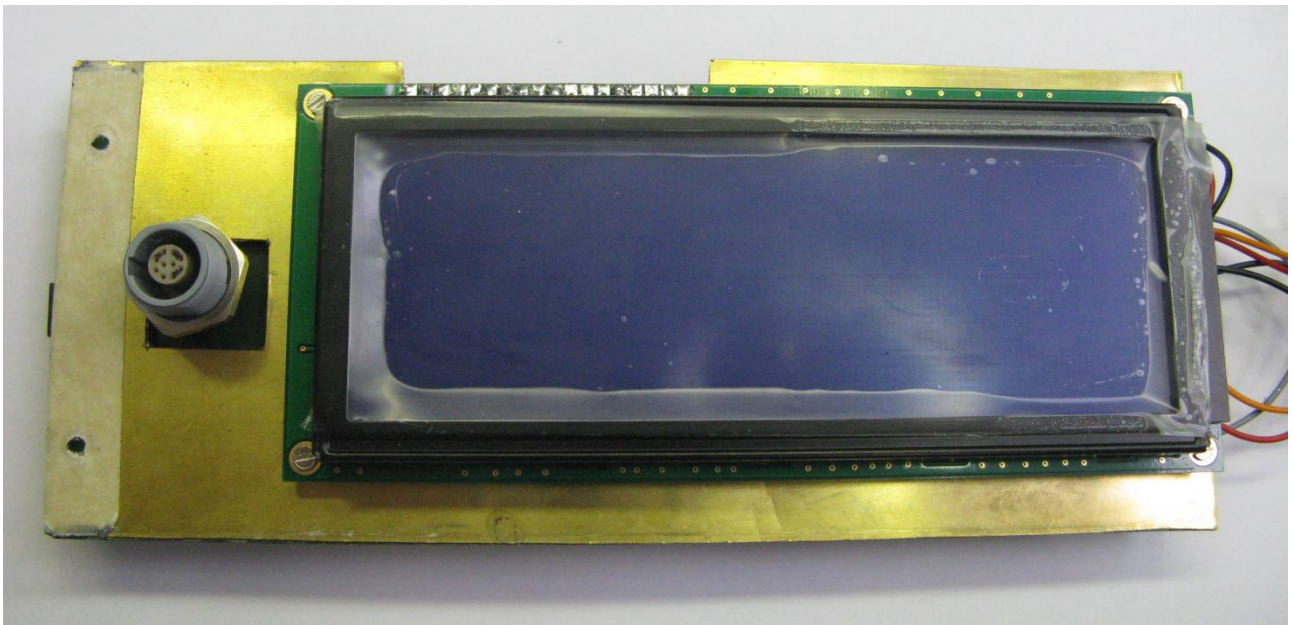


Figura 3.57.

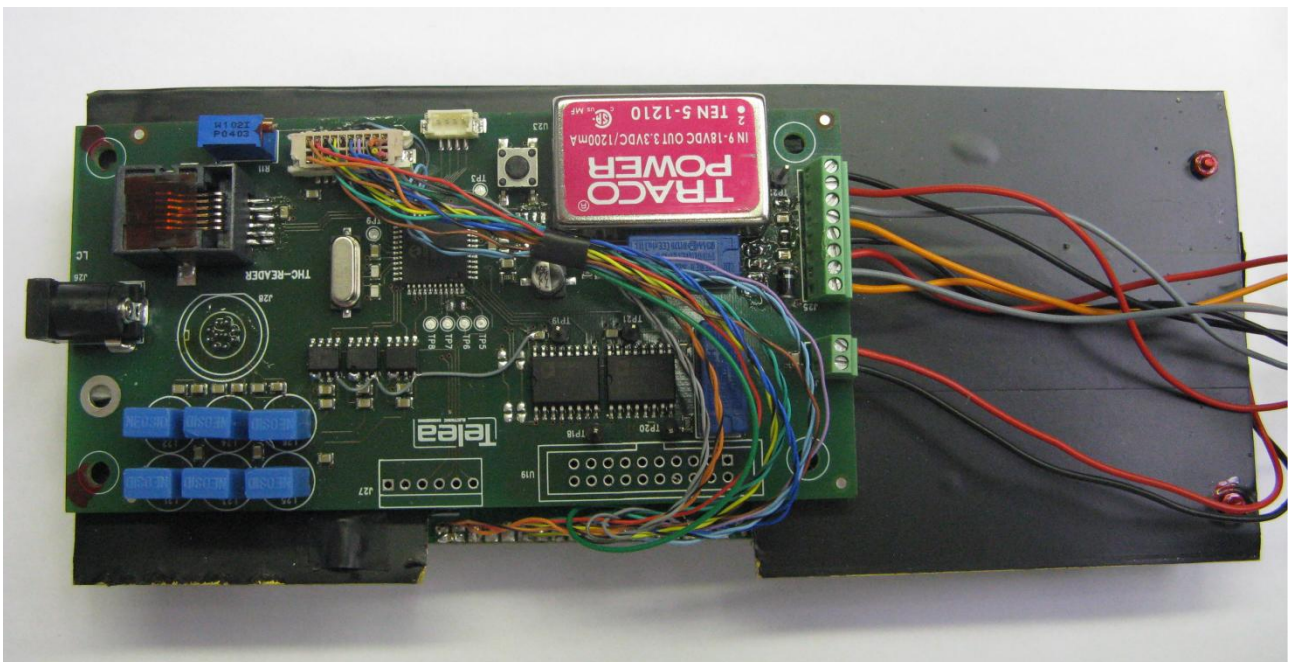


Figura 3.58.

Nell'immagine 3.59 è rappresentato il pannello frontale a cui sono stati effettuati i fori per l'attacco del connettore della sonda, per il display e gli interruttori (che nell'immagine sono già fissati ad esso).

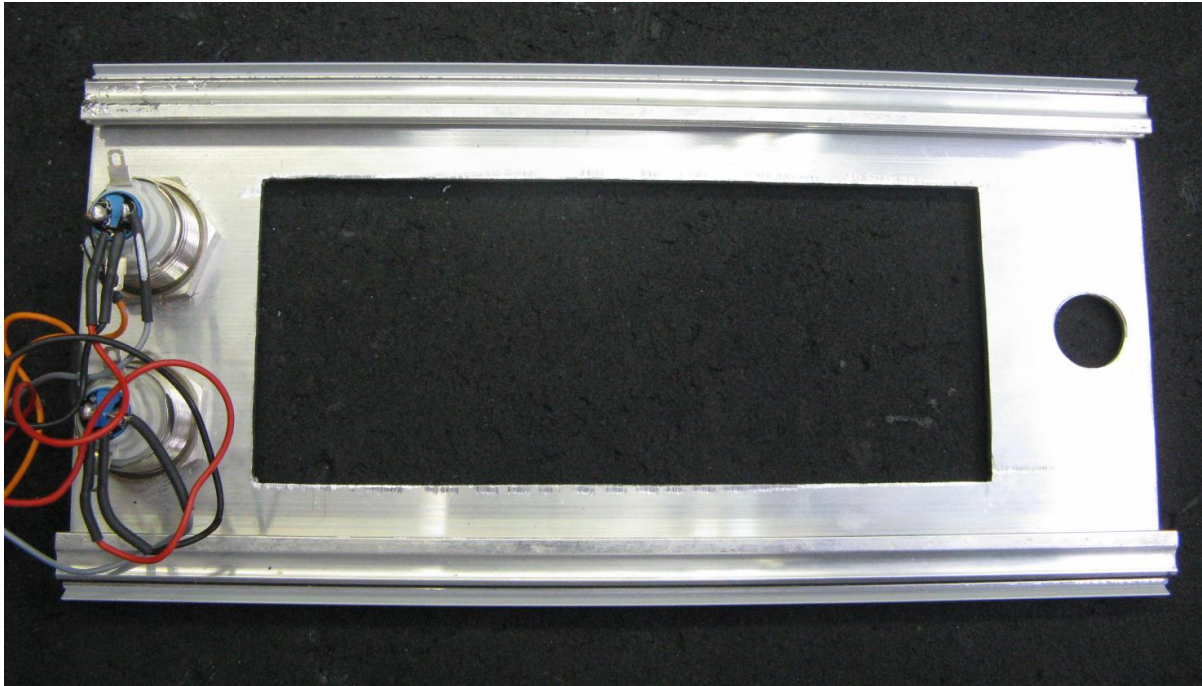


Immagine 3.59.

Nell'immagine 3.60, invece, è possibile osservare una delle prime fasi del montaggio del dispositivo, in cui display, scheda ed interruttori sono fissati al pannello frontale precedentemente predisposto.



Figura 3.60.

Immagini [3.61](#) e [3.62](#): Il pannello si fissa al corpo del case per incastro e si fissa successivamente con delle viti.

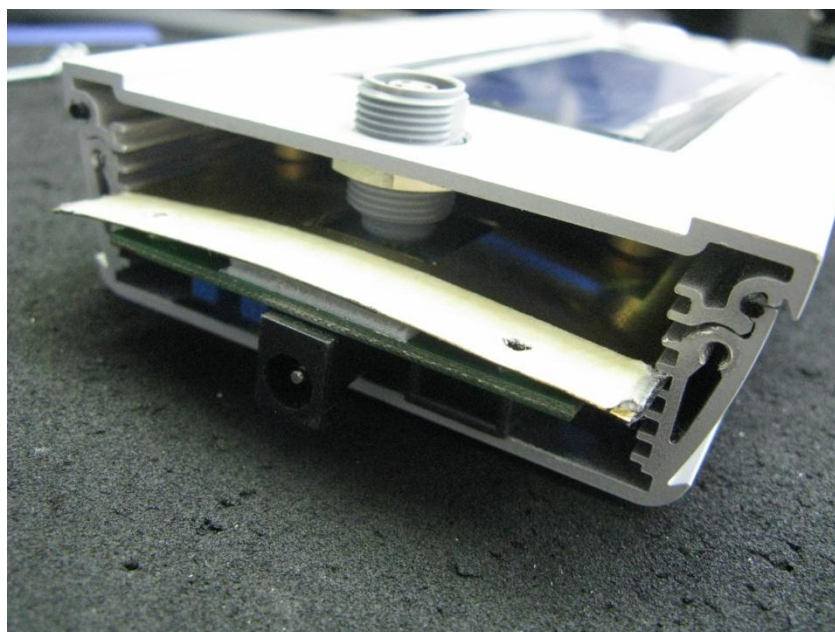


Figura 3.61.

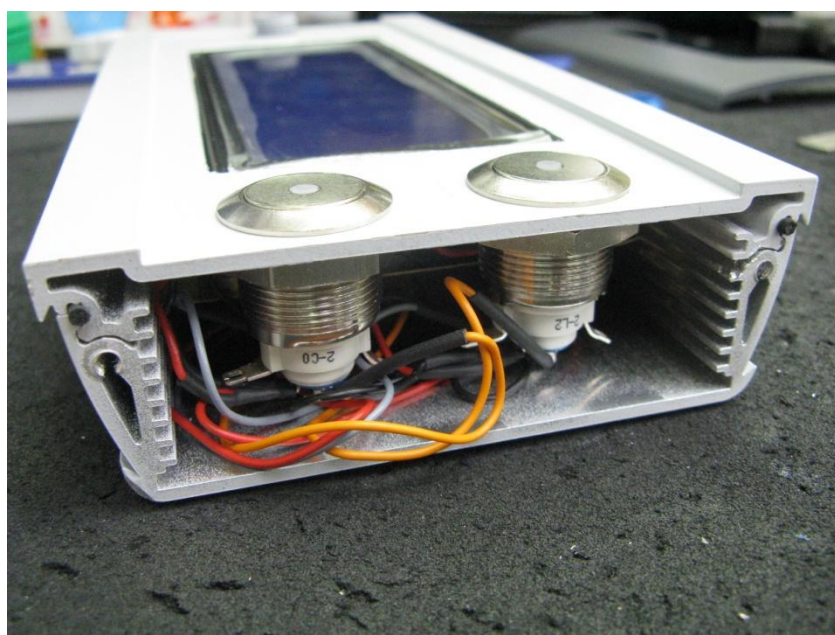


Figura 3.62.

Infine, nelle immagini [3.63](#) e [3.64](#) è possibile osservare il prototipo ultimato.

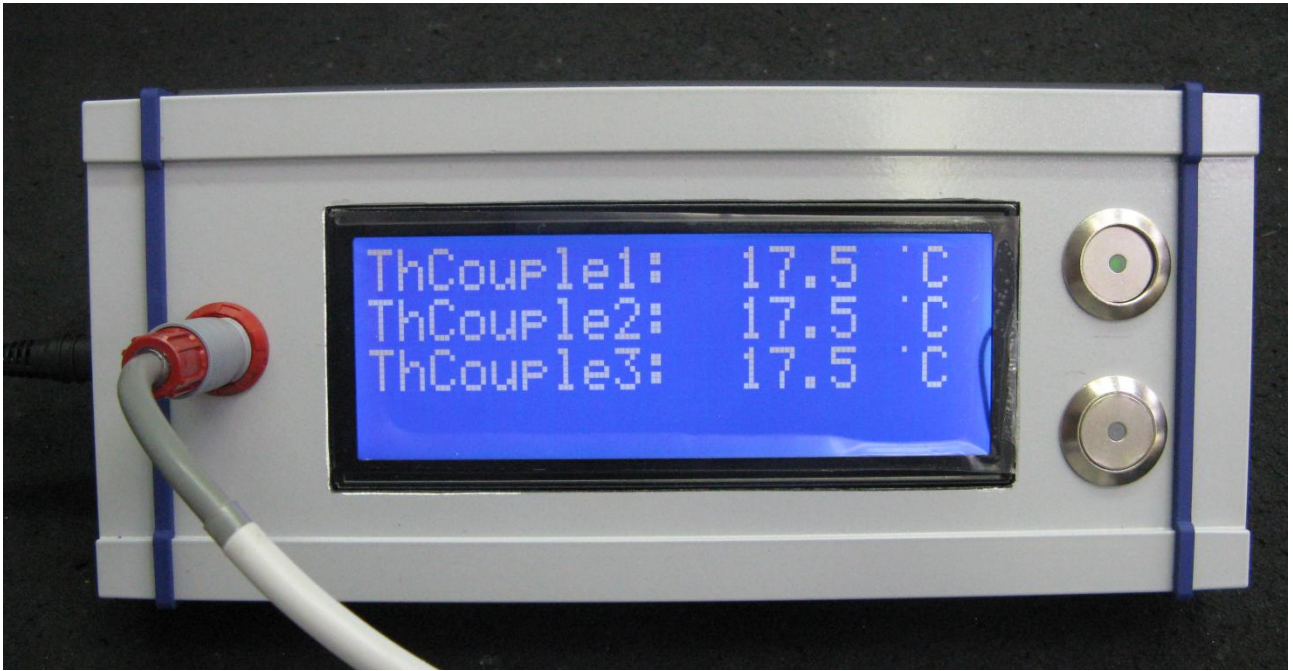


Figura 3.63.
Prototipo finale.



Figura 3.64.

Dettaglio attacco alimentazione (a lato) e attacco della sonda (sul frontale).

3.3. Conclusioni.

L'attuazione pratica dei consigli forniti dalla teoria ha consentito la realizzazione del dispositivo voluto, nonostante le ovvie difficoltà connesse all'impiego di trasduttori di temperatura così sensibili e limitati come le termocoppie. Le problematiche principali legate alla compatibilità elettromagnetica, infatti, sono state da ciò amplificate.

Aver dovuto gestire un segnale il cui ordine di grandezza è quello dei mV ha, senza ombra di dubbio, comportato difficoltà che altrimenti sarebbero risultate di certo minori.

Anche l'aver dovuto predisporre il dispositivo di lettura per termocoppie al funzionamento assieme al bisturi a risonanza Vesalius, non è stato banale. Tale dispositivo, lavorando a frequenze molto alte, induce disturbi di entità non trascurabile a molte apparecchiature elettroniche. Giusto per portare qualche esempio, le interferenze indotte da tale apparecchiatura medica ha compromesso temporaneamente il funzionamento di calcolatrici, tastiere, mouse e schermi per computer. È facile, dunque comprendere come non sia scontato l'ottenimento di un risultato soddisfacente.

Il prototipo realizzato è stato inviato al cliente che l'ha commissionato, per poterlo validare. Esso è stato impiegato non solo assieme al Vesalius, ma anche assieme ad altri due generatori fortemente disturbanti, e la misura di temperatura non ha mai risentito dei disturbi.

Il feedback fornitoci è stato quindi decisamente positivo ed incoraggiante, confermando in tal modo come l'apparecchio realizzato sia valido.

Giunti a questo punto il lavoro di progettazione e realizzazione del dispositivo di lettura della temperatura a termocoppie si è ritenuto concluso.

Bibliografia.

“Teoria della risonanza quantica molecolare nella realizzazione del bisturi elettronico VESALIUS”
– G. Pozzato, G. Vignato – Quintessence International, 2003

“L’impiego della chirurgia a risonanza quantica nella pratica clinica odontostomatologica” - P. Vescovi, M. Manfredi, E. Merigo, M. Meleti, M. Bonanini – Italian Oral Surgery, 2006

“Molecular Resonance vs. Coblation Tonsillectomy in Children” – R. D’Eredità, L. Bozzola – The Laryngoscope, 2009

“Elettrobisturi: aspetti generali e soluzioni per il problema dell'aumento di temperatura” – E. Bello
– Tesi di Laurea Triennale presso l’Università degli Studi di Padova, 2012

“Il danno termico nella pratica chirurgica” – I. Bevilacqua – Tesi di Laurea Triennale presso
l’Università degli Studi di Padova, 2011

“Fisiologia Medica” – W. F. Ganong – Ed. Piccin, 2008

Slide delle lezioni di Fisiologia – prof. M. Pessia – Corso di Laurea Magistrale in Medicina e
Chirurgia – Università degli studi di Perugia

(<http://www.med.unipg.it/ccl/Materiale%20Didattico/Fisiologia%20%28Pessia%29/La%20Termoregolazione.pdf>)

“Normative ed effetti delle radiofrequenze sui tessuti biologici” – G. D’Ienzo -
<http://bioem.die.uniroma1.it/tesine/html/Tesina7/Home.htm>

“Lezioni di patologia generale.” - Barbieri, Luigi; Strocchi, Enrico - Polo Scientifico-Didattico di
Rimini, Alma Mater Studiorum, Università di Bologna , Rimini. ISBN 9788897617006, 2011

(http://amsacta.unibo.it/3067/124/41_fp_termoregolazione_I_ed_ebook.pdf)

(http://amsacta.unibo.it/3067/16/05_morte_cellulare_I_ed_ebook.pdf)

“Termodinamica Applicata” – A. Cavallini, L. Mattarolo – Ed. Cleup, 1992

Slide delle lezioni di Misura - prof. C. Svelto – Corso di Ingegneria delle Telecomunicazioni, Politecnico di Milano

(http://home.deib.polimi.it/svelto/didattica/misure%20inf-tel-MI/home_mis-mi.htm)

“Termoelettricità dei conduttori organici: progettazione di un sistema per la misura del coefficiente di Seebeck dei materiali organici e analisi delle loro proprietà di trasporto” – D. Beretta – Tesi di Laurea Magistrale presso il Politecnico di Milano

Slide delle lezioni di Complementi di Misure Elettriche, “Misure di Temperatura” – N. Locci

(http://www.diee.unica.it/misure/Dispense/Complementi_di_Misure_Elettriche/Misure%20di%20temperatura.pdf)

“Metrologia della temperatura” – T. Ricolfi – Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica

(http://www.inrim.it/ldm/cd_ldm/allegati/SI_temperatura/metrologiatemperatura.pdf)

Slide delle lezioni di Misure Elettroniche, “La misura della Temperatura” – B. Andò – Corso di Ingegneria Elettronica, Università degli studi di Catania

(http://www2.diees.unict.it/users/bando/files/sens_temperatura.pdf)

Slide delle lezioni di Mechanical and Thermal Measurements, “Temperature transducers”- M. Lancini - Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Meccanica, Università degli Studi di Brescia

(<http://archimedes.ing.unibs.it/dida/MMT2010/slides/20101110%20-%20Temperature%20transducers.pdf>)

Slide delle lezioni di Misure Meccaniche Termiche 1, “Misure di temperatura” – E. Zappa – Politecnico di Milano

(http://misure.mecc.polimi.it/homepage_corsi/MMT_Zappa/Lezione/Lez_11_Misure_di_Temperatura.pdf)

Slide delle lezioni di Misure Meccaniche Termiche 1, “Misure di temperatura e prontezza” – A. Cattaneo – Dipartimento di meccanica, Sezione di misure e tecniche sperimentali, Politecnico di Milano

(http://misure.mecc.polimi.it/homepage_corsi/TMSA_Cigada/Esercitazioni/Es04%20-%20Misure%20di%20temperatura%20e%20prontezza.pdf)

Slide delle lezioni di Misure e Strumentazioni Industriali, “Trasduttori di Temperatura” – C. Bettanini – Corso di Ingegneria Energetica, Università degli Studi di Padova

(http://www.dim.unipd.it/bettanini/lezioni/14-trasduttori_temperatura.pdf)

Slide delle lezioni di Esperimenti di Fisica III, “Termometri e sensori di temperatura” – N. Pinto – Università degli Studi di Camerino

(<http://docenti.unicam.it/tmp/485.pdf>)

“A Twisted/Shielded Tale, putting a lid on Electromagnetic Interference” – R. Winkler – Omega Web Technical Reference

(http://www.omega.com/Temperature/pdf/Twisted_Shielded_Case.pdf)

“Taratura dinamica di termocoppie” – P. Tampini – Università degli Studi di Brescia

(<http://archimedes.ing.unibs.it/andrea/Didattica/LaboratorioWeb/Taratura%20dinamica/tempinip.pdf>)

“Appunti di Misure Meccaniche e Termiche” – Saggin – Politecnico di Milano

(http://misure.mecc.polimi.it/homepage_corsi/MMT_Saggin_LC/DispenseMMT_LC.pdf)

“Taratura dinamica di sensori di temperatura per la misura del ciclo di regolazione di una resistenza termostata” – G. Fanti - Corso di Misure e Strumentazione Industriale con Laboratorio, Ingegneria Meccanica, Università degli studi di Padova

(<http://www.dim.unipd.it/fanti/metrologia/Es.%20Temperatura%202.pdf>)

Slide di Tecnologie dei sistemi di controllo, “Sensori di temperatura” – A. Bemporad – Università degli Studi di Siena

(<http://cse.lab.imtlucca.it/~bemporad/teaching/tecnologie/slides/03-sensori-temperatura.pdf>)

Slide del corso di Modellistica ed Ingegneria dei materiali elettrici, “Sensori di temperatura” – G. Acciani – Politecnico di Bari

“Taratura e Stima dell’incertezza nelle misure di temperatura ed umidità” – V. Fericola – Corso di Taratura ed incertezza di misura, INRiM
(http://www.sit-italia.it/SIT/Corsi/SIT_ANGQ/Fericola_Trasp%20Tarat_incert_temp_umid.pdf)

“Sensori di temperatura” – C. Di Natale – Sensor and Microsystem Group, Università degli Studi di Roma Tor Vergata
(http://www.uniroma2.it/didattica/sens1/deposito/03_temperature.pdf)

Dispense di Fondamenti di Metrologia Meccanica, “Le Termocoppie” – P. Vigo – Università degli studi di Cassino
(http://www.docente.unicas.it/useruploads/001133/files/misure_di_temperatura.pdf)

“Termometri a resistenza e termocoppie” – Documentazione fornita dalla Emerson Process Management
(<http://www2.emersonprocess.com/siteadmincenter/PM%20Rosemount%20Documents/00809-0302-2654.pdf>)

Tesi di Laboratorio, “Le termocoppie” – M. Magnini – Dipartimento di Ingegneria Energetica, Nucleare e del Controllo Ambientale (D.I.E.N.C.A.), Università degli Studi di Bologna
(http://dienca.ing.unibo.it/Salvigni/allegati/Magnini_termocoppie.pdf)

Appunti delle lezioni di Misure Elettroniche, Sensori e Trasduttori 1 – G. M. Bisio – Ingegneria Biofisica ed Elettronica, Università degli Studi di Genova
(<http://www.pspc.unige.it/~mest1/appunti.pdf>)

“Manuale di Compatibilità Elettromagnetica” – M. Bertocco, A. Sona – Ed. Lulu, 2009

Slide del Corso di Compatibilità Elettromagnetica e Sicurezza Elettrica –A. Sona – Università degli Studi di Padova

Slide del Corso di Compatibilità Elettromagnetica –M. Bertocco – Università degli Studi di Padova

Slide del corso di Progettazione e diagnostica EMC – A. Sona, M. Bertocco – Università degli studi di Padova

(<http://www.dei.unipd.it/ricerca/gmee/didattica/corsi/progemc/>)

Appunti di Compatibilità Elettromagnetica – A. Monorchio – Università degli stdi di Pisa

(<http://www2.ing.unipi.it/homepages/agostino.monorchio/emc.html>)

Slide del seminario “EMI Shield e Grounding” – P. L. Montessoro – Università degli Studi di Udine

(http://web.diegm.uniud.it/pierluca/public_html/teaching/seminari/emi/)

“Disturbi e Schermature” – C. Svelto – Politecnico di Milano

(http://home.deib.polimi.it/svelto/didattica/materiale_didattico/materiale%20didattico_MA/CapX-Disturbi%20e%20schermi.pdf)

(http://home.deib.polimi.it/svelto/didattica/materiale_didattico/materiale%20didattico_MA/Disturbi%20e%20schermature.pdf)

“Disturbi nelle misure elettroniche” – N. Locci – Corso di Complementi di misure, Università degli studi di Cagliari

(http://www.diee.unica.it/misure/Dispense/Complementi_di_Misure_Elettriche/Disturbi%20nelle%20misure%20elettroniche.pdf)

“Compatibilità elettromagnetica EMC, Manuale didattico” – Groupe Schneider

(http://www.marcodalpra.it/downloads/Normative/Guida_EMC_MAE600AI.PDF)

Diapositive del convegno “La sicurezza degli impianti elettrici e dei dispositivi medici nelle strutture sanitarie”: “La sicurezza elettrica in ospedale” e “La compatibilità elettromagnetica dei dispositivi medici” – F. Fiamingo, G. L. Amicucci, R. Razzano – Convegno organizzato dall’Istituto superiore per la prevenzione e la sicurezza del lavoro

(http://www.ispesl.it/informazione/eventi/dts/2010Fiamingo_Napoli_Maggio.pdf)

(http://www.ispesl.it/informazione/eventi/dts/2010Amicucci%2002_Napoli_Maggio.pdf)

Appunti di Compatibilità Elettromagnetica, “Concetti generali sulla schermatura”, “Collegamenti a massa”, “Emissioni Condotte”, “La Diafonia”– S. Petrizzelli – Corso di Ingegneria Elettrica, Politecnico di Bari

(<http://users.libero.it/sandry/schermi.pdf>)

(<http://users.libero.it/sandry/massa.pdf>)

Appunti del corso di Elettronica Biomedica, “Sicurezza del Paziente” – M. Bracale – Università degli Studi di Napoli

Tesi su Compatibilità Elettromagnetica, “Diafonia e Caratterizzazione Componenti” – M. Piovesan, M. Trame – Ingegneria Elettronica, Università degli Studi di Padova, 2012

(http://www.marcopiovesan.altervista.org/files_comuni/TesinaCompatibilita2012-

[MarcoPiovesan_MarcoTrame.pdf](http://www.marcopiovesan.altervista.org/files_comuni/TesinaCompatibilita2012-MarcoPiovesan_MarcoTrame.pdf))

Slide del Corso di Compatibilità Elettromagnetica Industriale – D. Desideri – Ingegneria Elettrica, Università degli studi di Padova

(<http://www.die.unipd.it/industrial-electromagnetic-compatibility-compatibilita-elettromagnetica-industriale.html>)

“Appunti delle lezioni: Direttiva EMC 89/336/CEE, Compatibilità Elettromagnetica” – P. Subiaco

(<http://corsi.ir3ip.net/compatibilita.pdf>)

“Elaborazione Elettronica dei Segnali Digitali LS” – G. Baccarani – Università degli Studi di Bologna

(http://didattica.arces.unibo.it/file.php/2/Elaborazione_elettronica_dei_segnali_digitali/Dispense/dsp.pdf)

“Filtri Attivi: Classificazione e approccio semplificato al progetto” – L. Trapa

(<http://www.ibneditore.it/LT%20liber%20%20%20filtri%20attivi.pdf>)

Slide del Corso di Conversione Elettromagnetica, “Campi magnetici e induzione elettromagnetica” – G. Petracca – Ingegneria Elettrica, Università di Pavia

(http://www-3.unipv.it/energy/conversione/ese/ese1_ripasso.pdf)

Slide del corso di Fisica B, “Induzione magnetica” – G. Carelli – Università di Pisa
(http://www.df.unipi.it/~carelli/didattica/induzione_magnetica.pdf)

Slide del corso di Reti Logiche, “Aritmetica dei calcolatori” – Politecnico di Milano
(<http://corsi.dei.polimi.it/RetiLogicheA/0405/Aritmetica.pdf>)

Datasheets forniti dalla Maxim per i componenti MAX6675, MAX 7427 e MAX31855
(<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX6675.pdf>)
(<http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/2237>)
(<http://www.adafruit.com/datasheets/MAX31855.pdf>)

Datasheet del microprocessore PIC16f887.
(<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41291G.pdf>)

Datasheet dell’ Actronic del componente AR02.2.5A
(<http://www.actronic.it/pages/electronics/prodotti.cfm?serieID=2>)