



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea magistrale in Ingegneria Meccanica
Curriculum Progettazione Meccanica

**Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni su
una struttura in composito tramite l'uso di shaker e di
accelerometro al fine di ridurre il rumore all'interno di
una cabina di elicottero**

**Development of a vibration reduction system on a
composite structure using shaker and accelerometer to
reduce noise inside a helicopter cabin**

Relatore:

Prof. Matteo Claudio Palpacelli

Tesi di Laurea di:

Alessandro Di Pietro

A.A. 2022/2023

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

A coloro a cui dedico il mio affetto e che mi donano il loro

Indice

| | |
|----------------------------------------------------------------|-----------|
| Introduzione | 1 |
| 1. Elementi di acustica | 5 |
| 1.1 L'onda sonora..... | 5 |
| 1.2 I suoni puri, pressione efficace e intensità sonora | 7 |
| 1.3 La composizione di onde sonore piane..... | 10 |
| 1.4 Suoni complessi periodici..... | 11 |
| 1.5 Suoni complessi aperiodici..... | 13 |
| 1.6 Livelli sonori e scala in decibel | 14 |
| 1.7 Direzionalità spaziale di una sorgente di vibrazione | 16 |
| 1.8 Riflessione, diffrazione e rifrazione | 16 |
| 2. Gestione del segnale | 20 |
| 2.1 Discretizzazione del segnale..... | 20 |
| 2.2 Sistemi di riduzione del rumore e delle vibrazioni..... | 22 |
| 2.2.1 Controllo passivo del rumore e delle vibrazioni..... | 23 |
| 2.2.2 Controllo attivo del rumore e delle vibrazioni..... | 23 |
| 2.5 Filtri | 30 |
| 3. Set up della prova | 35 |
| 3.1 Prototipo | 37 |
| 3.1.1 Analisi modale..... | 42 |
| 3.2 Altoparlante di eccitazione | 46 |
| 3.3 Microfono | 47 |
| 3.4 Accelerometro ICP | 48 |
| 3.5 Condizionatore del segnale..... | 50 |
| 3.6 Scheda d'acquisizione (DAQ)..... | 52 |
| 3.7 Squadriga III..... | 57 |
| 3.8 Amplificatore..... | 59 |
| 3.9 Bass shaker transducer | 59 |
| 3.9.1 Analisi di mercato..... | 61 |
| 4. Architettura del software | 64 |
| 4.1 Algoritmi | 65 |
| 4.1.1 LMS..... | 66 |
| 4.1.2 NLMS..... | 70 |
| 4.1.3 RLS..... | 71 |

| | |
|------------------------------------------------------------------------|------------|
| 4.1.4 Differenze tra LMS, NLMS e RLS..... | 74 |
| 5. Prove di acquisizione e attuazione del segnale | 76 |
| 5.1 Banco di prova..... | 76 |
| 5.2 Scaletta dei test..... | 81 |
| 6. Analisi dei risultati | 83 |
| 6.1 Risultati con algoritmo LMS..... | 83 |
| 6.2 Risultati con algoritmo NLMS..... | 85 |
| 6.3 Risultati con algoritmo RLS..... | 86 |
| 6.4 Risultati finali con il modello migliore..... | 88 |
| 6.4.1 Prove con frequenza a 200 Hz e potenza sonora a 755 μ W..... | 88 |
| 6.4.2 Prove con frequenza a 200 Hz e potenza sonora a 190 μ W..... | 90 |
| 6.4.3 Prove con frequenza a 150 Hz e potenza sonora a 755 μ W..... | 91 |
| 6.4.4 Prove con frequenza a 100 Hz e potenza sonora a 190 μ W..... | 93 |
| Conclusioni e sviluppi futuri..... | 95 |
| Appendice..... | 97 |
| Accelerometro monoassiale PCB Piezotronics 353B03..... | 97 |
| BNC 2120 Terminal Block National Instruments..... | 106 |
| Signal Conditioner PCB Piezotronics 483C05/15..... | 112 |
| PCIe-6323 National Instruments..... | 117 |
| Shaker Buttkicker mini LFE..... | 126 |
| Bibliografia..... | 128 |
| Ringraziamenti | 130 |

Indice figure

| | | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------|----|
| Figura 1 – Elicottero Airbus H160..... | 1 | |
| Figura 2 – Problema fisico di studio..... | 3 | |
| Figura 3 – Composizione dei liners di una cabina..... | 3 | |
| Figura 4 – Esempio onde sonore con pistone..... | 5 | |
| Figura 5 – Pistone connesso ad un disco..... | 7 | |
| Figura 6 – Pistone connesso ad una camma..... | 11 | |
| Figura 7 – Spettro acustico..... | 12 | |
| Figura 8 – Andamento del rumore nel tempo..... | 13 | |
| Figura 9 – Grafico di <i>ex</i> | 15 | |
| Figura 10 - Diffrazione..... | 18 | |
| Figura 11 – Riflessione e rifrazione..... | 18 | |
| Figura 12 – Comportamento delle onde sonore superato un ostacolo..... | 19 | |
| Figura 13 – Passaggi per la discretizzazione del segnale..... | 21 | |
| Figura 14 – Fenomeno dell’aliasing..... | 22 | |
| Figura 15 – Architettura del sistema di controllo attivo del rumore..... | 25 | |
| Figura 16 – Schema del modello matematico per il controllo attivo del rumore..... | 26 | |
| Figura 17 – Andamento dell’errore per numero di iterazioni..... | 28 | |
| Figura 18 – Schema del modello FXLMS..... | 29 | |
| Figura 19 – Andamento del filtro reale..... | 30 | |
| Figura 20 – Schema del filtro FIR..... | 32 | |
| Figura 21 – Setup del sistema di controllo..... | 36 | |
| Figura 22 – Prototipo in fibra di carbonio con piastra in acciaio..... | 37 | |
| Figura 23 – Composizione interna del Gillfab..... | 38 | |
| Figura 24 – Particolare del core in honeycomb del pannello..... | 39 | |
| Figura 25 –Pannelli di Gillfab..... | 39 | |
| Figura 26 – Modello 3D del pannello..... | 40 | |
| Figura 27 – Messa in tavola del pannello..... | 41 | |
| Figura 28 – Messa in tavola del pannello 2..... | 41 | |
| Figura 29 – Pannello realizzato..... | 42 | |
| Figura 30 – Disposizione dei vincoli dell’analisi modale sul pannello..... | 43 | |
| Figura 31 – Primo modo di vibrare: 149 Hz..... | 44 | |
| Figura 32 - Secondo modo di vibrare: 272 Hz | Figura 33 – Terzo modo di vibrare: 356 Hz..... | 44 |
| Figura 34 - Quarto modo di vibrare: 453 Hz | Figura 35 – Quinto modo di vibrare: 490 Hz..... | 45 |
| Figura 36 – Grafico delle percentuali di massa modale coinvolta..... | 45 | |
| Figura 37 – Cassa Behringer..... | 46 | |
| Figura 38 – Microfono 377B20 PCB Piezotronics..... | 47 | |
| Figura 39 – Schema interno dell’accelerometro ICP..... | 49 | |
| Figura 40 – Scheda tecnica dell’accelerometro monoassiale ICP 353B03 PCB Piezotrnoics..... | 49 | |
| Figura 41 – Condizionatore del segnale 482C15 PCB Piezotronics..... | 51 | |
| Figura 42 – Particolare della scheda del condizionatore del segnale..... | 51 | |
| Figura 43 – Scheda DAQ PCIe6323 NI..... | 53 | |
| Figura 44 – Cavo SHC68-68-EPM NI..... | 56 | |
| Figura 45 – Terminal block BNC Board NI..... | 57 | |
| Figura 46 – SQuadriga III..... | 58 | |

| | | |
|---------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------|----|
| Figura 47 – Artemis Suite..... | 58 | |
| Figura 48 – Amplificatore Le-Amp 125W | 59 | |
| Figura 49 – Bass shaker transducer secondo il brevetto ufficiale | 60 | |
| Figura 50 – Buttkicker BK-mini-LFE Mini Bass Shaker..... | 63 | |
| Figura 51 – Logo Matlab & Simulink | 64 | |
| Figura 52 – Modello Simulink di simulazione | 67 | |
| Figura 53 – Sovrapposizione del segnale in ingresso e in uscita..... | 67 | |
| Figura 54 – Particolare della sovrapposizione dei segnali..... | 68 | |
| Figura 55 – Andamento dei clock in ritardo nel tempo..... | 68 | |
| Figura 56 – Andamento dell’errore nel tempo..... | 69 | |
| Figura 57 – Modello Simulink | 70 | |
| Figura 58 – Particolare serraggio del pannello..... | 76 | |
| Figura 59 – Banco di lavoro | 77 | |
| Figura 60 – Banco di lavoro 2..... | 77 | |
| Figura 61 – Banco di lavoro 3..... | 78 | |
| Figura 62 – Banco di lavoro 4..... | 78 | |
| Figura 63 – Particolare dello shaker e accelerometro sul pannello | 79 | |
| Figura 64 – Particolare accelerometro triassiale | Figura 65 – Particolare accelerometro 2..... | 80 |
| Figura 66 – Display dello SQuadriga | 80 | |
| Figura 67 – Algoritmo LMS variazione del paramero μ | 84 | |
| Figura 68 – Particolare della finestra d’acquisizione | 84 | |
| Figura 69 - Algoritmo NLMS variazione del paramero μ | 85 | |
| Figura 70 – Particolare della finestra d’acquisizione | 86 | |
| Figura 71 - Algoritmo RLS variazione della lunghezza del vettore dei pesi | 87 | |
| Figura 72 – Particolare della finestra d’acquisizione | 87 | |
| Figura 73 – Prove a 200Hz $W=755\mu W$ | 89 | |
| Figura 74 – Particolare della finestra d’acquisizione | 89 | |
| Figura 75 - Prove a 200Hz $W=190\mu W$ | 90 | |
| Figura 76 – Particolare della finestra d’acquisizione | 91 | |
| Figura 77 - Prove a 150Hz $W=755\mu W$ | 92 | |
| Figura 78 – Particolare della finestra d’acquisizione | 92 | |
| Figura 79 - Prove a 100Hz $W=190\mu W$ | 94 | |
| Figura 80 – Particolare della finestra d’acquisizione | 94 | |

Indice tabelle

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabella 1 – Composizione e spessore del pannello | 42 |
| Tabella 2 – Percentuali di massa modale coinvolta per ogni modo di vibrare | 45 |
| Tabella 3 – Rumore della scheda in base al range del segnale | 53 |
| Tabella 4 – Specifica tecnica della scheda DAQ PCIE6323 | 56 |
| Tabella 5 – Proprietà dei vari modelli di shaker in commercio | 62 |
| Tabella 6 – Scaletta dei test..... | 81 |
| Tabella 7 – Risultati con l’algoritmo LMS..... | 84 |
| Tabella 8 – Risultati con l’algoritmo NLMS..... | 85 |
| Tabella 9 – Risultati con l’algoritmo RLS..... | 87 |
| Tabella 10 – Risultati delle prove a 200Hz $W=755\mu W$ | 88 |
| Tabella 11 - Risultati delle prove a 200Hz $W=190\mu W$ | 90 |
| Tabella 12 - Risultati delle prove a 150Hz $W=755\mu W$ | 92 |
| Tabella 13 - Risultati delle prove a 100Hz $W=190\mu W$ | 93 |

Introduzione

Il progetto di tesi è stato svolto presso la Mecaer Aviation Group di Montepandone (AP), una nota azienda che si occupa della progettazione e produzione degli interni della cabina degli elicotteri e supporto ai clienti dopo la vendita.

Nella figura sottostante viene mostrato uno dei principali elicotteri realizzati dalla Mecaer Aviation Group, l'Airbus H160.



Figura 1 - Elicottero Airbus H160

L'argomento presente in questa tesi è di tipo sperimentale e si tratta di un primo approccio risolutivo nei confronti di un problema presente in ambito elicotteristico, ossia il rumore in cabina. L'idea innovativa è quella di realizzare un sistema di controllo elettro-meccanico in grado di ridurre le vibrazioni dei pannelli che rivestono la cabina in quanto sono la causa principale del rumore presente nell'elicottero. Il progresso tecnologico permette di affermare che in futuro, gli elicotteri saranno ottimizzati per diventare mezzi di trasporto sempre più efficienti ed eco-sostenibili. Tuttavia, un aspetto molto importante lo ricoprono sia le vibrazioni che il rumore presente in cabina; infatti, rappresentano un grave malessere per gli occupanti. Per di

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

più incrementano lo sforzo fisico e psichico del pilota durante il volo e riducono la sua capacità di pilotare il mezzo in sicurezza.

Il rumore generato costituisce un malessere generale. Le vibrazioni causano grossi problemi al funzionamento e alla manutenzione dell'elicottero. Queste risultano indotte dalla complessa interazione tra il rotore principale e la cabina piloti e passeggeri. Inoltre, possono ridurre la vita a fatica dei componenti dell'elicottero incrementando costi importanti per il costruttore.

La causa maggiore di rumore è dovuta dal movimento del rotore principale, quindi dall'interazione dell'aria con le pale del rotore. Quando le pale tagliano l'aria durante il volo, si generano una serie di impulsi d'aria che possono causare vibrazioni e rumore. Fattori come la forma delle pale, la velocità di rotazione e l'angolo di attacco influenzano il livello di rumore. Gli sforzi per ridurre il rumore elicotteristico includono la progettazione di pale più aerodinamiche, l'utilizzo di materiali più leggeri e avanzati e l'implementazione di nuove tecnologie per ridurre le vibrazioni agendo sui pannelli che rivestono la cabina, detti liners. Il rumore avvertito in cabina proviene anche in parte dalle vibrazioni del pavimento ma si ovvia a questo problema con l'utilizzo di un tappeto isolante e un'altra parte proviene dai finestrini. Risulta naturale che l'intervento principale sia fatto sui liners.

Il classico approccio è il metodo passivo che prevede l'uso di materiali smorzanti e fonoassorbenti ma questa strada comporta un incremento significativo della massa e una mancanza di efficienza nel dominio a basse frequenze o in caso di frequenze multiple. Il metodo del controllo attivo offre un potenziale maggiore, questo lavoro è focalizzato principalmente sulla possibilità di ridurre la trasmissione del rumore in una cabina di elicottero con il controllo attivo sul lato di eccitazione del pannello in vibrazione, così da ridurre la trasmissione sonora. Ovvero si va a controeccitare il pannello con una vibrazione che ha la stessa ampiezza ma fase opposta rispetto all'eccitazione originale che si vuole ridurre. Questa soluzione dovrà integrarsi con il sistema di abbattimento del rumore passivo già presente sugli elicotteri prodotti dall'azienda. Nella figura seguente è rappresentato uno schema illustrativo del fenomeno fisico. [1][2]

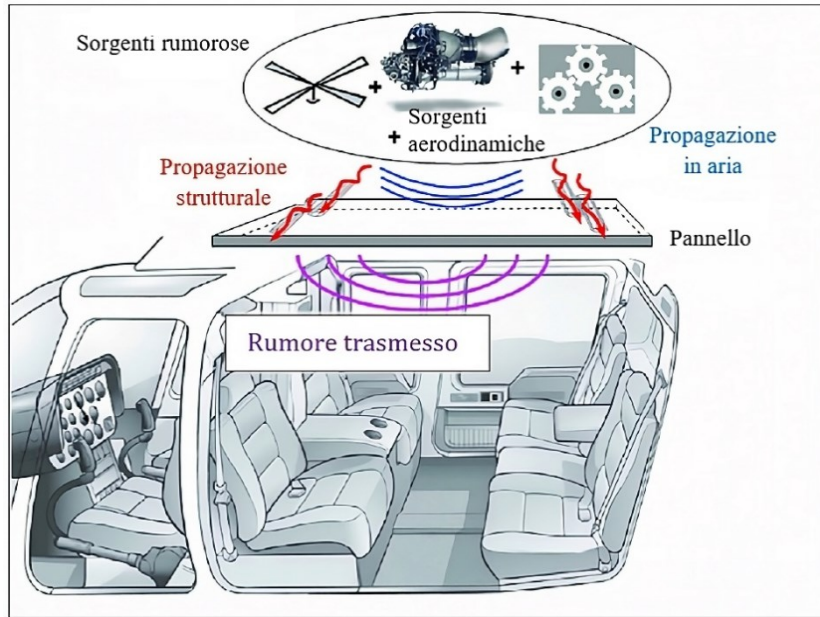


Figura 2 – Problema fisico di studio

Gli elicotteri prodotti in azienda hanno il telaio strutturale rivestito internamente da dei pannelli detti liners. Essi fungono da guscio al fine di isolare la parte interna della struttura della cabina dall'esterno, in quanto rappresenta la maggiore sorgente di vibrazione. Per questo motivo i liners sono connessi alla cabina nella parte inferiore del lato della fusoliera, come è ben visibile sulla figura mostrata di seguito.

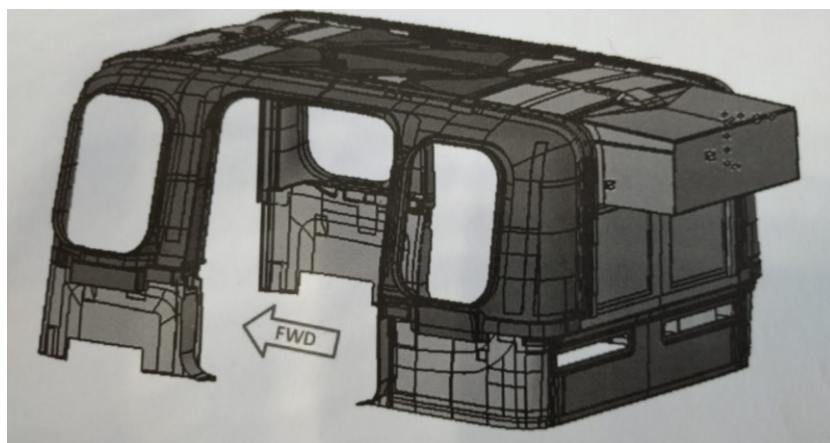


Figura 3 – Composizione dei liners di una cabina

La divisione dei pannelli, tra superiori e inferiori, è fatta in modo da massimizzare la connessione tra di essi per ragioni estetiche e acustiche, così da soddisfare i requisiti di basso peso e facilità di accesso durante la manutenzione. I pannelli superiori sono realizzati con materiale composito in fibra di carbonio con resina epossidica mentre i pannelli inferiori sono formati da fibre di vetro con resina epossidica. Lo spazio tra i liners e la struttura è riempito con un materiale fonoassorbente con lo scopo di ridurre il rumore. La parte visibile all'interno della cabina è rivestita di pelle. I pannelli inferiori sono divisi allo stesso modo. Tutte le aperture che permettono il passaggio di condotti e del cablaggio sono studiate tramite l'uso di un materiale insonorizzante per minimizzare il passaggio di rumore. I pannelli laterali sono connessi sotto i finestrini e ai pannelli posteriori. Le finiture dei pannelli sono realizzate in base alle richieste specifiche del cliente. [3][4]

Dopo questa breve introduzione verrà descritto in maniera più approfondita la teoria e il progetto in sé svolto durante il percorso da tirocinante in azienda.

1. Elementi di acustica

Questo primo capitolo servirà a dare una rinfrescata per quanto riguarda quella branca della fisica che si occupa delle onde sonore, dalla loro generazione alla loro propagazione, ovvero l'acustica.

Si definiscono prima i concetti più basilari per poi proseguire in modo più approfondito verso l'intensità del suono. Ciò è necessario per poter comprendere a pieno il fenomeno fisico su cui si basa lo sviluppo di questa tesi.

1.1 L'onda sonora

L'esperienza ci mostra che, quando una membrana o una qualsiasi superficie vibra con una certa frequenza, le vibrazioni generate si diffondono nell'aria fino a raggiungere il nostro orecchio dove vengono percepite come suono. Un esempio esplicativo può essere un pistone che si muove di moto rettilineo alternativo all'imbocco di un tubo con pareti rigide, come rappresentato in figura, genera un suono.

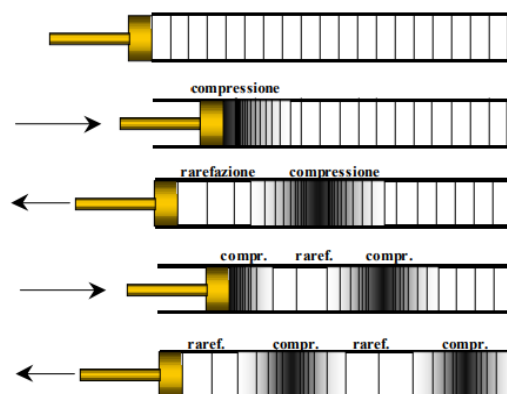


Figura 4 – Esempio onde sonore con pistone

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

La parte d'aria a contatto con il pistone è compressa e rarefatta in modo alternato; quindi, sia la sua pressione che la densità assumono valori superiori e inferiori rispetto al fluido indisturbato nei vari momenti. In sostanza, nel tubo si forma una perturbazione di pressione, ossia un'onda sonora. La perturbazione della pressione locale nel tempo è infinitesima rispetto al valore della pressione atmosferica.

Si possono distinguere le tre fasi che permettono la propagazione del suono.

L'emissione, il meccanismo con cui una sorgente sonora provoca un'eccitazione in un mezzo elastico trasferendo energia meccanica. Si pensi ad una superficie messa in vibrazione: questa produce uno spostamento delle particelle fluide nel suo contorno e così facendo trasmette una parte di energia che potrà propagarsi secondo diverse modalità.

La propagazione, il meccanismo con cui il movimento viene trasmesso e si propaga attraverso il mezzo fluido che circonda il corpo che funge da sorgente. L'onda sonora è un'onda di pressione che si propaga secondo differenti leggi ma corrisponde sempre ad una successione di compressioni e rarefazioni.

La ricezione, il meccanismo con cui il suono viene rilevato e trasformato in sensazione fisiologica (orecchio umano) o in segnale misurabile (strumento di misura). Il principio è speculare all'emissione, nel senso che l'onda di pressione sonora pone in vibrazione una superficie ricevente, la membrana timpanica comincerà ad oscillare per effetto delle perturbazioni di pressione ed azionerà un sistema di ossicini. Il loro movimento viene passato alla finestra ovale, che a sua volta perturba il fluido all'interno della coclea. Tutto ciò viene tradotto in segnale elettrici dal nervo acustico ed il cervello svilupperà queste informazioni.

1.2 I suoni puri, pressione efficace e intensità sonora

Si tiene in considerazione il pistone dell'esempio precedente connesso ad un disco che ruota ad una velocità angolare $\omega = \text{cost} = 2\pi f$, come mostrato nella figura di seguito riportata.

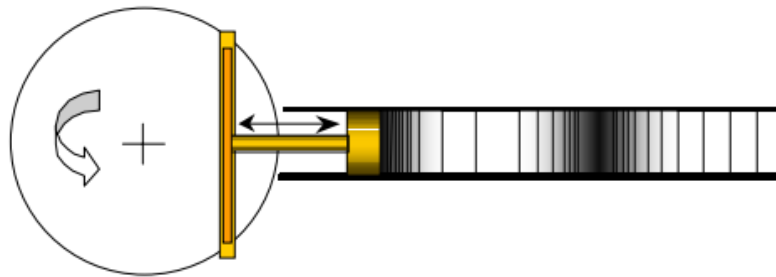


Figura 5 - Pistone connesso ad un disco

La posizione $x(t)$ del pistone, considerando l'asse x in direzione del moto del pistone, è determinata dalla connessione fissa con il disco, questo comporta il moto armonico del pistone. Si ha quindi:

$$x(t) = A \cos(\omega t + \delta) = A \cos(2\pi f t + \delta)$$

dove:

A è l'ampiezza massima di spostamento del pistone;

δ è l'angolo di fase (determinato dalla posizione del disco all'istante $t = 0$).

Come conseguenza anche l'onda piana che si propaga nel tubo è di tipo sinusoidale ed è descritta dalla relazione di seguito riportata, che indica l'equazione di propagazione:

$$p(x, t) = p_{\max} \cos(\omega t - kx + \delta)$$

Questa è l'equazione di un'onda progressiva, ovvero di un'onda che avanza nella direzione delle x crescenti con il passare del tempo. Analogamente, un'onda regressiva avrà una relazione simile alla precedente ma con segno positivo per il termine kx .

La soluzione prevede che in ogni punto nello spazio e in ogni istante di tempo la pressione p vari nel tempo con un andamento cosinusoidale. Durante un'oscillazione completa in un intervallo di tempo detto periodo T , l'onda trasla di una certa quantità chiamata lunghezza d'onda λ .

Assodato che la pressione sonora è una grandezza mutevole nel tempo e nello spazio, è vantaggioso parlare di valore medio. Tuttavia, per come è definita la pressione sonora, ha un andamento con valori che oscillano intorno a zero; quindi, la semplice media ci fornirebbe un valore nullo che non coincide alla reale percezione sonora. Per questo motivo si introduce la pressione sonora efficace (P_e), la quale essendo la radice della media temporale di grandezze al quadrato sarà sicuramente diversa da zero:

$$P_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p(x, t)^2 dt}$$

In caso di onda piana si ha questa relazione:

$$P_e = \frac{P_{\max}}{\sqrt{2}}$$

Un'onda piana progressiva che si propaga in un mezzo trasporta con sé energia. Tenendo conto di un elemento infinitesimo di volume del mezzo, si osserva che quest'ultimo oscillando attorno alla sua posizione di equilibrio varia sia la sua energia

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

cinetica che potenziale. Lungo l'ascissa x viaggia attraverso la superficie normale A alla direzione di propagazione delle onde, la potenza energetica istantanea $W(t)$.

Si definisce intensità sonora istantanea $I(t)$:

$$I(t) = \frac{W(t)}{A}$$

Considerando che la potenza istantanea può essere espressa come il prodotto della forza agente sull'elemento per la velocità istantanea, si ricava, calcolandone la media:

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T p u dt$$

Facendo delle considerazioni sulla velocità con la ρ_0 (densità del mezzo), la c (velocità di propagazione nel mezzo) e sostituendo la pressione efficace si ottiene:

$$I = \frac{p_e^2}{\rho_0 c}$$

Quindi con la relazione della pressione efficace con la pressione massima per il caso di onda piana si ricava:

$$I = \frac{p_{\max}^2}{2 \rho_0 c}$$

Si può definire il prodotto $\rho_0 c$ pari all'impedenza acustica z , essa indica la resistenza che un materiale possiede e presenta al flusso acustico risultante da una pressione

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

acustica applicata al sistema. È una proprietà intrinseca del mezzo in cui l'onda si propaga.

Si può affermare che l'intensità sonora è una grandezza vettoriale ed il suo modulo dipende dalla potenza della sorgente, dalla distanza dalla sorgente al ricevitore e dalle caratteristiche del mezzo in cui l'onda si propaga.

1.3 La composizione di onde sonore piane

Si considerino due onde sonore piane progressive lungo la direzione x , ciascuna delle quali presenta in un punto x la perturbazione $\mathbf{p}_1(\mathbf{t})$ e $\mathbf{p}_2(\mathbf{t})$. Se le perturbazioni sono sovrapposte una con l'altra, la pressione risultante $\mathbf{p}(\mathbf{t})$ sarà pari alla somma dei due contributi. In caso le frequenze e le pressioni massime fossero uguali si avrebbe:

$$\mathbf{p}_1(\mathbf{t}) = \mathbf{p}_{\max,1} \cos(\omega_1 \mathbf{t} + \delta_1)$$

$$\mathbf{p}_2(\mathbf{t}) = \mathbf{p}_{\max,1} \cos(\omega_1 \mathbf{t} + \delta_2)$$

Il quadrato della pressione efficace sarà, quindi:

$$\mathbf{p}_e = \mathbf{p}_{e1} + \mathbf{p}_{e2} + 2 \mathbf{p}_{e1} \mathbf{p}_{e2} \cos(\delta_1 - \delta_2)$$

Si otterranno risultati diversi in base alla differenza di fase ($\delta_1 - \delta_2$) tra le due onde. Se la differenza è pari a 0, cioè le due onde sono in fase, si ottiene: $\mathbf{p}_e^2 = 4\mathbf{p}_{e1}^2$, mentre se la differenza è pari a $\frac{\pi}{2}$ e cioè le onde sono in controfase si avrà: $\mathbf{p}_e^2 = 0$. Quindi l'onda sonora potrebbe essere completamente annullata se si sovrappone a questa un'onda di identica ampiezza ma sfasata di $\frac{\pi}{2}$.

In generale, la pressione efficace, risultante dalla composizione di N onde casuali, è pari alla somma delle pressioni efficaci delle singole onde:

$$pe = \sqrt{\sum_i^N pe_i^2}$$

1.4 Suoni complessi periodici

Si ipotizza che il pistone si muova di moto rettilineo periodico non sinusoidale, ad esempio come se ci fosse un collegamento che renda possibile seguire il profilo di una camma, come mostrato in figura:

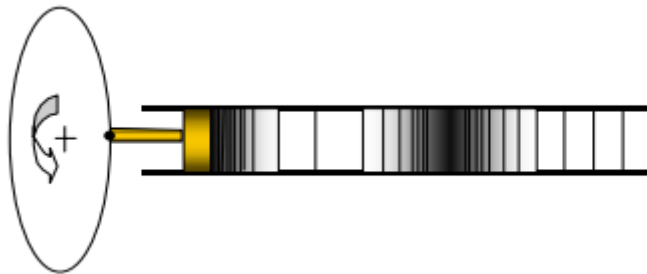


Figura 6 – Pistone connesso ad una camma

La diversa forma d'onda di suoni anche se con la stessa frequenza viene avvertita dall'orecchio umano in maniera differente; infatti, assegna al suono un attributo caratteristico detto timbro. Una perturbazione di tipo periodico, sulla base del teorema di Fourier, può essere espressa come la somma di un certo numero di componenti sinusoidali o componenti armoniche e cioè:

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

$$p(x, t) = p_{\max,1} \cos(\omega t + \delta_1) + p_{\max,2} \cos(2\omega t + \delta_2) + \dots$$

in cui:

ω = pulsazione fondamentale;

$2\omega, 3\omega, \dots$ = armoniche superiori;

δ_1, δ_2 = angoli di fase.

Lo spettro delle frequenze di un'onda è fondamentale, in quanto su di esso dipendono le caratteristiche di un'onda sonora e la percezione del suono da parte dell'orecchio umano. Per determinare queste caratteristiche è necessario realizzare quella che viene chiamata analisi in frequenza dell'onda sonora. La matematica alla base dell'analisi è la Trasformata di Fourier, la quale assume forme diverse a seconda del tipo di segnale analizzato. Tutte hanno in comune il fatto di considerare il segnale come composto da un certo numero (in molti casi anche da un numero infinito) di componenti sinusoidali a diverse frequenze. Ognuna con una data ampiezza. Nel caso di suoni periodici stazionari, ovvero di segnali composti da onde con le caratteristiche che si ripetono in un certo periodo fondamentale T , lo spettro sonoro è formato dalla frequenza fondamentale $f_0 = 1/T$ e da una serie di frequenze (dette armoniche) che sono multiple della fondamentale.

Nello spettro acustico, le armoniche sono rappresentate con un segmento di lunghezza proporzionale al quadrato della pressione efficace pe_i^2 posto alla frequenza associata all'armonica stessa, come rappresentato in figura:

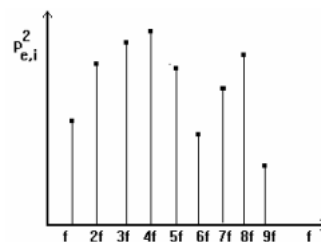


Figura 7 - Spettro acustico

Questo dimostra per esempio come appaiono differenti le note prodotte da svariati strumenti musicali ma che presentano la stessa frequenza fondamentale. Si differenziano solo per le ampiezze delle armoniche che compongono le due onde complesse e quindi si dice che il timbro dei due strumenti è diverso.

1.5 Suoni complessi aperiodici

Nella realtà i suoni non sono in genere periodici, più frequentemente sono rappresentati da una forma d'onda parecchio irregolare nel tempo, che viene chiamato rumore, come rappresentato nella figura sottostante.

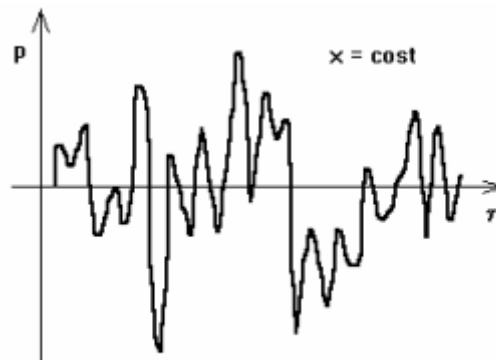


Figura 8 – Andamento del rumore nel tempo

Un rumore mostra uno spettro delle frequenze (acustico) non discreto ma continuo, ovvero esso è costituito da un numero infinito di frequenze. Il suo spettro, quindi, non è rappresentato con segmenti posti a delle frequenze ben definite in relazione armonica, ma in pratica viene descritto per bande e cioè suddividendo le frequenze acustiche per degli intervalli detti appunto bande.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

L'analisi dello spettro delle frequenze di un segnale sonoro si può realizzare tenendo conto del contenuto di energia sonora all'interno delle bande di frequenza. Per ogni intervallo compreso tra due frequenze limiti f_1 (inferiore) e f_2 (superiore), si può misurare la pressione sonora efficace eliminando con degli appositi filtri passa basso le frequenze maggiori e/o filtri passa alto le frequenze minori all'intervallo di studio. Le bande più comuni sono chiamate bande d'ottava e bande di 1/3 d'ottava.

In acustica musicale viene indicato come intervallo d'ottava l'intervallo compreso tra due frequenze f_1 e f_2 con $f_2 = 2 f_1$. Per ogni ottava si ha costante il rapporto tra l'ampiezza della banda e la frequenza centrale $f_c = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$.

Un frazionamento più dettagliato è ottenibile dividendo le ottave in terzi d'ottava, cioè a sua volta in tre intervalli.

La tecnica di suddivisione delle bande ad ampiezza costante è usata per raffinate ed onerose analisi in frequenza specialmente nel campo dello studio delle vibrazioni delle strutture e delle macchine. Per basse frequenze il comportamento delle bande è simile ma nel dominio delle alte frequenze si apprezza una miglior accuratezza dell'analisi utilizzando la banda stretta rispetto a bande di 1/3 d'ottava e bande d'ottava.

1.6 Livelli sonori e scala in decibel

I suoni percettibili dall'orecchio umano spaziano in un campo di frequenze tra 20 e 20.000 [Hz]. La pressione efficace p_e e l'intensità sonora I relativi ai suoni udibili possono variare in un campo molto ampio, tra suono appena udibile (soglia di percezione) con $p_{e_{min}} = 2 \cdot 10^{-5}$ [Pa] e suono intollerabile (soglia del dolore) con $p_{e_{max}} = 20$ [Pa]. Infatti, il rapporto tra $p_{e_{min}}$ e $p_{e_{max}}$ assume valori dell'ordine di 10^6 . Perciò al fine di contrarre il campo numerico di variazione delle grandezze risulta conveniente utilizzare una scala logaritmica. In seguito, è rappresentato l'andamento esponenziale di e^x sul piano cartesiano, per avere un'idea della crescita esponenziale.

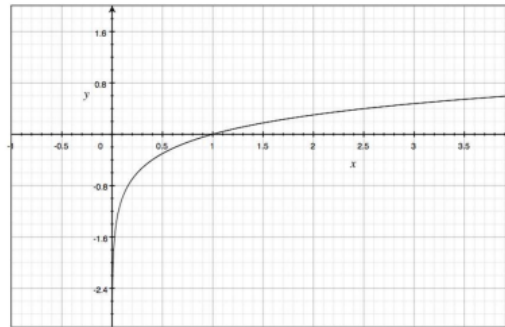


Figura 9 - Grafico di e^x

La scala logaritmica prevede la comparazione della grandezza che stiamo analizzando con un opportuno valore di riferimento. In seguito, è riportato il livello di pressione sonora, ovvero il livello più comunemente usato in acustica, perché gli strumenti di misura utilizzati, come il fonometro, sono sensibili proprio alla variazione di pressione sonora.

$$L_p = 10 \log \frac{p^2}{p_{rif}^2}$$

Se sono presenti N onde sonore differenti con ciascuna un certo valore di L_p ottengo il valore totale del livello di pressione sonora dovuta dalla composizione di N livelli di pressione sonora. [5] [6]

$$L_{p,tot} = 10 \log \sum_{n=1}^N 10^{\frac{L_{p,n}}{10}}$$

Per calcolare il livello di pressione sonora equivalente, ovvero il livello calcolato da una media particolare, perché si tiene conto della scala logaritmica su cui lavorano i decibel, per una serie di intervalli temporali, si applica la seguente equazione. Essa tiene conto del livello di pressione sonora dell'istante i -esimo $L_{p,i}$, della durata nel tempo del segnale sonoro che si vuole analizzare T e il numero totale N di istanti i -esimi.

$$L_{p,eq} = 10 \log \sum_i^N \frac{10^{\frac{L_{p,i}}{10}} T_i}{\sum_i^N T_i}$$

1.7 Direzionalità spaziale di una sorgente di vibrazione

Una sorgente è un corpo che genera vibrazioni di un certo tipo, con un'opportuna ampiezza, frequenza, durata etc. Se la sorgente è posta in intimo contatto con un mezzo elastico, queste vibrazioni penetrano nel mezzo e quindi vi si propagano. Per alte frequenze, ovvero piccole lunghezze d'onda, le sorgenti emettono vibrazioni secondo fasci direzionali, interessando quindi solo zone limitate e geometricamente ben definite del mezzo in studio. Con il diminuire della frequenza la direzionalità si perde, tutto il mezzo viene investito da onde che si propagano con fronti d'onda pressoché emisferici, inoltre crescono d'importanza le parti laterali di emissioni secondarie (onde trasversali e onde di superficie).[7]

1.8 Riflessione, diffrazione e rifrazione

Nel momento in cui un'onda sonora incide su un qualsiasi materiale, la sua energia si dividerà in tre parti distinte: la parte riflessa, quella trasmessa e quella assorbita.

Questo comportamento sarà funzione dei mezzi attraversati, dal suo spessore, dalla lunghezza dell'onda sonora e dall'angolo di incidenza. Si possono verificare diversi casi in base al confronto tra lo spessore dell'ostacolo e la lunghezza d'onda sonora.

S (spessore ostacolo) $\gg \lambda$ (lunghezza d'onda): l'ostacolo è molto più grande della lunghezza d'onda della vibrazione incidente. Esso riflette distintamente indietro le onde con le regole dell'acustica geometrica originando un ben definito fascio riflesso e, ovviamente oltre l'ostacolo, una ugualmente ben definita zona nella trasmissione.

$S \approx \lambda$: le dimensioni dell'ostacolo sono dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda della vibrazione incidente. I fenomeni di diffrazione allargano l'onda riflessa in un cono divergente, l'onda si propaga secondo una molteplicità di direzioni comprese in tale cono. Sia il fascio riflesso che quello d'ombra diventano sfumati, non ben definiti.

$S \ll \lambda$: le dimensioni dell'ostacolo sono molto minori della lunghezza d'onda incidente. In tal caso l'ostacolo si comporta esattamente come una sorgente elementare di Huygens-Fresnel, che emette in tutto lo spazio e diventa completamente invisibile.

Nel caso avvenga un passaggio tra due mezzi con diverse velocità di propagazione, la frequenza dell'onda si mantiene inalterata mentre varia la lunghezza d'onda.

La diffrazione è un fenomeno che ha luogo quando le lunghezze d'onda sono paragonabili a quelle dell'ostacolo che essa incontra; per le lunghezze d'onda più piccole, quindi per le frequenze più alte, il fenomeno è meno evidente. Per poter capire come si genera la diffrazione dobbiamo pensare che ogni punto del fronte d'onda sia una sorgente puntiforme ed abbiamo visto in precedenza che le onde si sovrappongono. Se vi sono N sorgenti su un fronte rettilineo e si considerano la sovrapposizione delle onde da esse generate, si nota che l'onda risultante è un fronte a sua volta rettilineo. Nell'immagine seguente si nota il diverso comportamento per una sorgente sonora che emette onde ad alte frequenze e a basse frequenze, dove per l'appunto si verifica il fenomeno della diffrazione.

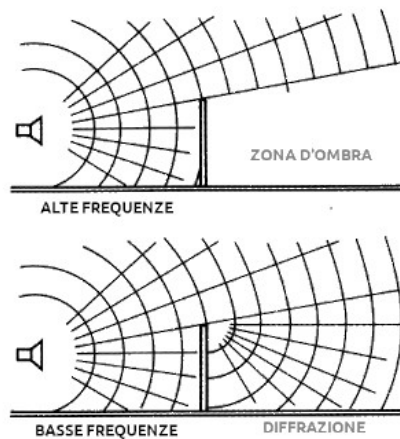


Figura 10 - Diffrazione

La rifrazione di un'onda, luce o suono, nel passaggio da un mezzo ad un altro è legata al fatto che le onde hanno differenti velocità di propagazione in relazione alla materia che stanno attraversando. Nell'interfaccia fra i due mezzi deve mantenersi una condizione di continuità e il risultato finale è una deflessione del percorso dell'onda. La figura in basso rappresenta questo fenomeno da un punto di vista geometrico, puntualizzando i vari angoli coinvolti. Nella figura successiva si rappresenta la ripartizione dell'energia delle onde sonore una volta che investono un qualsiasi corpo.

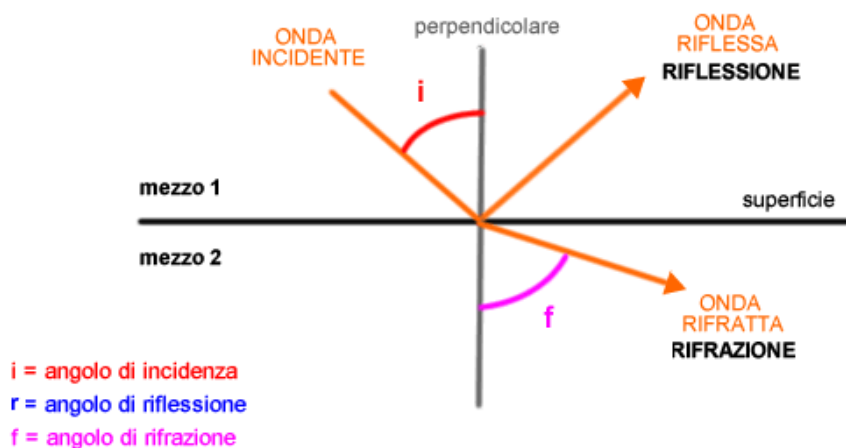


Figura 11 - Riflessione e rifrazione

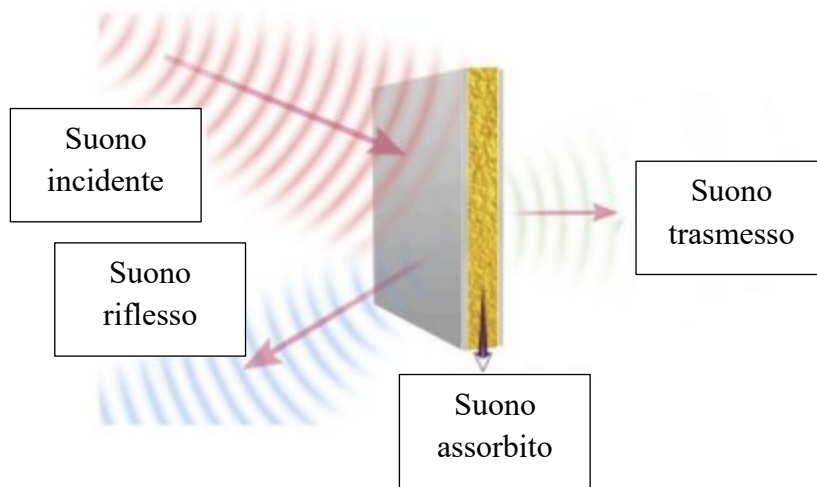


Figura 12 – Comportamento delle onde sonore superato un ostacolo

2. Gestione del segnale

Questo capitolo è mirato a delucidare gli aspetti riguardanti la gestione del segnale che sarà acquisito tramite il sistema realizzato nel laboratorio sperimentale dell'azienda, il quale verrà descritto in dettaglio nel capitolo successivo. Infatti, esso svolge un ruolo di primaria importanza per la riuscita del progetto. C'è stata una ricerca lunga e approfondita, usufruendo sia delle conoscenze apprese in ambito accademico e sia tramite documenti e articoli scientifici pubblicati.

Viene descritta la logica di base degli algoritmi utilizzati per l'active noise control, in quanto è risultata la tecnologia maggiormente utilizzata nell'ambito della riduzione del rumore intervenendo con una sfasatura del segnale. Ed è proprio ciò che si avvicina maggiormente all'idea di questa tesi.

2.1 Discretizzazione del segnale

Alla base della gestione del segnale vi è la conversione di un segnale da analogico a digitale e viceversa. Il primo passaggio per convertire un segnale da analogico a digitale è la possibilità di estrapolare i dati tramite il campionamento. Ciò avviene con l'estrapolazione di un certo numero di campionamenti (samples) del segnale ad intervalli di tempo regolari. È definito tempo di campionamento, il tempo che passa tra la registrazione di due valori. Il suo reciproco è definito come frequenza di campionamento. Alla base della digitalizzazione vi è il teorema di Nyquist-Shannon che recita:

Se una funzione continua nel tempo $h(t)$, la quale è campionata ad un determinato intervallo di tempo Δ , è limitata superiormente dalla frequenza ν_{max} , allora il segnale è definito univocamente dalla seguente equazione.

$$h(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n \frac{\sin[\pi v_c(t - n\Delta)]}{\pi(t - n\Delta)}$$

Se la frequenza di campionamento o $v_c \geq 2v_{max}$. Viene nominata frequenza critica di Nyquist la metà della frequenza di campionamento $v_n = \frac{v_c}{2}$

Si può evincere da questo teorema la possibilità di ricreare un segnale analogico a partire dai suoi campionamenti ma ci pone in allerta per quanto concerne il problema noto dell'aliasing. In particolare, se la v_{max} è maggiore alla v_n accade che i valori di $h(t)$ al di fuori dell'intervallo $(-v_n, +v_n)$ sono traslati all'interno di tale range generando una distorsione del segnale, ciò comporta una corruzione di quest'ultimo che non risulterà uguale al segnale originario campionato. Nella figura seguente è rappresentato il processo corretto che porta un segnale analogico ad essere digitalizzato e quindi compreso dall'elaboratore informatico in codice binario.

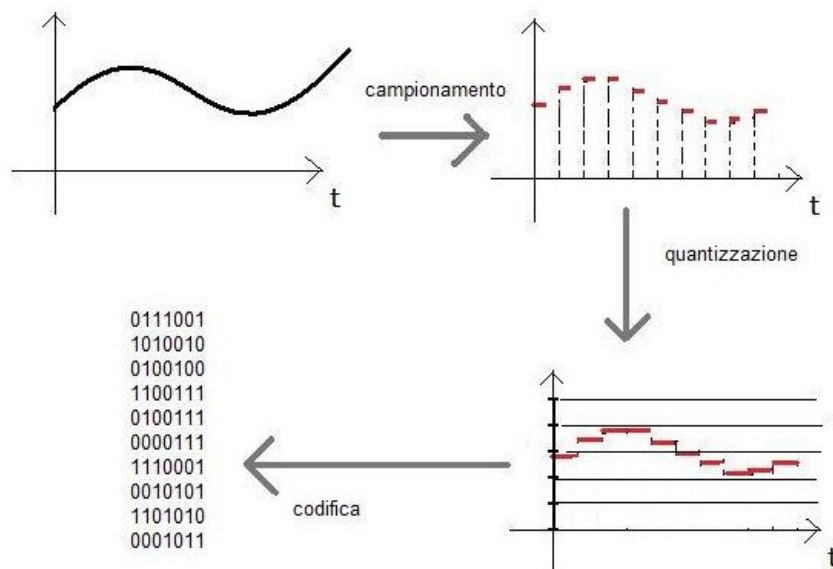


Figura 13 – Passaggi per la discretizzazione del segnale

Di seguito è mostrato in figura l'effetto estremizzato dell'aliasing, ma comunque piuttosto intuitivo. In rosso è rappresentato il segnale analogico da campionare mentre i quadratini blu sono i punti in cui sono stati estrapolati i valori del segnale, distanti tra loro da un certo tempo di campionamento. Mentre in blu è rappresentato il segnale digitalizzato che non è conforme con il segnale analogico originale.

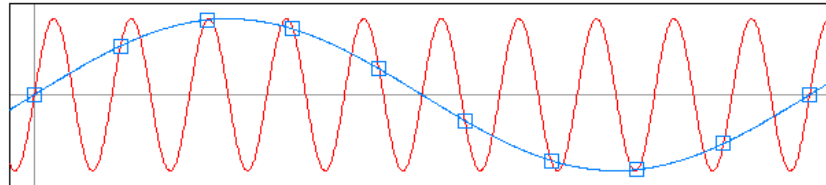


Figura 14 – Fenomeno dell'aliasing

Per risolvere il problema dell'aliasing vi sono diverse soluzioni: l'uso di un filtro passa basso (lowpass) oppure si utilizzano strumenti di campionamento con frequenze maggiori.

2.2 Sistemi di riduzione del rumore e delle vibrazioni

La riduzione delle vibrazioni e del rumore prodotto è un argomento molto approfondito in letteratura da un secolo a questa parte. Le metodologie di approccio sono due:

- Controllo passivo, la quale è stata la prima ad essere sviluppata;
- Controllo attivo, la quale è la più recente e innovativa, tuttavia non ricopre numerose applicazioni perché necessita di tecnologie costose, bassa affidabilità per quanto concerne la stabilità degli strumenti meccanici ed elettronici e una grande dipendenza alle singole applicazioni. Perciò non si è verificato ancora un adatto sviluppo tecnologico a riguardo.

2.2.1 Controllo passivo del rumore e delle vibrazioni

I sistemi di controllo passivo delle vibrazioni e del rumore utilizzano tecnologie in grado di limitare gli effetti indotti, agendo direttamente sulle cause. Essi si possono classificare in:

- Intervento sulla sorgente, si agisce sulla fonte per impedire che essa produca vibrazioni e rumore;
- Disaccoppiamento elastico, si evita il collegamento tra la sorgente e il sistema stesso;
- Smorzamento con elementi smorzanti, essi attuano una riduzione diretta della vibrazione per via delle loro proprietà intrinseche;
- Materiali fono- assorbenti, essi sono materiali capaci di assorbire il rumore, modularlo e correggerlo ed intervengono solo sulla propagazione in aria.

Nel corso degli anni lo sviluppo dei sistemi passivi ha avuto delle innovazioni a riguardo dei nuovi materiali adottati e della produzione manifatturiera che si è sviluppata.

L'applicazione di sistemi passivi risulta efficace per le medie-alte frequenze, mentre perdono efficacia nelle basse frequenze (minori di 200 Hz), perché in questo caso sarebbero necessari delle configurazioni con pesi e ingombri improponibili. E questi sono requisiti fondamentali in molti settori ed ancor di più nel settore aeronautico nella quale si occupa per l'appunto la Mecaer Aviation Group.

2.2.2 Controllo attivo del rumore e delle vibrazioni

I sistemi di controllo attivo delle vibrazioni e del rumore si fondano sul principio fisico di sovrapposizione delle onde successive. Ovvero, grazie ad un segnale uguale e contrario a quello iniziale della vibrazione, è possibile ottenere una riduzione o

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

teoricamente un annullamento dell'onda sorgente. Però, tutto ciò è valido solo localmente, se si incrementa l'estensione della zona soggetta al fenomeno elastico entrano in gioco vari parametri non controllabili facilmente, così da ostacolare l'obiettivo del sistema di controllo. [8]

Un tipico sistema di controllo attivo è composto da sensori come: microfoni, estensimetri e accelerometri, organizzati a percepire il segnale e da attuatori in grado di produrre delle alterazioni meccaniche con sistemi elettromeccanici, piezoelettrici, idraulici o altoparlanti.

Il controllo attivo del rumore si può ottenere secondo due diverse modalità:

- Sovrapposizione distruttiva, con l'uso di altoparlanti che generano un segnale della stessa ampiezza di quello sorgente prodotto della vibrazione ma sfasato;
- Variazione del modo di vibrare, con l'uso di attuatori che generano vibrazioni e sono capaci di modificare il modo di vibrare della struttura su cui sono montati e quindi interverranno sul rumore radiato.

Nel mercato si trovano maggiormente sistemi attivi di controllo del rumore e non della vibrazione, questo perché gode di minori difficoltà applicative.

Questo sistema è raggiunto grazie all'uso di circuiti analogici o elaborazione di segnali digitali. Sono stati realizzati degli algoritmi per analizzare la funzione d'onda del rumore e quindi creare un segnale che avrà una fase opposta o che invertirà la polarità del segnale originale. Questo segnale invertito viene potenziato da un amplificatore e in seguito un trasduttore produrrà un'onda sonora direttamente proporzionale all'ampiezza dell'onda originale, favorendo in questo modo l'interferenza distruttiva. Questo processo realizzato in maniera efficiente garantisce una riduzione del rumore percepito. [9]

Un altoparlante adibito alla rimozione o l'annullamento del rumore può essere posizionato simultaneamente alla sorgente del suono che deve essere attenuato, infatti la sorgente di rumore, inizialmente monopolare, diventa bipolare, un ascoltatore a distanza non le distingue ma ne recepisce solo una costituita dalla sovrapposizione degli effetti delle due sorgenti. Ciò si realizza facendo in modo che il suono prodotto

dall'altoparlante che dovrà ridurre il rumore abbia la stessa ampiezza della sorgente rumorosa ma si trovi in opposizione di fase. In questo modo si avrebbe una cancellazione completa del rumore solo nel caso in cui le due sorgenti si trovassero in posizioni coincidenti. In questa configurazione il suono corrisposto deve possedere lo stesso livello di potenza audio della sorgente. Nella realtà, non essendo un caso realistico, la cancellazione risulta disuniforme nello spazio, ove risultano zone di massimo e di minimo della pressione acustica. [10] In un'altra maniera il trasduttore può essere posto in prossimità della zona dove è richiesta l'attenuazione del rumore. Ciò necessita una potenza minore per la cancellazione ma è efficiente solo per un singolo utente posto in quella zona. La cancellazione del rumore in altre zone è molto più complessa per via della tridimensionalità del fronte delle onde che si generano; infatti, si potrebbero avere regioni alternate di interferenza costruttiva e distruttiva. In piccoli spazi chiusi, come per esempio l'abitacolo di un'auto, la cancellazione globale si può garantire tramite l'utilizzo di più altoparlanti e microfoni feedback e anche di misurazioni delle risposte modali della struttura.

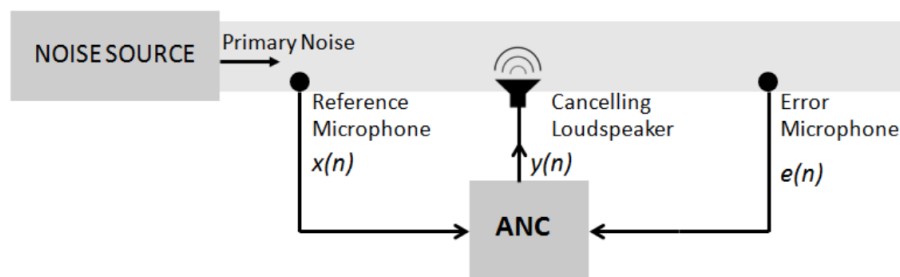


Figura 15 – Architettura del sistema di controllo attivo del rumore

Come raffigurato sulla figura qui in alto, c'è una sorgente rumorosa dal quale riceviamo il segnale attraverso il primo microfono (Reference Microphone), il segnale $x(n)$ andrà nel box ANC dove sarà analizzato. Quindi si genera un rumore in controfase con il segnale $y(n)$ tramite l'altoparlante (Cancelling Loudspeaker). Il rumore rimanente è ricevuto da un secondo microfono (Error Microphone) ed il segnale $e(n)$ viene trasferito all'ANC come un feedback. L'obiettivo primario del sistema è

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

minimizzare il valore di $e(n)$, ovvero ottenere una riduzione del rumore più prossima all'ideale cancellazione di essa stessa.

Come è stato mostrato in figura, si può notare che il segnale non è una funzione continua nel tempo ma è scritto in termini finiti 'n', intesi come un insieme discreto di punti. Entra in gioco la frequenza di campionamento che determina il numero di istanti in cui il sensore acquisisce le informazioni in un secondo.

Un aspetto importante del segnale è che nella realtà non sono semplici onde sinusoidali bensì una sovrapposizione di esse con diverse frequenze e ampiezze.

Nella figura sottostante viene schematizzato il modello matematico che viene usato per definire questo sistema di controllo del rumore.

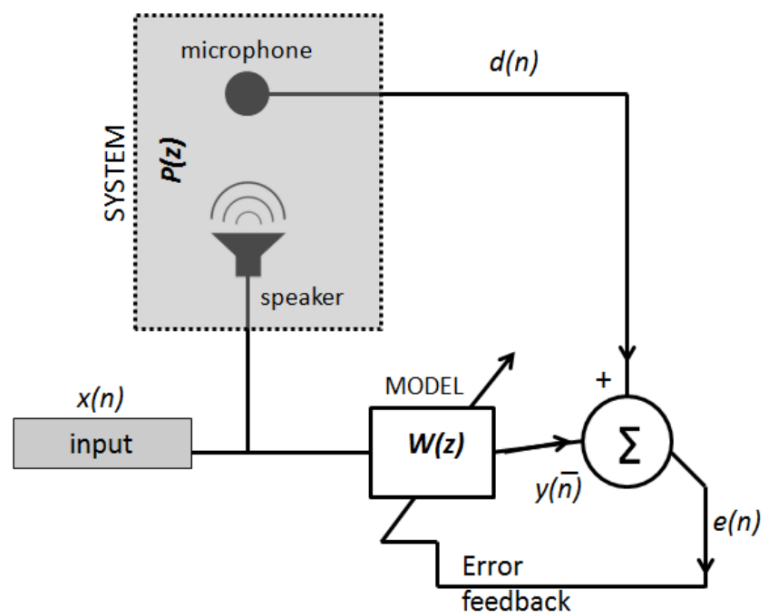


Figura 16 - Schema del modello matematico per il controllo attivo del rumore

Per un sistema lineare con output $y(n)$ e input $x(n)$ con N intesa la lunghezza della memoria del dispositivo elettronico si avrà:

$$y(n) = f[x(n), x(n-1), x(n-2) \dots x(n-N+2), x(n-N+1)]$$

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

$$y(\mathbf{n}) = \mathbf{a}_0 x(\mathbf{n}) + \mathbf{a}_1 x(\mathbf{n} - 1) + \mathbf{a}_2 x(\mathbf{n} - 2) \dots + \mathbf{a}_{N-2} x(\mathbf{n} - N + 2) + \mathbf{a}_{N-1} x(\mathbf{n} - N + 1)]$$

Definito ciò, si vuole un segnale in uscita che sia lo stesso di quello del sistema originale, inteso con $\mathbf{d}(\mathbf{n})$. Così vengono modificati i coefficienti richiesti usando il segnale d'errore, che è la forma d'onda rimanente nel mezzo dopo la sovrapposizione di $\mathbf{d}(\mathbf{n})$ e $\mathbf{y}(\mathbf{n})$ ed è denominato $\mathbf{e}(\mathbf{n})$.

$$\mathbf{e}(\mathbf{n}) = \mathbf{d}(\mathbf{n}) - \mathbf{y}(\mathbf{n})$$

L'equazione dell'aggiornamento del peso è la seguente:

$$\mathbf{w}(\mathbf{n} + 1) = \mathbf{w}(\mathbf{n}) + \mu \mathbf{e}(\mathbf{n})\mathbf{X}$$

Con \mathbf{X} inteso come:

$$\mathbf{X} = [x(\mathbf{n}), x(\mathbf{n} - 1), x(\mathbf{n} - 2) \dots x(\mathbf{n} - N + 2), x(\mathbf{n} - N + 1)]$$

Mentre per μ si intendono le dimensioni di ogni passo (step size).

Così si può ottenere una serie di coefficienti a_i , dopo essere stati aggiornati per un certo numero di volte, usando questo algoritmo, in modo tale da ricevere la soluzione più ottimale.

L'errore e il tempo, in cui esso viene ridotto al minimo, dipendono molto dalla dimensione del passo e dal numero di iterazioni effettuate. Quindi, manipolando questi due parametri, si possono ottenere bassi errori in un intervallo di tempo minimo. Un esempio preso in considerazione è la famiglia di algoritmi che si basano sul metodo

LMS (Least Mean Square), i quali sono una classe di filtri adattivi usati al fine di imitare un filtro desiderato cercando i coefficienti del filtro che producono per l'appunto il minimo quadratico medio. Si ricordi che per filtro adattivo si intende un tipo di filtro in grado di adattarsi al segnale di studio ed eliminare i disturbi ricalcolando in continuazione i propri stessi coefficienti.

Riproducendo su Matlab uno script in cui si riceve un segnale simulato e lo si elabora, seguendo questo algoritmo, si può notare che dopo un certo numero di iterazioni si arrivi ad ottenere un valore di errore molto basso, prossimo a zero, come mostrato in figura.

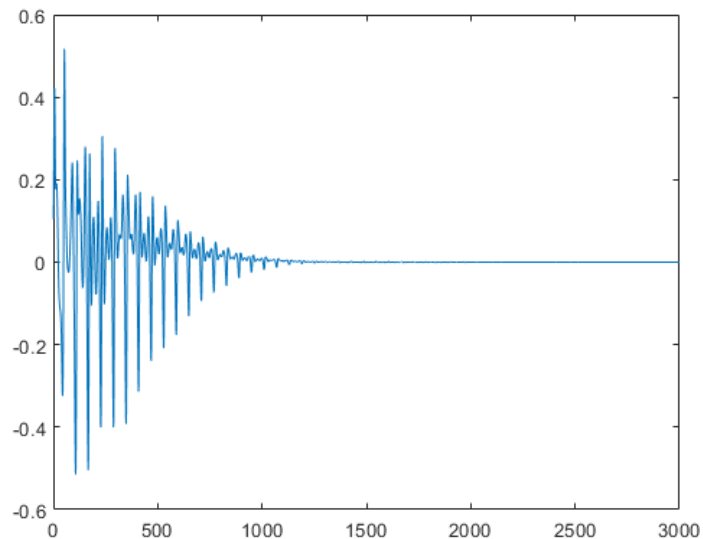


Figura 17 - Andamento dell'errore per numero di iterazioni

Lungo l'asse delle ascisse è riportato il numero di iterazioni dell'algoritmo mentre sulle ordinate il valore dell'errore. I parametri fondamentali, al fine di avere la miglior convergenza a zero dell'errore, sono lo step size μ e la dimensione del vettore \mathbf{X} . Questi influenzano notevolmente il coefficiente peso $\mathbf{w}(\mathbf{n}+1)$ e quindi l'andamento dell'errore. Dipende da essi se è stabile o instabile l'andamento del segnale di errore riportato sulla figura in alto e questo ne riduce notevolmente l'efficienza.

Per questo motivo si avrà un modello più complesso per il controllo attivo del rumore. Nella figura in basso si nota della presenza di un equalizzatore, il quale è mostrato con il blocco $S(z)$ e che viene stimato prima nel blocco $\hat{S}(z)$, esso simula la presenza di un percorso secondario che comporta perdite del segnale. Questo nuovo tipo di algoritmo è chiamato Filtered-X Least Mean Square o più semplicemente FXLMS algorithm. [11]

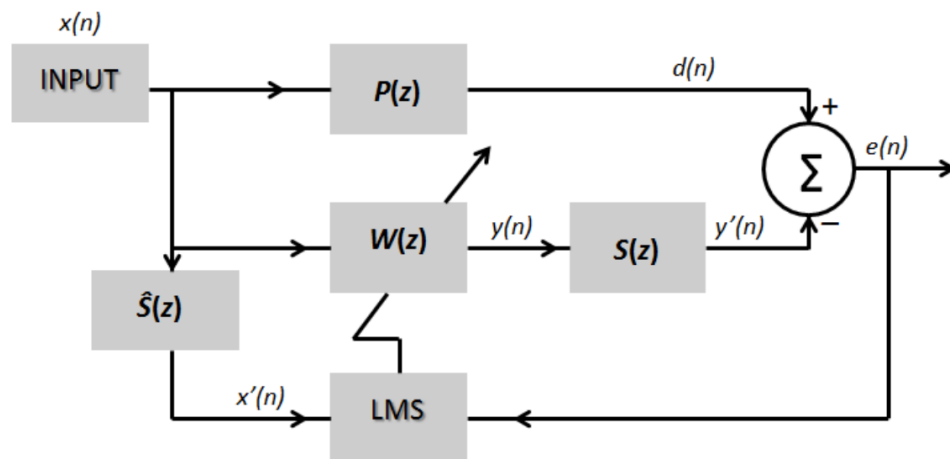


Figura 18 – Schema del modello FXLMS

L'algoritmo LMS ha l'obiettivo di convergere il più rapidamente possibile, però non tiene conto degli effetti del percorso secondario; quindi, non è possibile generare un segnale antirumore molto preciso. L'algoritmo FXLMS include anche gli effetti del percorso secondario ma la sua velocità di convergenza è più lenta. [12] Tuttavia è necessario minimizzare gli effetti del percorso secondario, dovuti per esempio dal convertitore D/A, dall'amplificatore di potenza e dallo speaker che modificano il segnale originariamente calcolato e ciò può creare problemi. Per questo motivo viene adottato in questi casi l'algoritmo FXLMS. [13] [14]

2.5 Filtri

Il progressivo sviluppo delle tecnologie digitali nell'ambito della trasmissione come nell'elaborazione dei segnali ha incentivato sempre più l'uso dei filtri numerici. Nella figura sottostante è indicato l'andamento generico di un segnale filtrato nella realtà. Nel dominio delle frequenze si riconoscono tre tipi di bande: banda passante, dove idealmente si vuole garantire un guadagno unitario del segnale, banda oscura, dove teoricamente si vuole garantire un segnale nullo e banda di transizione, necessaria per il passaggio tra i due tipi di banda (nell'idealità non esiste perché vi è un gradino).

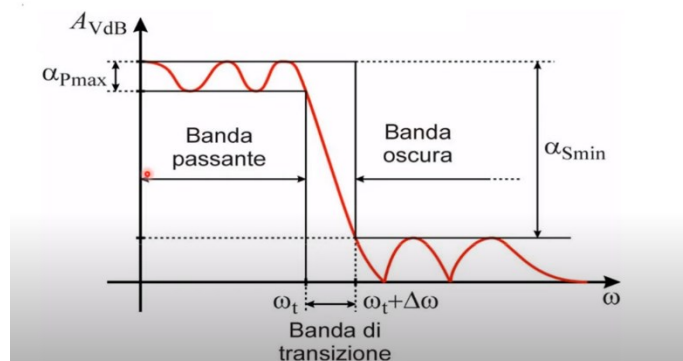


Figura 19 – Andamento del filtro reale

Un filtro digitale è un sistema che manipola segnali digitali applicando operazioni matematiche o algoritmi per ottenere una specifica risposta in frequenza. A differenza dei filtri analogici, che operano su segnali continui nel tempo, i filtri digitali elaborano segnali discretizzati campionando i segnali in intervalli regolari. Ci sono due principali tipi di filtri digitali:

1. FIR (Finite Impulse Response): un filtro FIR ha una risposta all'impulso di durata finita. I suoi coefficienti sono fissi e non cambiano durante l'elaborazione di un segnale. Esso presenta una struttura ad anello aperto, come verrà raffigurato nell'immagine successiva. I filtri FIR sono spesso più facili

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

da progettare e implementare rispetto ai filtri IIR e sono comunemente utilizzati in applicazione di filtraggio digitale.

2. IIR (Infinite Impulse Response): un filtro IIR ha una risposta all'impulso di durata infinita. Ha la capacità di memorizzare e richiamare informazioni passate, il che può portare a configurazioni di filtro più complesse. Esso presenta una struttura a retroazione. I filtri IIR sono spesso utilizzati quando è richiesta una implementazione più efficiente rispetto ai filtri FIR.

Le applicazioni generali dei filtri digitali sono estremamente ampie e includono:

- Elaborazione di segnali audio: filtri digitali sono utilizzati per equalizzare il suono, eliminare rumori indesiderati e svolgere altre operazioni di elaborazione audio.
- Comunicazioni digitali: nei sistemi di comunicazione digitale, i filtri digitali sono essenziali per la modulazione, demodulazione e la correzione di errori.
- Elaborazione delle immagini: vengono utilizzati per migliorare la qualità delle immagini, eliminare il rumore e applicare effetti di filtraggio.
- Controllo digitale: nell'ambito del controllo di sistemi dinamici, i filtri digitali sono impiegati per gestire il rumore nei segnali di feedback e per regolare la risposta del sistema.
- Biomedicina: nei dispositivi medici e nelle applicazioni biomedicali. I filtri digitali vengono utilizzati per analizzare e migliorare segnali biologici.

La flessibilità dei filtri digitali, la loro precisione e la facilità con cui possono essere implementati rendono queste tecnologie fondamentali in una vasta gamma di applicazioni.

Nella figura sottostante è riportato lo schema di principio di un filtro numerico digitale (digital filter) FIR, dove si può apprezzare il processo logico che viene effettuato all'interno di esso. Esso è un tipo di filtro utilizzato nell'elaborazione digitale dei

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

segnali per modificare le caratteristiche di un segnale attraverso la manipolazione della sua risposta agli impulsi.

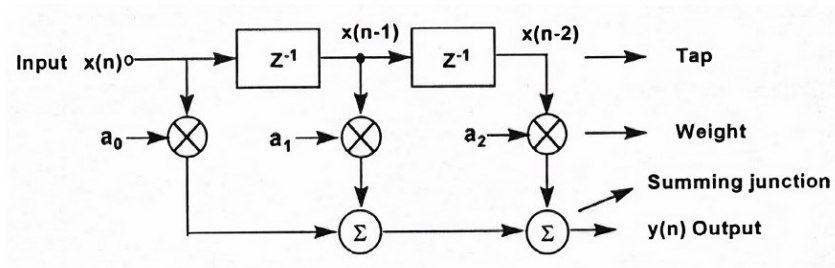


Figura 20 - Schema del filtro FIR

In questo schema viene rappresentato il segnale in ingresso $x(n)$ come un insieme di campioni discreti ottenuti in genere dal campionamento di una forma d'onda continua alla frequenza di campionamento f_n . I blocchetti di z^{-1} designano un ritardo equivalente ad un tempo caratteristico o periodo di campionamento, $T_s = \frac{1}{f_s}$ e sono chiamati 'tap'. I 'weight' (pesi) del filtro sono ottenuti dai coefficienti a_i che moltiplicano i valori in uscita dai tap, si può affermare che la funzionalità del filtro è completamente specificata dalla sequenza dei coefficienti a_i . Infine, si sommano i valori in uscita dei singoli tap pesati dai weight per assegnare l'uscita del filtro. Il filtro schematizzato nella figura in alto è un esempio di filtro a risposta impulsiva finita (FIR = Finite Impulse Response) che segue la seguente legge:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n - k)$$

Per 'n' si intende il numero di campionamenti tenuti in considerazione e 'k' è il numero dei pesi per un totale di M coefficienti, infatti b_k è il peso k-esimo. Le caratteristiche principali di un filtro FIR sono le seguenti:

- Risposta all'impulso finita: la risposta del filtro ad un impulso è di durata finita. Ciò significa che il filtro risponderà a un impulso con una sequenza di valori finita nel tempo.
- Linearità: il filtro FIR è lineare, il che significa che rispetta il principio di sovrapposizione. L'effetto di più segnali in ingresso è la somma degli effetti di ciascun singolo segnale; quindi, tutte le componenti di frequenza del segnale di ingresso possono essere ritardate nel tempo della stessa quantità.
- Simmetria: i coefficienti del filtro FIR possono essere simmetrici rispetto al centro del filtro. Questo porta a un'implementazione più efficiente in termini di calcoli.
- Facilità di progettazione: la progettazione di un filtro FIR è spesso più intuitiva rispetto a quella di un filtro IIR (Infinite Impulse Response) e consente un maggiore controllo sul comportamento del filtro.

I filtri FIR sono incondizionatamente stabili, cioè non vi è mai instabilità anche se si varia il numero dei coefficienti e i suoi valori, questo perché non è presente un feedback. [15]

L'applicazione in questa tesi è quella di utilizzare un filtro adattivo. Esso è un filtro il cui comportamento può adattarsi automaticamente alle variazioni nelle caratteristiche del segnale o dell'ambiente in cui opera. Questi filtri sono progettati per adattarsi dinamicamente ai cambiamenti nelle condizioni in modo da mantenere elevate le prestazioni di filtraggio. I filtri FIR possono essere progettati in modo da svolgere una funzione da filtro adattivo se affiancati con degli algoritmi di adattamento, così da ottimizzare i coefficienti del filtro in modo che l'uscita si avvicini il più possibile al segnale desiderato. Le caratteristiche chiave di un filtro adattivo sono:

- Coefficienti variabili: i coefficienti del filtro adattivo sono regolati automaticamente in base alle caratteristiche del segnale o dell'ambiente. Questi coefficienti vengono aggiornati continuamente durante l'operazione del filtro.
- Obiettivo di adattamento: l'obiettivo principale di un filtro adattivo è minimizzare una misura dell'errore tra il segnale desiderato e quello

effettivamente ottenuto attraverso il filtro. Questa misura dell'errore è spesso chiamata 'segnale di errore' o 'residuo'.

- Applicazioni comuni: i filtri adattivi sono ampiamente utilizzati in situazioni in cui le caratteristiche del segnale o dell'ambiente possono variare nel tempo. Alcune applicazioni comuni includono la cancellazione del rumore, il tracciamento del canale in sistemi di comunicazione, l'equalizzazione del canale e la rimozione di interferenze.
- Algoritmi di adattamento: gli algoritmi di adattamento sono algoritmi matematici utilizzati per regolare i coefficienti del filtro in risposta alle variazioni del segnale. Alcuni algoritmi noti includono il metodo dei minimi quadrati (LMS), il metodo del gradiente stocastico (SGD) e varianti più complesse come l'algoritmo RLS (Recursive Least Squares).
- Feedback continuo: i filtri adattivi operano in modalità di feedback continuo, regolando i loro coefficienti in base alle informazioni ottenute dall'analisi del segnale in uscita e dal confronto con il segnale desiderato.

Un esempio tipico di applicazione di un filtro adattivo è nella cancellazione del rumore attivo (Active Noise Control), in cui il filtro è progettato per ridurre al minimo la presenza di rumore indesiderato in un segnale, adattandosi alle variazioni del livello e della natura del rumore nel tempo.

Tuttavia, questa tesi tenta un approccio differente, in quanto si intende rilevare le accelerazioni e quindi le vibrazioni meccaniche di un pannello eccitato da una sorgente rumorosa con degli accelerometri; a differenza del sistema Active Noise Control dove si rilevano le vibrazioni meccaniche grazie alla membrana presente nel microfono di prova. Inoltre, si vuole intervenire in controfase sulla vibrazione meccanica del pannello con un bass shaker così da smorzarlo e garantire una riduzione del rumore dovuto dalla vibrazione dello stesso. L'obiettivo è invariato, mentre le modalità per ottenerlo sono diverse e costituisce un ambito di ricerca completamente nuovo e questa tesi ne documenta una prima proposta.

3. Set up della prova

Il capitolo, di seguito esplicito, descrive accuratamente le singole parti del lay-out del sistema di acquisizione e di attuazione. Il tutto è basato sull'uso del PC e della scheda che funge da sistema di acquisizione dati, Data Acquisition System, ovvero la scheda DAQ. Il processo di acquisizione inizia con il fenomeno fisico da analizzare e quindi con un appropriato sensore capace di rilevare quelle grandezze specifiche che si vogliono esaminare. In alcuni casi i sensori possono generare dei segnali non adatti o addirittura pericolosi per essere misurati direttamente con un dispositivo di acquisizione dati. Nel caso di ambienti rumorosi, alte tensioni o segnali con una grande escursione, il condizionamento del segnale è fondamentale per una corretta misurazione. In più, il condizionamento rende massima l'accuratezza del sistema, polarizza il sensore permettendone il funzionamento e ne garantisce la sicurezza. La scheda DAQ svolge la funzione di interfaccia hardware tra il PC e l'ambiente esterno, convertendo i segnali analogici in digitale in modo tale che il PC possa memorizzarli ed elaborarli. In genere, per svolgere tale compito, l'elaboratore sfrutta i driver generati dal costruttore della scheda DAQ comunicando con essa tramite il bus adottato dalla specifica periferica. Vi è il software applicativo che rappresenta un ambiente di sviluppo utile per creare un programma personalizzato, così da essere in grado di risolvere problematiche specifiche. Infine, tramite un attuatore è possibile intervenire sul fenomeno che si sta analizzando. [16]

In questo capitolo viene descritto ogni dispositivo connesso a questa catena in base alle funzionalità che dovrà svolgere, alle caratteristiche elettroniche e fisiche, così da garantire la loro compatibilità. Di seguito vi è uno schema rappresentativo del sistema di acquisizione dati e di attuazione; in blu sono indicati i dispositivi presenti in azienda mentre in verde sono i dispositivi acquistati dopo un'attenta ricerca e analisi sul mercato.

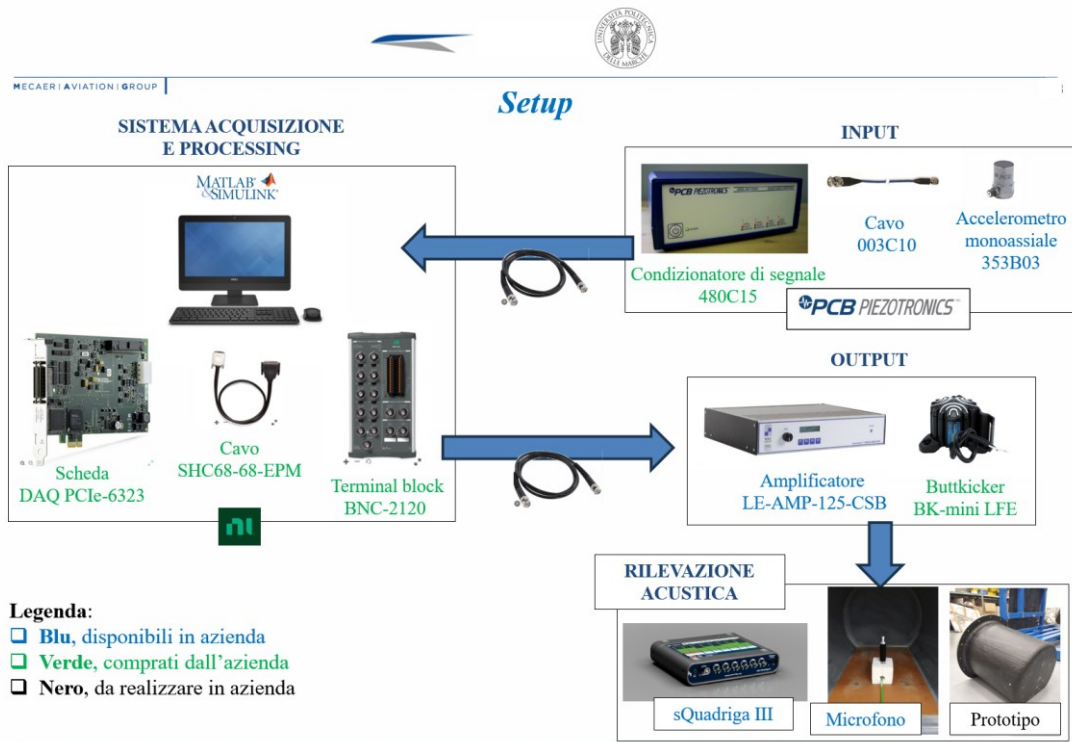


Figura 21 – Setup del sistema di controllo

3.1 Prototipo

Il prototipo che si andrà ad utilizzare nella prova è un oggetto realizzato in composito in fibra di carbonio, con una forma chiusa che va a simulare l'ambiente della cabina di un elicottero. Tuttavia, l'oggetto presente nel laboratorio sperimentale dell'azienda è dotato di una piastra in acciaio che funge da coperchio, con dei fori filettati su cui sono strette delle viti, come mostrato nelle due figure di seguito.



Figura 22 – Prototipo in fibra di carbonio con piastra in acciaio

Naturalmente, al fine di rendere il prototipo il più veritiero possibile, la piastra d'acciaio è stata sostituita con una stessa piastra in Gillfab, ovvero un pannello sandwich dotato di due strati esterni realizzati in fibra di vetro e una struttura interna in honeycomb. L'honeycomb è una costruzione a nido d'ape rigida realizzata in cartone ondulato. Possiede le caratteristiche tecniche tali da permettere la realizzazione di pannelli di qualsiasi spessore ma di forma piana e non curva, con delle eccezionali

proprietà di leggerezza, robustezza e indeformabilità nel tempo. Infatti, è dotato di un ottimo rapporto resistenza/peso, grazie alla struttura alveolare interna garantisce un elevatissimo livello di resistenza e al tempo stesso, tra tutti i materiali rigidi, è uno dei più leggeri. Ciò è fondamentale nell'industria aeronautica, al fine di ridurre il peso che è un fattore cruciale. L'honeycomb è prodotto con carta riciclata e resina a base d'acqua che ne conferisce le ottime proprietà meccaniche che possiede ed inoltre contribuisce attivamente all'industria del riciclo ecologico, in quanto è riciclabile al 100%, in più la sua produzione coinvolge degli impianti a basso consumo energetico. [17]

Il pannello sandwich è una tipologia di pannello realizzato tramite procedure di incollaggio di diversi strati di materiali, viene utilizzato in quegli ambiti in cui è necessario avere delle strutture leggere e resistenti ma allo stesso tempo grazie al core è possibile avere altre proprietà, come l'insonorizzazione acustica e l'isolamento termico.

In seguito, sono riportate delle immagini che mostrano la composizione del pannello. Nella prima vi è una rappresentazione schematica di due laminati esterni che racchiudono il core strutturale in honeycomb.

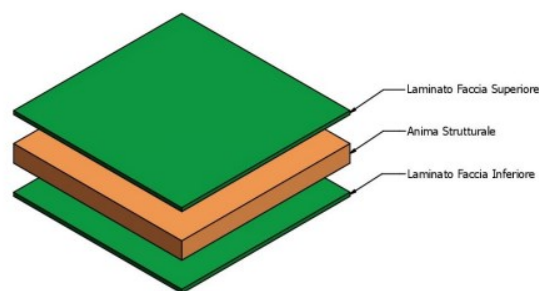


Figura 23 – Composizione interna del Giffab

Le altre due figure sono delle immagini di pannelli reali dove nella prima si apprezza la struttura a nido d'ape.

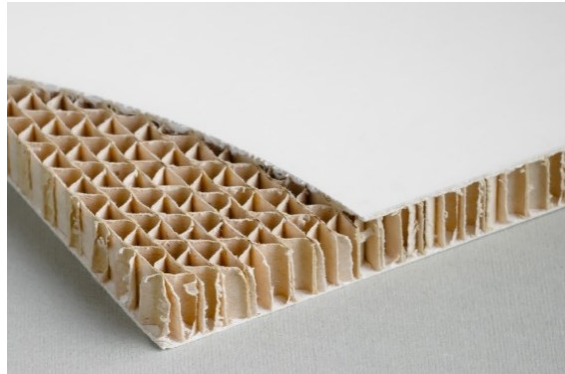


Figura 24 - Particolare del core in honeycomb del pannello

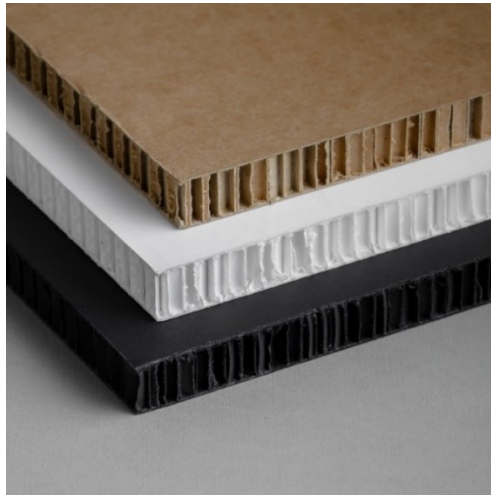


Figura 25 -Pannelli di Gillfab

Per realizzare la piastra in Gillfab sono state prese le misure della piastra già presente in acciaio, in modo da garantire che avesse le stesse dimensioni. È stato realizzato un disegno su CATIA, grazie alla licenza fornita dall'azienda. Per il fissaggio è stato previsto un inserto in metallo filettato così da poter bloccare la piastra con il resto del prototipo in fibra di carbonio. Il foro sulla parte in carbonio è passante a differenza dell'inserto filettato sul pannello in Gillfab. Inoltre, è stato considerato uno scavo, sulla parte bassa piatta, per il passaggio del cavo connesso al microfono che sarà posto all'interno. In più verranno effettuati, in un secondo momento, i fori previsti per il

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

fissaggio dello shaker sul pannello di Gillfab. Nella figura in basso è rappresentato il modello 3D dell'assieme; quindi, composto dal pannello in sé e dagli 8 inserti.

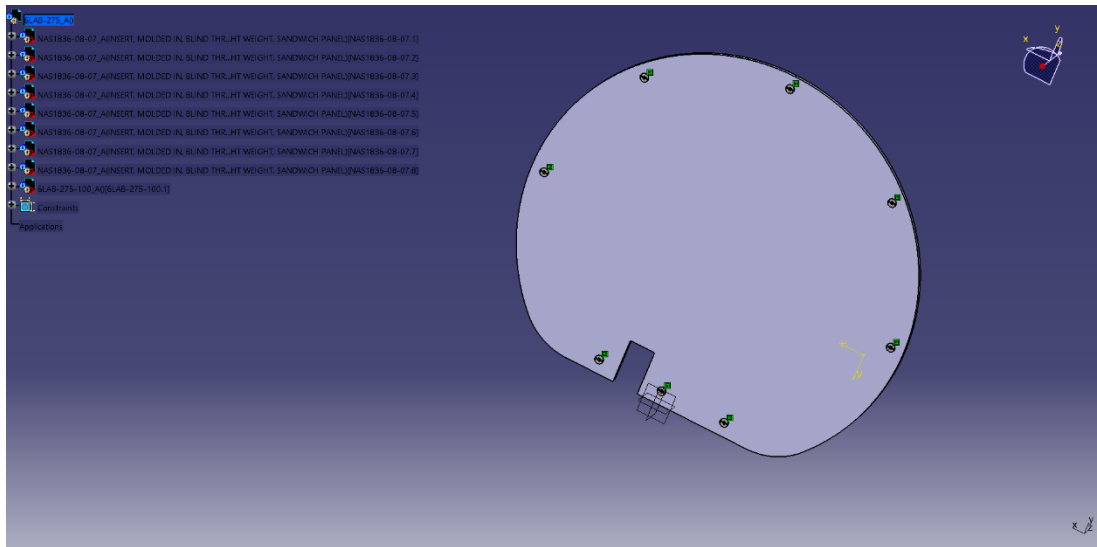


Figura 26 – Modello 3D del pannello

Dopo aver realizzato il modello e la messa in tavola della singola parte più l'assieme con gli appositi inserti ciechi filettati, come mostrato nelle figure riportate in seguito, c'è stata l'approvazione dell'ufficio tecnico, che ha avviato il ciclo di produzione per l'esecuzione del pezzo. Quindi è stato prelevato in magazzino una lastra di Gillfab su cui è stato estratto un pezzo rettangolare di dimensioni maggiori rispetto al modello progettato. Questo pezzo è stato posto all'interno di una fresatrice per realizzare la rifilatura e i fori a macchina. Infatti, è stato montato il pezzo su un piano di rifilatura ed è stato lanciato il programma. Eseguito questo processo c'è stato un controllo delle operazioni fatte. Successivamente sono stati installati gli otto inserti con un adesivo EA934NA manualmente da un operatore specializzato. Dopo un'attesa di 24 ore, per via del tempo di polimerizzazione, è stato possibile manipolare nuovamente il prodotto. È stato eseguito un altro controllo per verificare la corretta esecuzione dell'incollaggio degli inserti ed infine è stato prelevato e portato nel laboratorio sperimentale, pronto per essere montato e testato sul prototipo in carbonio. Di seguito

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

sono raffigurate la messa in tavola del pannello e il pannello già montato sul bussolotto.

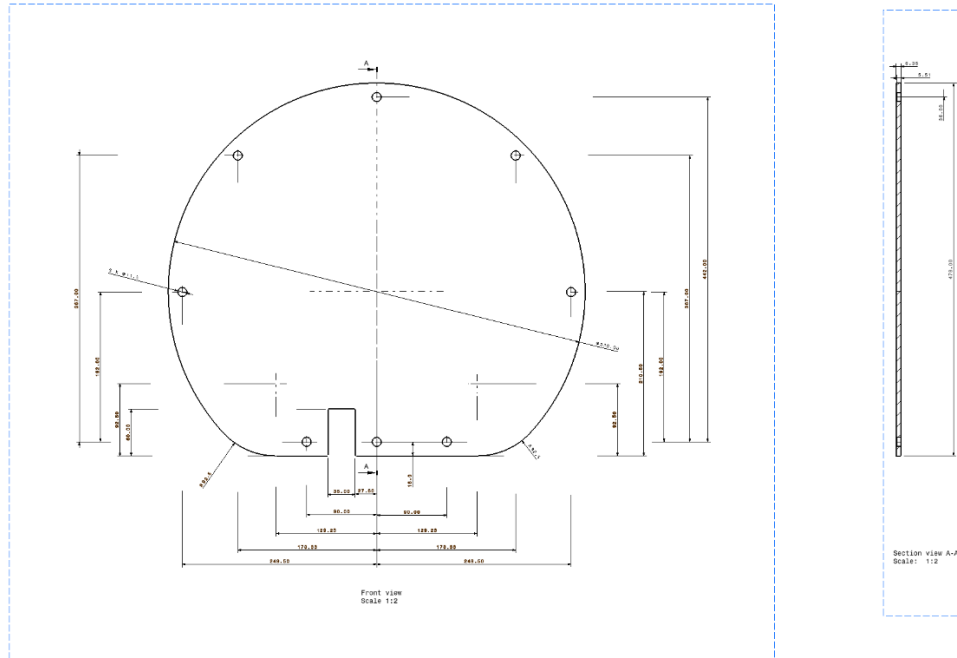


Figura 27 – Messa in tavola del pannello

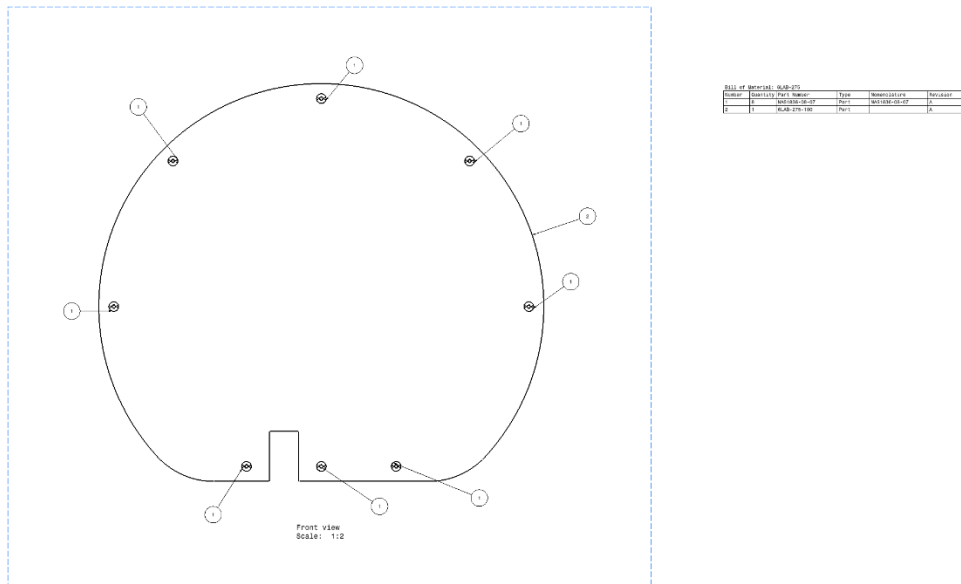


Figura 28 – Messa in tavola del pannello 2

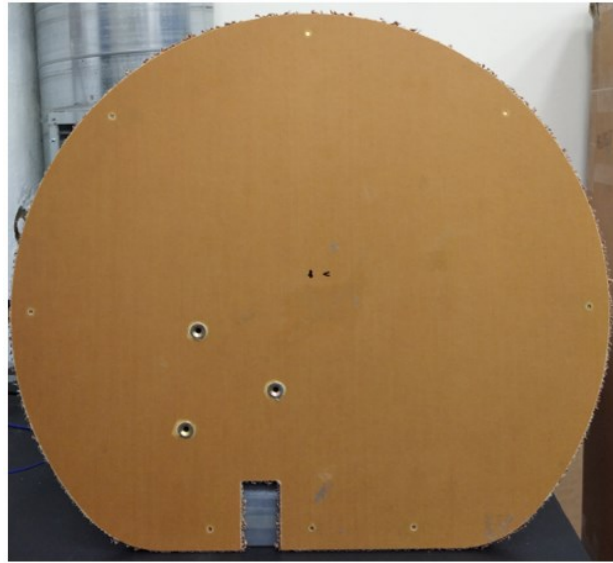


Figura 29 – Pannello realizzato

3.1.1 Analisi modale

Un'analisi interessante da svolgere è l'analisi modale, in quanto permette di ottenere come risultati i modi di vibrare e le frequenze proprie del corpo che si sta analizzando. In questa tesi è stato possibile realizzare un'analisi modale del pannello progettato con il supporto del software Ansys Workbench. Trattandosi di un prodotto in materiale composito è stato usato il modulo ACP Pre per modellare il pezzo e solo successivamente è stata svolta l'analisi modale vera e propria. Inizialmente sono state inserite le proprietà fisiche e meccaniche del materiale conferitemi dall'azienda, i quali corrispondono allo specifico materiale Gillfab presente. In seguito, è stato importato il modello 2D e quindi sono stati assegnati i vari strati con gli spessori associati, che sono riportati in questa tabella, nella stessa disposizione con cui sono realizzati nella realtà.

| Strato | Spessore |
|------------------------------------|---------------------|
| Ply di vetro superiore e inferiore | 0.70 mm |
| Core in honeycomb | 4.95 mm |
| Spessore totale del pannello | 6.35 mm = ¼ pollice |

Tabella 1 – Composizione e spessore del pannello

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Quindi è stata realizzata la mesh composta prevalentemente da elementi quadrangolari e nel modulo dell'analisi modale sono stati imposti i seguenti vincoli:

1. Spostamento nullo lungo le 3 direzioni dello spazio per gli spigoli dei fori su cui avviene il serraggio con il prototipo in fibra di carbonio.
2. Spostamento nullo lungo l'asse z, l'asse normale alla superficie del pannello, per gli elementi della mesh posti sul bordo del pannello. Questo per simulare la presenza della flangia del prototipo in fibra di carbonio nel quale va in battuta il pannello una volta montato.

Nell'immagine successiva vengono indicati i vincoli posti sul pannello reale. In rosso il fissaggio su tutte e tre le direzioni e in blu lo spostamento nullo lungo l'asse z.

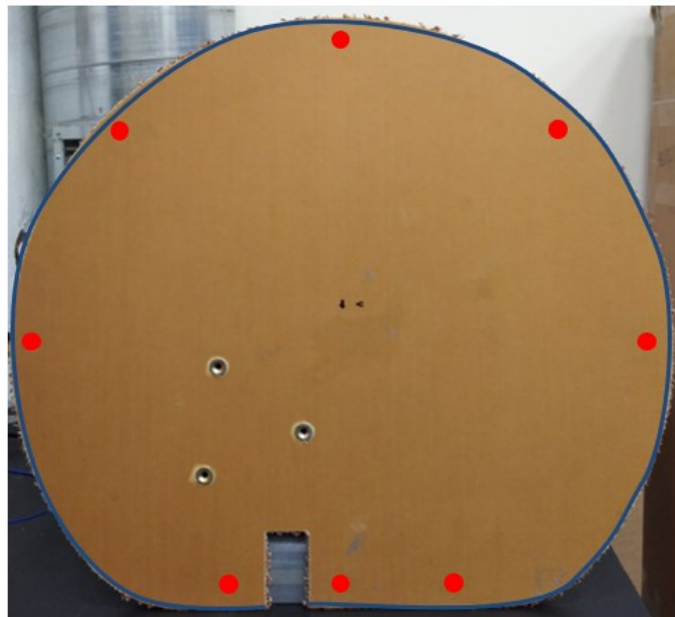


Figura 30 – Disposizione dei vincoli dell'analisi modale sul pannello

I risultati sono i primi 10 modi di vibrare con le frequenze proprie associate ad ogni modo. In più sono stati estrapolati i valori percentuali di massa coinvolta nello spostamento durante la vibrazione per ogni modo di vibrare. È stato tenuto conto dei valori percentuali di massa coinvolti per traslazione lungo i tre assi e per rotazione

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

attorno agli stessi. I risultati sono inseriti nella tabella sottostante alle immagini dei primi 5 modi di vibrare del pannello in cui è stato evidenziato il primo modo rappresentandolo con una figura più grande.

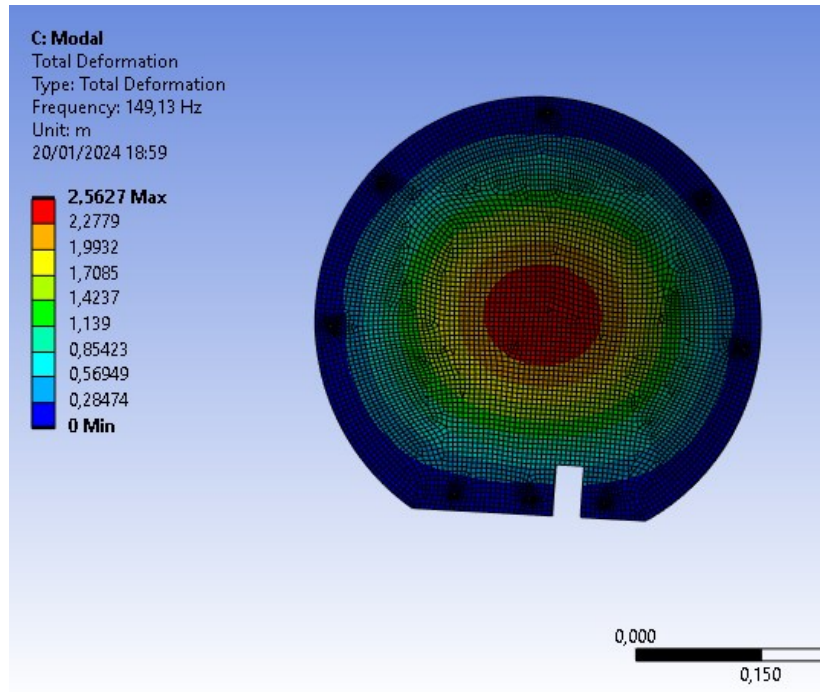


Figura 31 – Primo modo di vibrare: 149 Hz

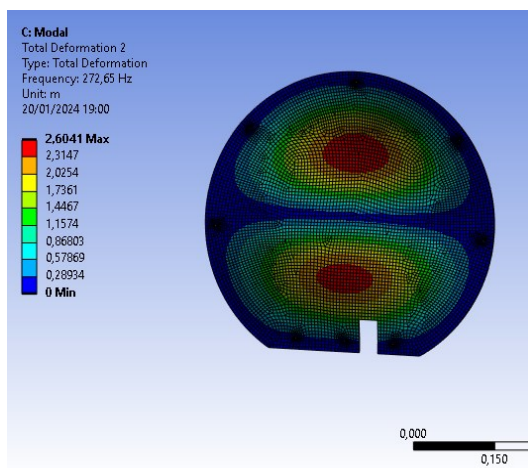


Figura 32 - Secondo modo di vibrare: 272 Hz

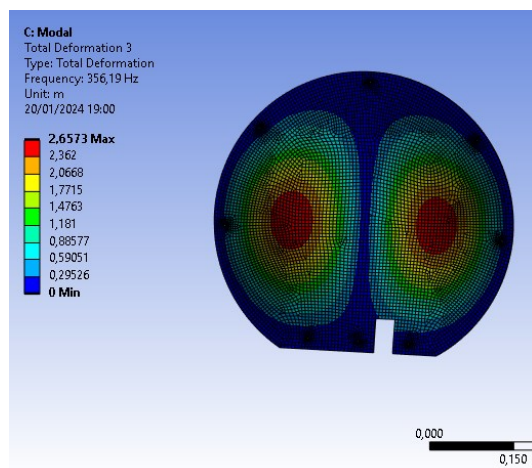


Figura 33 – Terzo modo di vibrare: 356 Hz

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

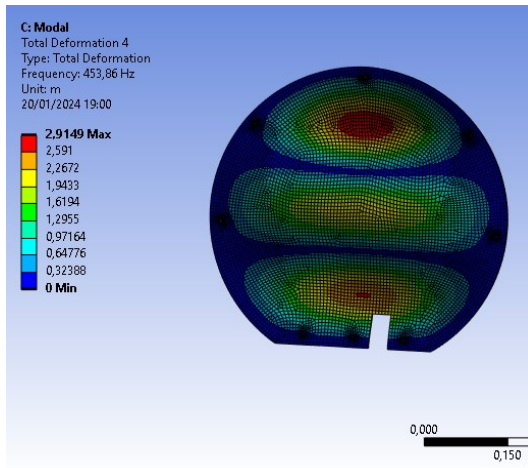


Figura 34 - Quarto modo di vibrare: 453 Hz

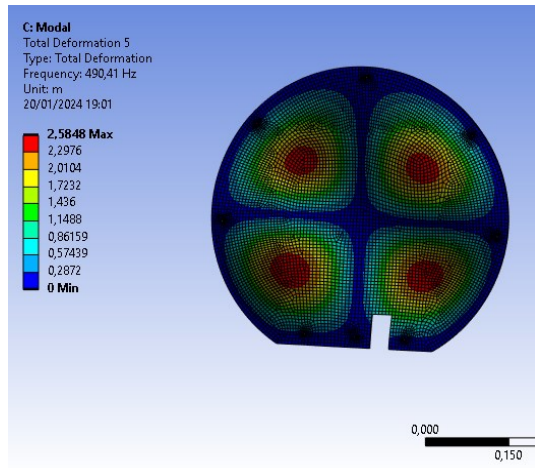


Figura 35 - Quinto modo di vibrare: 490 Hz

| # | Freq [Hz] | Tx [%] | Ty [%] | Tz [%] | Rx [%] | Ry [%] | Rz [%] |
|----|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 1 | 149,1 | 1,10E-06 | 1,72E-06 | 6,07E-01 | 4,69E-01 | 1,44E-08 | 6,02E-11 |
| 2 | 272,6 | 9,61E-08 | 6,24E-04 | 1,40E-04 | 1,03E-01 | 3,84E-08 | 7,10E-09 |
| 3 | 356,2 | 5,99E-04 | 1,80E-08 | 6,17E-07 | 1,59E-07 | 0,454179 | 3,79E-04 |
| 4 | 453,9 | 9,21E-09 | 6,10E-05 | 6,67E-02 | 5,66E-02 | 2,16E-06 | 1,94E-08 |
| 5 | 490,4 | 6,77E-05 | 1,29E-07 | 2,76E-05 | 1,18E-05 | 1,34E-05 | 3,75E-05 |
| 6 | 657,6 | 9,87E-12 | 4,82E-05 | 8,22E-02 | 6,29E-02 | 2,57E-05 | 3,97E-04 |
| 7 | 670,5 | 1,88E-06 | 1,46E-03 | 1,42E-04 | 1,05E-02 | 1,08E-02 | 1,55E-05 |
| 8 | 672,2 | 1,84E-06 | 6,08E-04 | 4,16E-04 | 3,10E-03 | 2,77E-02 | 3,60E-05 |
| 9 | 803,6 | 9,92E-10 | 2,76E-04 | 1,54E-04 | 1,91E-02 | 2,50E-06 | 5,04E-10 |
| 10 | 873,3 | 5,80E-04 | 3,86E-06 | 6,46E-06 | 1,85E-05 | 2,00E-05 | 2,00E-04 |

Tabella 2 - Percentuali di massa modale coinvolta per ogni modo di vibrare

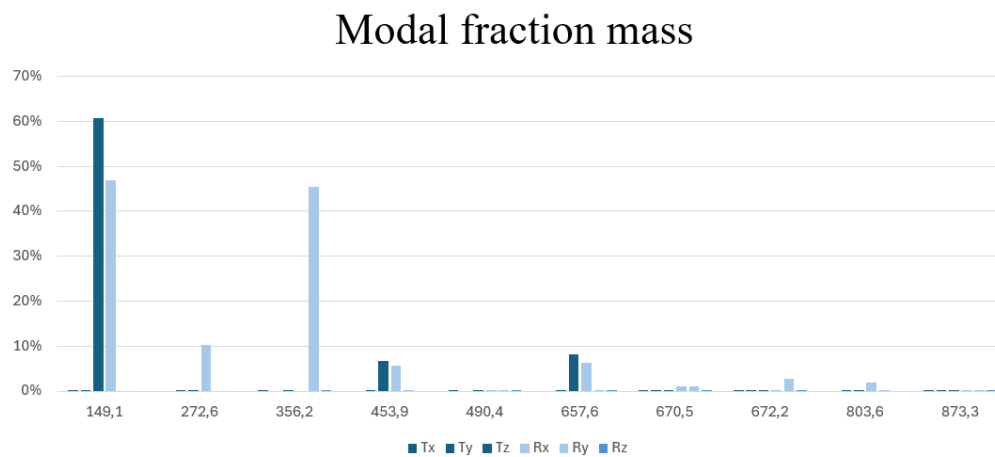


Figura 36 - Grafico delle percentuali di massa modale coinvolta

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

I grandi valori di massa percentuale, ben visibili sull'istogramma riportato in alto, per il primo modo di vibrare, suggeriscono che molto probabilmente se il pannello viene sollecitato da una forzante con una frequenza di 150 Hz circa si verificherà una condizione di risonanza. Per cui anche se il modulo della forza sarà infinitesimo, il corpo vibrerà con oscillazioni sempre maggiori. Per questo motivo, nelle condizioni di lavoro dei vari corpi, ci si pone sempre lontani dalla possibilità di avere risonanza. Nei capitoli successivi riporterò diverse prove effettuate, tra cui una con forzante a 150 Hz, al fine di verificare che l'analisi modale eseguita su Ansys Workbench sia valida.

3.2 Altoparlante di eccitazione

L'eccitazione sonora del pannello è esterna al bussolotto ed è stata prodotta grazie alla cassa Behringer che simula il rumore prodotto dal rotore principale dell'elicottero. Tuttavia, come primo approccio è stato semplificato il rumore ad un suono puro. Questa cassa, raffigurata di seguito, possiede una potenza di 170 W RMS e 200 W di picco con un range di frequenza tra i 65 e 20 kHz. Essa viene posta ad una distanza di 10 cm dal pannello, così da garantire un'ottima efficacia nel sollecitare il pannello senza interferire con lo shaker montato su quest'ultimo.



Figura 37 – Cassa Behringer

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Il file audio di eccitazione è stato generato nell'ambiente di programmazione Visual Studio Code in linguaggio python con l'uso della libreria numpy. Il file è composto da una successione di suoni puri (con una sola frequenza) della durata di 2 minuti ciascuno. Le frequenze impostate dei suoni sono le seguenti: **150 Hz**, **200 Hz**, **250 Hz**.

3.3 Microfono

Il microfono della PCB Piezotronics viene posto all'interno del bussolotto per captare le onde sonore e quindi misurare il livello di pressione sonora. Esso simulerà il passeggero seduto nell'elicottero che subisce il rumore presente. Per poterlo sostenere è stato realizzato appositamente un cubetto in Divinil F50 su cui sono stati realizzati due fori comunicanti tanto da formare una 'L'. Con la giusta profondità e diametro è stato possibile garantire la seduta del microfono e il passaggio del cavo coassiale schermato con connettori BNC sui terminali. Questo cavo passerà per l'intaglio del pannello e verrà connesso allo SQuadriga, così da registrare la misurazione del livello pressione sonora. Il grafico sull'andamento del valore in funzione del tempo viene visualizzato successivamente con il software Artemis Suite. In basso vi è una foto del microfono posto dentro il cubetto che è stato incollato sulla base del bussolotto con un biadesivo.



Figura 38 – Microfono 377B20 PCB Piezotronics

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Il modello di microfono della PCB Piezotronics è 377B20, mentre la matricola del microfono utilizzato è 140569 e la sensibilità è di 0,03051 milliVolt su Pascal.

3.4 Accelerometro ICP

Un accelerometro di tipo ICP (Integrated Circuit Piezoelectric ovvero il circuito microelettronico è integrato) è un sensore in grado di generare un segnale elettrico in uscita proporzionale all'accelerazione che subisce. Essi sono progettati per misurare vibrazioni e shock per un'ampia gamma di applicazioni e il loro ampio intervallo di misura della frequenza li rende un'ottima scelta in svariate situazioni. L'elettronica incorporata è in grado di convertire un segnale di carica elettrica ad alta impedenza, generato da un elemento piezoelettrico, in un segnale di voltaggio a bassa impedenza che può essere trasmesso con facilità attraverso l'uso di cavi two wire (due fili) o cavi coassiali ad un qualsiasi sistema d'acquisizione dati. [18]

L'accelerometro adottato nel progetto è un accelerometro monoassiale ICP 353B03 dell'azienda PCB Piezotronics. La sua struttura interna è raffigurata nell'immagine seguente. Si nota la presenza di un cristallo piezoelettrico in quarzo attaccato ad una massa in titanio e un anello di precarico che applica una forza sul cristallo per creare una struttura rigida e garantire così un comportamento lineare. Se il sensore è sottoposto ad un'accelerazione, la massa sollecita il cristallo piezoelettrico, il quale ne garantisce un'uscita elettrica proporzionale attraverso il connettore.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

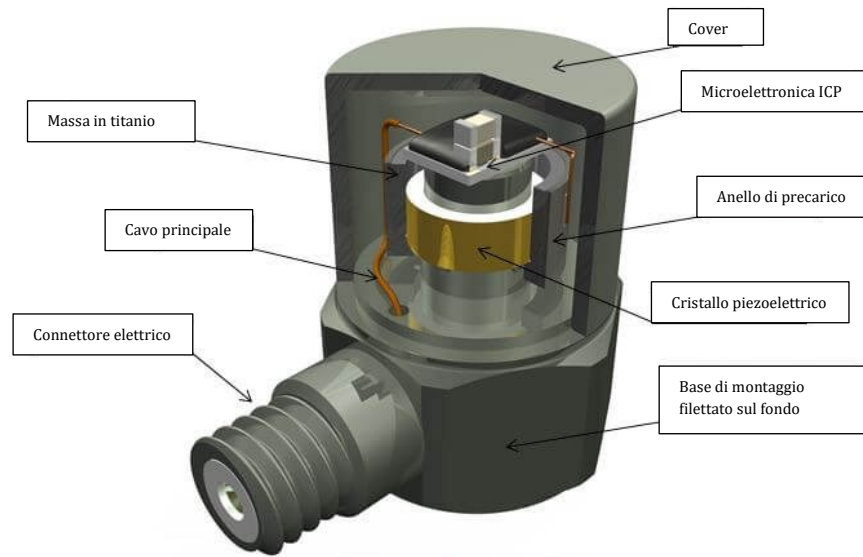


Figura 39 – Schema interno dell'accelerometro ICP

Nella figura riportata in basso vi è una porzione della scheda tecnica dell'accelerometro adottato. Conoscere la sensibilità (sensitivity) che in questo caso è pari a $1,02 \text{ mV}/(\text{m/s}^2)$ o indicabile con $10 \text{ mV}/\text{g}$ è di fondamentale importanza e la risoluzione a banda larga (broadband resolution) pari a $0,03 \text{ m/s}^2 \text{ rms}$ (rms = valore efficace) o $0,003 \text{ g rms}$. L'ultimo parametro è indispensabile per la corretta scelta della scheda d'acquisizione.

| Model Number | ICP® ACCELERO | |
|--------------------------------------|--------------------|-----------------------------------|
| 353B03 | | |
| Performance | ENGLISH | SI |
| Sensitivity(± 5 %) | 10 mV/g | 1.02 mV/(m/s ²) |
| Measurement Range | ± 500 g pk | ± 4905 m/s ² pk |
| Frequency Range(± 5 %) | 1 to 7000 Hz | 1 to 7000 Hz |
| Frequency Range(± 10 %) | 0.7 to 11,000 Hz | 0.7 to 11,000 Hz |
| Frequency Range(± 3 dB) | 0.35 to 20,000 Hz | 0.35 to 20,000 Hz |
| Resonant Frequency | ≥ 38 kHz | ≥ 38 kHz |
| Broadband Resolution(1 to 10,000 Hz) | 0.003 g rms | 0.03 m/s ² rms |
| Non-Linearity | ≤ 1 % | ≤ 1 % |
| Transverse Sensitivity | ≤ 5 % | ≤ 5 % |
| Environmental | | |
| Overload Limit(Shock) | ± 10,000 g pk | ± 98,100 m/s ² pk |
| Temperature Range(Operating) | -65 to +250 °F | -54 to +121 °C |
| Temperature Response | See Graph | See Graph |
| Base Strain Sensitivity | ≤ 0.0005 g/με | ≤ 0.005 (m/s ²)/με |
| Electrical | | |
| Excitation Voltage | 18 to 30 VDC | 18 to 30 VDC |
| Constant Current Excitation | 2 to 20 mA | 2 to 20 mA |
| Output Impedance | ≤ 100 ohm | ≤ 100 ohm |
| Output Bias Voltage | 8 to 12 VDC | 8 to 12 VDC |
| Discharge Time Constant | 0.5 to 2.6 sec | 0.5 to 2.6 sec |
| Settling Time(within 10% of bias) | <5 sec | <5 sec |
| Spectral Noise(1 Hz) | 2800 μg/√Hz | 27,468 (μm/sec ²)/√Hz |
| Spectral Noise(10 Hz) | 700 μg/√Hz | 6867 (μm/sec ²)/√Hz |
| Spectral Noise(100 Hz) | 180 μg/√Hz | 1766 (μm/sec ²)/√Hz |
| Spectral Noise(1 kHz) | 64 μg/√Hz | 628 (μm/sec ²)/√Hz |
| Physical | | |
| Sensing Element | Quartz | Quartz |
| Sensing Geometry | Shear | Shear |
| Housing Material | Titanium | Titanium |
| Sealing | Welded Hermetic | Welded Hermetic |
| Size (Hex x Height) | 0.50 in x 0.81 in | 12.7 mm x 20.6 mm |
| Weight | 0.38 oz | 10.5 gm |
| Electrical Connector | 10-32 Coaxial Jack | 10-32 Coaxial Jack |
| Electrical Connection Position | Side | Side |
| Mounting Thread | 10-32 Female | 10-32 Female |

Figura 40 – Scheda tecnica dell'accelerometro monoassiale ICP 353B03 PCB Piezotronics

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Per garantire il corretto funzionamento è necessario fornirgli energia elettrica da una sorgente a corrente continua DC. Questo vuol dire che sarà necessario un condizionatore del segnale posto tra l'accelerometro e il sistema d'acquisizione.

3.5 Condizionatore del segnale

Il condizionatore del segnale è uno strumento fondamentale per la riuscita di questa prova sperimentale. La sua funzione principale è quella di convertire un segnale che può essere difficile da leggere con l'impiego di una strumentazione convenzionale, in un formato più facilmente interpretabile. In più garantisce una sorgente di corrente regolabile al sensore ICP ed ha un indicatore per verificare se il sistema stia funzionando. Infatti, l'accelerometro adottato prevede un bias voltage (tensione di polarizzazione), ovvero la quantità di tensione di cui un dispositivo elettronico ha bisogno per accendersi e funzionare. La tensione di polarizzazione si riferisce tipicamente a una carica elettrica applicata al gate alla base di un transistor (il transistor è un dispositivo elettronico che ha la funzione di un interruttore elettronico comandato o di un amplificatore di segnale elettrici). Questa tensione applicata fa sì che il componente sia conduttivo, facendo così passare corrente elettrica attraverso i suoi stadi di collettore ed emettitore. La quantità di corrente che attraversa il componente è anche direttamente correlata alla quantità di tensione di polarizzazione applicata. [19]

Il condizionatore del segnale acquistato dall'azienda è il modello 482C15 della PCB Piezotronics. Esso ha quattro canali in ingresso ed in uscita, fondamentale per una visione più ampia del progetto che va al di là dello scopo di questa tesi, in quanto per un primo approccio si è deciso di limitare la prova ad un solo canale connesso ad un accelerometro monoassiale.

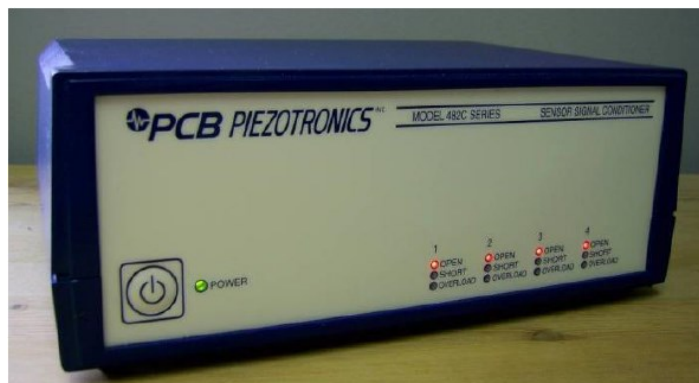


Figura 41 – Condizionatore del segnale 482C15 PCB Piezotronics

Inoltre, garantisce un guadagno del segnale che può essere pari ad un X 10 o un X 100, cioè ne viene amplificata la sua ampiezza complessiva, intervenendo tramite dei jumpers sulla scheda del condizionatore del segnale, come mostrato in figura. Il settaggio sarà impostato su ICP mode in quanto si avrà a che fare con un sensore di quel tipo. Un esempio di amplificazione del segnale X 100 è la conversione di un segnale di 0-10 mV ad un segnale di 0-10 V.

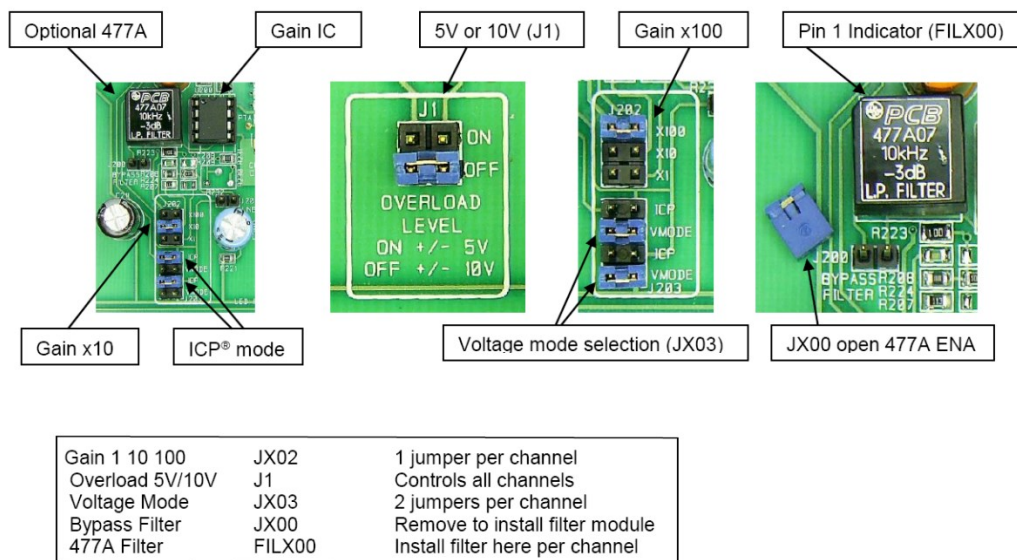


Figura 42 – Particolare della scheda del condizionatore del segnale

3.6 Scheda d'acquisizione (DAQ)

La scheda d'acquisizione utilizzata è una scheda della National Instruments, questa scelta si è basata sia sull'affidabilità dei prodotti dell'azienda americana e sia perché è presente nell'elenco dell'hardware necessario e compatibile a Matlab/Simulink per realizzare il modello real-time. È stata presa in considerazione il valore della risoluzione dell'accelerometro e la scelta dello standard di interfaccia d'espansione a bus seriale di tipo PCIe (PCI express) che corrisponde all'interfaccia per il computer ad alta velocità. Quindi sono state fatte diverse valutazioni al fine di garantire la decisione più vantaggiosa.

La scelta è ricaduta sulla DAQ board della National Instruments PCIe 6323 raffigurata in basso, avente 16 canali di ingresso analogici e 4 d'uscita. La scelta è sempre conforme alla visione più ampia del progetto che valica le pretese di questa tesi, dove ci sarà un set up multicanale sia in ingresso e anche in uscita con l'uso di diversi bass shaker. La risoluzione della scheda è a 16 bits, quindi ciò significa che per ogni clock può rappresentare un segnale in $2^{16} - 1 = 65.536$ passi discreti. Sapendo che l'input range in termini di ampiezza del segnale varia da ± 0.2 V a ± 10 V, mettendosi nel caso peggiore con l'intervallo più ampio, ovvero pari a 20 V, posso ricavare la risoluzione della scheda facendo il rapporto tra 20 e 65.536, quindi 0,0003 mV rms.

La risoluzione dell'accelerometro era di $0,001$ mv/(m/s²), considerando la risoluzione a banda larga di $0,03$ (m/s²) rms si ottiene la risoluzione in milli Volt dell'accelerometro che è pari a $0,032$ mV rms. Esso è un valore maggiore della risoluzione della scheda DAQ; quindi, sarà in grado di rilevare ogni misura del sensore. Bisogna considerare anche il rumore intrinseco della scheda DAQ ma sono valori bassi e non influenzano la misura del segnale in ingresso, come mostrato in tabella, seguita poi da un'immagine della scheda d'acquisizione.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| Range del segnale [Volts] | Rumore casuale [μ Vrms] |
|---------------------------|------------------------------|
| 20 | 229 |
| 10 | 118 |
| 2 | 26 |
| 0.4 | 12 |

Tabella 3 – Rumore della scheda in base al range del segnale



Figura 43 – Scheda DAQ PCIe6323 NI

Nella tabella sottostante sono rappresentate le principali proprietà tecniche, riguardanti i canali analogici di input, output e le caratteristiche fisiche della scheda. In fondo alla tesi, nell'appendice, si può apprezzare il manuale del prodotto.

Analog Input

| | |
|----------------------------------|------------------------------------------------------------|
| Number of channels | 16 differential or 32 single ended |
| ADC resolution | 16 bits |
| DNL | No missing codes guaranteed |
| INL | Refer to the AI Absolute Accuracy section. |
| Sample rate | |
| Single channel maximum | 250 kS/s |
| Multichannel maximum (aggregate) | 250 kS/s |
| Minimum | No minimum |
| Timing resolution | 10 ns |
| Timing accuracy | 50 ppm of sample rate |
| Input coupling | DC |
| Input range | ± 0.2 V, ± 1 V, ± 5 V, ± 10 V |

Analog Output

| | |
|--------------------|-------------------|
| Number of channels | 4 |
| DAC resolution | 16 bits |
| DNL | ± 1 LSB |
| Monotonicity | 16 bit guaranteed |

| Maximum update rate | |
|----------------------------|------------------------------------------|
| 1 channel | 900 kS/s |
| 2 channels | 840 kS/s per channel |
| 3 channels | 775 kS/s per channel |
| 4 channels | 719 kS/s per channel |
| Timing accuracy | 50 ppm of sample rate |
| Timing resolution | 10 ns |
| Output range | ± 10 V |
| Output coupling | DC |
| Output impedance | 0.2 Ω |
| Output current drive | ± 5 mA |
| Overdrive protection | ± 15 V |
| Overdrive current | 15 mA |
| Power-on state | ± 20 mV |
| Power-on/off glitch | 2 V for 500 ms |
| Output FIFO size | 8,191 samples shared among channels used |
| Data transfers | DMA (scatter-gather), programmed I/O |

Physical Characteristics

| | |
|----------------------------------|---------------------------------------------|
| Printed circuit board dimensions | 9.9 × 16.8 cm (3.9 × 6.6 in.) (half-length) |
| Weight | 114 g (4.0 oz) |
| I/O connector | 2 68-pin VHDCI |

Tabella 4 – Specifica tecnica della scheda DAQ PCIe6323

Oltre alla DAQ board, come suggerito da catalogo, è indispensabile acquistare il terminal block, un dispositivo che sarà in grado permettere la connessione tra il condizionatore del segnale e il computer su cui è montata la scheda d'acquisizione ed inoltre per connetterlo con la catena output. Infatti, questo dispositivo permette il dialogo tra i vari strumenti di ingresso e di uscita con la scheda d'acquisizione che sarà connessa tramite un cavo specifico. Esso è composto da connettori alle estremità di tipo 68-pin VHDCI. Questo cavo è fornito dalla National Instruments e presenta il seguente part number: SHC68-68-EPM. Il terminal block garantisce la connessione perché ha le uscite 68-pin VHDCI della scheda e le uscite BNC del condizionatore del segnale. Anche questo strumento è fornito dalla National Instruments, con il seguente part number: BNC-2120. Di seguito le immagini del cavo e del terminal block.



Figura 44 – Cavo SHC68-68-EPM NI



Figura 45 - Terminal block BNC Board NI

3.7 Squadriga III

Lo Squadriga III è uno strumento di misura mobile con un'ampia gamma di applicazioni, esso viene utilizzato per valutare quantitativamente le grandezze fisiche nel campo dell'acustica e delle vibrazioni. Le dimensioni compatte e una buona autonomia di carica ne offrono funzionalità versatili, elevata mobilità e applicazioni variabili. Il dispositivo offre due modalità di registrazione: stand-alone, dove le registrazioni vengono memorizzate nella memoria interna dello strumento; front-end, tramite collegamento USB con il computer. Il suo utilizzo avviene per mezzo del touch screen e i sensori si collegano ai rispettivi canali tramite cavi con connettori BNC da 50 ohm. I sensori supportati sono: microfoni ICP, accelerometri ICP, cuffie BHS, sensori di impulsi e sensori per sistemi bus come CAN FD, OBD e WWH-OBD e FlexRay. Per ogni canale si possono modificare le impostazioni, in base al sensore connesso, come per esempio la sensibilità, l'unità di misura e la scala di misura voluta. [20] Di seguito vi è l'immagine dello strumento.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker



Figura 46 - SQadriga III

Al dispositivo viene affiancato il software Artemis Suite che permette di estrapolare i grafici riguardanti i dati che ha ottenuto lo SQadriga durante le misurazioni eseguite. Infatti, vi sono diverse opportunità di analisi e ciò dipende da cosa si vuole studiare dal fenomeno fisico osservato.



Figura 47 - Artemis Suite

3.8 Amplificatore

L'amplificatore è necessario a garantire un'intensità del segnale, in termini di voltaggio, adeguata allo shaker, infine così da trasdurre le oscillazioni di voltaggio in vibrazione meccanica prodotta. L'amplificatore adottato è un Le-Amp da 125 Watt. Esso riceve il segnale uscente dalla BNC board (quindi il segnale rielaborato dal calcolatore che tramite la scheda d'acquisizione gli permette di interfacciare con i dispositivi esterni) tramite un cavo coassiale con un connettore BNC da 50 ohm; mentre l'altro terminale è un cavo RCA che andrà in ingresso all'amplificatore. In uscita dall'amplificatore vi è il segnale amplificato che va nello shaker tramite i cavi di cui esso stesso è dotato.



Figura 48 – Amplificatore Le-Amp 125W

3.9 Bass shaker transducer

Il nome tecnico di un bass shaker transducer è trasduttore tattile (tactile transducer). Questi trasduttori sono dei dispositivi elettronici che permettono di trasferire vibrazioni a basse frequenze ad oggetti tramite la superficie in cui è fissato. Ciò trova una notevole applicazione nell'intrattenimento, in quanto permette una percezione molto immersiva dell'esperienza che si sta vivendo e quindi aumenta il realismo di un

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

ambiente artificiale, che sia un film o un videogioco. Questo è possibile tramite il fissaggio dello shaker con una superficie come un sedile, un divano o un pavimento.

Lo shaker è dotato di un piccolo magnete che viene azionato da una bobina simile a quelle presenti negli altoparlanti. La bobina è pilotata da un segnale audio a bassa frequenza proveniente da un amplificatore. Gli shaker comuni gestiscono una potenza dell'amplificatore che va da 25 a 50 Watt. La bobina esercita una forza sul magnete e quindi attiva il motorino che trasmette a sua volta la forza sul corpo dello shaker stesso ed è quest'ultima che viene trasferita sulla superficie di montaggio.

Come rappresentato sul brevetto pubblicato nel marzo del 2016, si nota la presenza di un motore racchiuso tra un coperchio con alloggiamenti ventilati e una base; tutto è mostrato nella seguente figura. [21] [22]

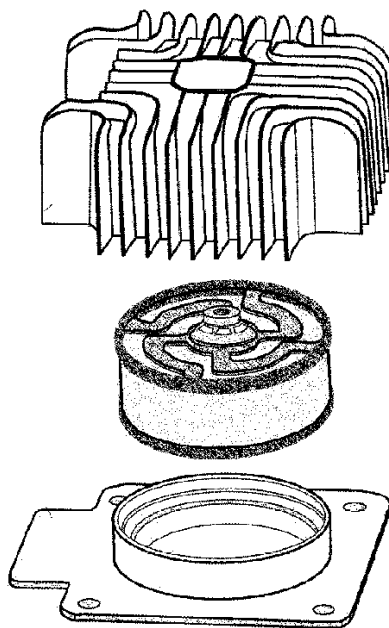


Figura 49 – Bass shaker transducer secondo il brevetto ufficiale

3.9.1 Analisi di mercato

È stata svolta una scrupolosa analisi di mercato, spaziando dai dispositivi più prestanti a quelli più economici, così da poter avere una visione d'insieme e quindi una tabulazione dei vari prodotti con i relativi marchi secondo le caratteristiche ritenute fondamentali al fine di definirlo. La scelta del dispositivo è influenzata principalmente dal range di frequenza. Altri fattori fondamentali sono il peso che non deve essere elevato, per evitare di essere troppo invasivo nella sperimentazione e quindi falsare il test. La potenza di cui ha bisogno ed anche il prezzo hanno un certo impatto, il secondo soprattutto per quanto concerne il fondo investito sul progetto dall'azienda.

Qui vengono riportati i nomi completi dei prodotti che sono stati abbreviati nella tabella successiva al fine di garantirne una migliore visualizzazione.

| Costruttore | Modello |
|------------------------|----------------------------------------------------------------|
| Dayton Audio | TT25-8 Puck tactile transducer mini bass shaker 8 ohm |
| Dayton audio | BST-2 tactile bass shaker 35 watts |
| Dayton Audio | BST-1 High Power Pro tactile bass shaker 50 watts |
| Dayton Audio | BST-300Ex Extreme High power pro tactile bass shaker 300 watts |
| Clark synthesis | TST209 tactile transducer bass shaker |
| Clark Synthesis | TST329 Gold Tactile Transducer Bass Shaker |
| Clark synthesis | TST429 platinum tactile transducer bass shaker |
| Aurasound | AST-2B-4 Pro Bass shaker tactile transducer |
| Fischer | amps buttkicker LFE |
| ButtKicker | BK-mini-LFE Mini Bass Shaker |
| ButtKicker | BK-CT Bass Shaker |

| | <u>Prezzo</u> [\$] | <u>Peso</u> [kg] | <u>Potenza</u> Min/max [W] | <u>Impedenza</u> [Ω] | <u>Dimensione</u> diametro x spessore [mm x mm] |
|------------------|-----------------------|---------------------|----------------------------------|-------------------------|----------------------------------------------------------|
| D TT25 | 16,98 | 0,34 | 15/30 | 8 | 88,9 x 25,4 |
| D BST-2 | 29,98 | 1,18 | 35 | 4 | 130,8 x 54,9 |
| D BST-1 | 54,98 | 1,66 | 50 | 4 | 146,1 x 63,5 |
| D BST-300 | 89,98 | 2,83 | 300 | 4 | 184,2 x 63,5 |
| C TST209 | 134,98 | 2,43 | 100/350 | 4 | 203,2 x 43,9 |
| C TST329 | 469,95 | 2,53 | 135/400 | 4 | 203,2 x 57,15 |
| C TST429 | 699,95 | 2,46 | 160/400 | 4 | 203,2 x 57,15 |
| A AST | 74,98 | 1,66 | 50 | 4 | 157,5 x 63,5 |
| F | 444 | 5,5 | 400/1500 | 4 | 140 x 140 |
| BK-mini | 100,50 | 0,84 | 50/250 | 4 | 120,4 x 75,6 |
| BK-CT | 439,95 | 5 | 400/1500 | 2 | 136,7 x 139,7 |

| | <u>Forza max</u> [N] | <u>Range di Frequenza tattile (udibile)</u> [Hz] |
|------------------|-------------------------|-----------------------------------------------------|
| D TT25 | (X 4 shaker) 133 | 20 - 80 |
| D BST-2 | 111 | 10 - 80 |
| D BST-1 | 133 | 10 - 80 |
| D BST-300 | | |
| C TST209 | 961 | 15 - 800 (35 - 17k) |
| C TST329 | 512,5 | 10 - 800 (20 - 17k) |
| C TST429 | 4145 | 5 - 800 (20 - 17k) |
| A AST | 133 | 20 - 80 |
| F | | 5 - 200 |
| BK-mini | | 5 - 350 |
| BK-CT | | 5 - 200 |

Tabella 5 - Proprietà dei vari modelli di shaker in commercio

Il dispositivo preferito e quindi acquistato dall'azienda è stato il Butt kicker BK-mini-LFE Mini, come è stato evidenziato nelle tabelle colorando le righe corrispondenti in giallo. In seguito, vi è un'immagine di questo dispositivo.



Figura 50 - Buttkicker BK-mini-LFE Mini Bass Shaker

Lo strumento riceve un segnale audio mandato da un amplificatore e grazie alla sua composizione strutturale interna è in grado di far vibrare l'oggetto su cui esso è montato. In genere viene utilizzato nell'ambito dell'intrattenimento multimediale, quindi su di una sedia, una poltrona o sul pavimento così da rendere l'esperienza che si sta vivendo più immersiva possibile. Un'esperienza che potrebbe essere per esempio la visione di un film o giocare ad un videogame.

4. Architettura del software

Per gestire correttamente il sistema è stato adottato Matlab come software per la programmazione dell'algoritmo. Più precisamente Simulink, il quale è molto utilizzato in ambito ingegneristico per la gestione di diversi dispositivi elettronici connessi tra loro. Questo grazie alla sua intuitività dovuta dalla tipologia di linguaggio di programmazione ad alto livello che vede la presenza di diversi blocchi capaci di svolgere diverse funzioni e possono essere connessi, in modo tale da assicurare il raggiungimento dell'obiettivo presupposto.



Figura 51 – Logo Matlab & Simulink

In questa situazione, è necessario garantire che il sistema funzioni in real-time, ovvero il tempo di acquisizione del segnale, di elaborazione e di invio deve essere il più piccolo possibile, per l'appunto come se tutte le funzioni fossero svolte "all'istante".

Simulink garantisce due toolbox adibiti a svolgere questo compito: Simulink Real-Time e Simulink Desktop Real-Time.

Il primo è il più prestante, in quanto permette di avere una frequenza di campionamento dell'ordine dei MHz (Mega Hertz) ed è possibile creare, controllare e aggiungere strumenti in tempo reale che vengono elaborati su un computer target Speedgoat. Questa modalità di Simulink è ampiamente adottata nella simulazione e nella prototipazione rapida dei controlli (RCP) e nei test Hardware-In-the-Loop.

Il secondo lavora sul PC o Laptop in cui è installato il software e include blocchi di libreria che si connettono a una gamma di dispositivi I/O ma ha una frequenza di

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

campionamento minore, che varia in base alle modalità di esecuzione del modello Simulink. Vi è la modalità *Connected IO* e *Kernel Mode*. La prima garantisce una frequenza di campionamento di 1 kHz mentre la seconda permette di avere una frequenza di campionamento di 20 kHz. L'interazione con i dispositivi esterni è permessa da delle schede che consentono all'hardware di controllo di interagire con i modelli Simulink in esecuzione in tempo reale sul laptop o Pc.

La differenza della frequenza di campionamento tra i due è dovuta dalla possibilità di generare un eseguibile in codice C del modello, dei driver e del risolutore con la modalità Kernel Mode. Questo naturalmente permette di arrivare a velocità maggiori per via della rapidità nello svolgere le singole funzioni in linguaggio C rispetto al linguaggio Matlab; infatti, ciò garantisce l'esecuzione del codice nel kernel del sistema operativo. [23]

4.1 Algoritmi

Gli algoritmi adottati appositamente per questo progetto sono basati sull'algoritmo LMS standard, NLMS (Normalized LMS) e RLS. Dapprima sono stati sviluppati così da essere capaci di avviare una simulazione all'interno dell'ambiente Simulink; quindi, senza interazione con strumenti esterni e successivamente sono stati installati i driver per ricevere il segnale dalla scheda DAQ.

Il segnale in ingresso viene riprodotto dal blocco 'band-limited white noise' che riproduce un segnale di rumore bianco, quindi avente tutto lo spettro delle frequenze ad una stessa ampiezza circa. I valori prodotti per ogni istante di tempo sono casuali.

L'andamento del segnale in uscita è visibile da uno 'scope' che permette di valutare i valori del segnale in funzione del tempo.

Naturalmente, una volta connesso l'intero set up, verranno eliminati questi due blocchi e saranno sostituiti dai blocchi della libreria 'Simulink Desktop Real-Time' di 'Analog

Input' e 'Analog Output'. Qui verrà assegnata la DAQ board di riferimento, così che possano dialogare e garantire il corretto funzionamento della prova.

4.1.1 LMS

L'algoritmo adottato è quello del metodo dei minimi quadrati, infatti il segnale in ingresso viene indirizzato su un filtro FIR discreto, ottenibile dalla libreria dei 'DSP' che elabora il segnale grazie al sistema in retroazione. Infatti, in ingresso al blocco si prevedono i valori dei coefficienti del filtro variabili nel tempo che sono calcolati dal blocco 'LMS Update' che corrisponde al vero e proprio metodo dei minimi quadrati al fine del calcolo dei pesi, in base al segnale in ingresso, conoscendo l'errore (ovvero la differenza tra il segnale elaborato in uscita e quello in ingresso) e il valore di 'mu', μ , preimpostato. Il parametro μ nell'algoritmo rappresenta il tasso di apprendimento o velocità di apprendimento. Questo parametro regola quando i pesi del filtro vengono aggiornati in risposta all'errore stimato. In termini matematici, l'aggiornamento dei pesi del filtro w all'istante di tempo k può essere espresso come:

$$\mathbf{w}(\mathbf{n} + \mathbf{1}) = \mathbf{w}(\mathbf{k}) + \mu \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{x}(\mathbf{k})$$

Dove:

- $w(k)$ sono pesi del filtro al passo k ;
- μ è il parametro di apprendimento;
- $e(k)$ è l'errore al passo k ;
- $x(k)$ è il vettore di input al passo k .

Il parametro μ è critico nell'algoritmo LMS perché determina la dimensione del passo degli aggiornamenti dei pesi. Un valore troppo grande può portare a oscillazioni o addirittura a divergenza, mentre uno troppo piccolo può rallentare la convergenza dell'algoritmo. Il valore ottimale dipende dal problema e può richiedere

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

sperimentazione per trovare il giusto equilibrio tra velocità di convergenza e stabilità dell'algoritmo, in genere è compreso tra 0 e 1.

Quindi, dopo aver filtrato il segnale in ingresso, lo stesso viene invertito con il blocco 'gain', così da assicurare che il segnale sia in controfase. Tuttavia, ciò non è possibile da ottenere istantaneamente, ci sarà sempre un periodo transitorio dove la differenza tra il segnale in ingresso e quello in uscita non è nullo e quindi il segnale in uscita non è perfettamente in controfase e alla stessa ampiezza rispetto a quello in ingresso. In seguito, è riportato lo schema a blocchi di Simulink della simulazione e in successione l'andamento dei segnali, rappresentando in giallo quello in ingresso e in blu quello uscita, dapprima in funzione del periodo totale di simulazione e dopo è stato realizzato uno zoom in modo tale da poter apprezzare lo sfasamento perfettamente pari a 180° .

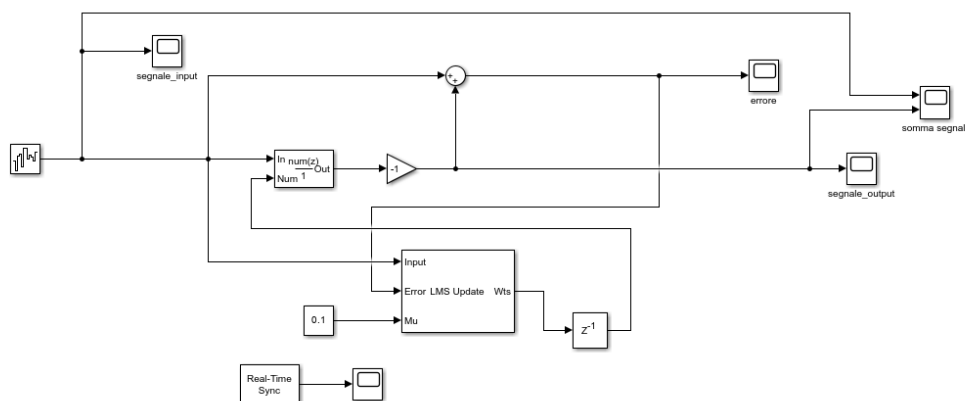


Figura 52 – Modello Simulink di simulazione

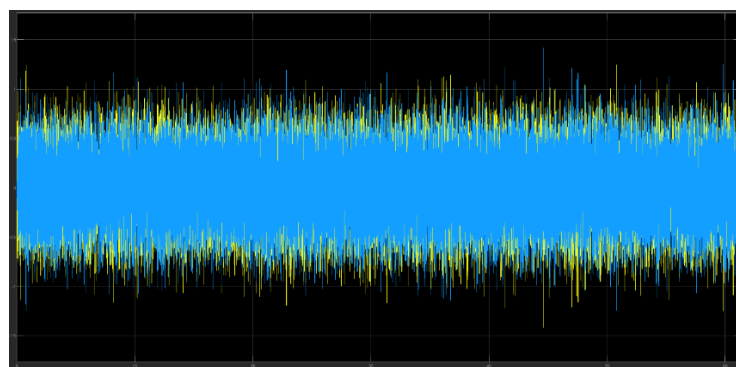


Figura 53 – Sovrapposizione del segnale in ingresso e in uscita

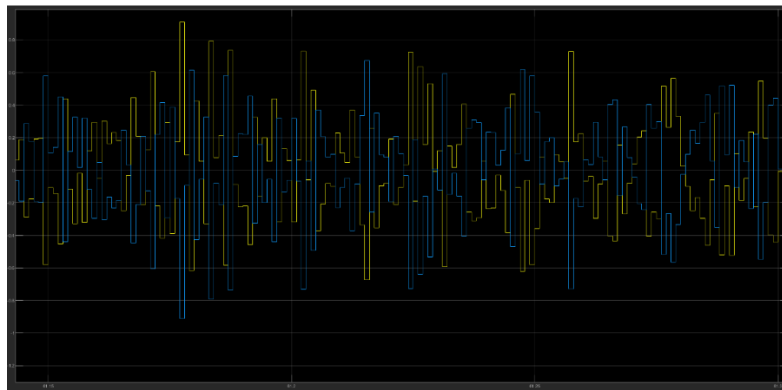


Figura 54 – Particolare della sovrapposizione dei segnali

Inoltre, è stato aggiunto un blocco in basso, sconnesso dagli altri, perché non interviene nell'algoritmo per l'elaborazione del segnale ma è necessario per avere la simulazione e poi la prova in real-time. Il blocco è 'Real-Time Sync' ed è connesso ad uno 'scope' che mostra il numero di clock persi durante la simulazione. Ovvero gli istanti di tempo infinitesimi per cui il computer non è stato in grado di processare l'algoritmo in tempo reale ma ha avuto dei ritardi. Il tempo di campionamento adottato è di 0.001 secondi (1 millisecondo) che corrisponde all'ordine di campionamento possibile con la modalità *Connected IO* di Simulink Desktop Real-Time. Anche qui vi è un transitorio iniziale più o meno lungo dove dopo un certo periodo di tempo i ritardi si annullano. La lunghezza del periodo transitorio e il valore di ritardo è dovuto a tanti fattori, come: la presenza di altri programmi aperti, dello spostamento del cursore, lo stato momentaneo del processore. L'immagine riporta l'andamento dei clock in ritardo in funzione del tempo di simulazione e quella successiva mostra l'andamento dell'errore.



Figura 55 – Andamento dei clock in ritardo nel tempo



Figura 56 – Andamento dell'errore nel tempo

Nell'immagine successiva si nota l'algoritmo definitivo prodotto nell'ambiente Simulink. Esso comprende dei blocchetti di entrata ed uscita analogica. Inoltre, vi è un guadagno posto prima del blocchetto d'uscita. Questo è necessario per garantire il funzionamento dello shaker, in quanto non è un dispositivo sensibile quanto un accelerometro; quindi, le piccole fluttuazioni in termini di milliVolt non è capace a coglierle e di conseguenza riproporle in termini di vibrazione meccanica. Per questo motivo sono state effettuate delle prove in cui viene imposta un'onda sinusoidale con una certa ampiezza (in termini di Volt) e frequenza che andranno in ingresso allo shaker. In contemporanea vi era un accelerometro incollato sul pannello, connesso allo SQuadriga, al fine di rilevare se il pannello stesse vibrando per via dello shaker. Si è notato che con un'ampiezza di 0,06 Volt (60 milliVolt) si rileva una vibrazione del pannello confrontabile con quella dovuta all'eccitazione sonora della cassa. Quindi è stato settato il valore di guadagno pari a 200, per via sperimentale, così da ottenere in uscita dei valori che possano attivare lo shaker quando l'accelerometro rileva la vibrazione dovuta dall'eccitazione sonora della cassa ma che al tempo stesso non amplifica tanto il segnale, in quanto si rischierebbe di eccitare lo shaker con il solo rumore di fondo del sistema d'acquisizione. Di seguito è riportata l'immagine catturata dell'algoritmo nell'ambiente Simulink.

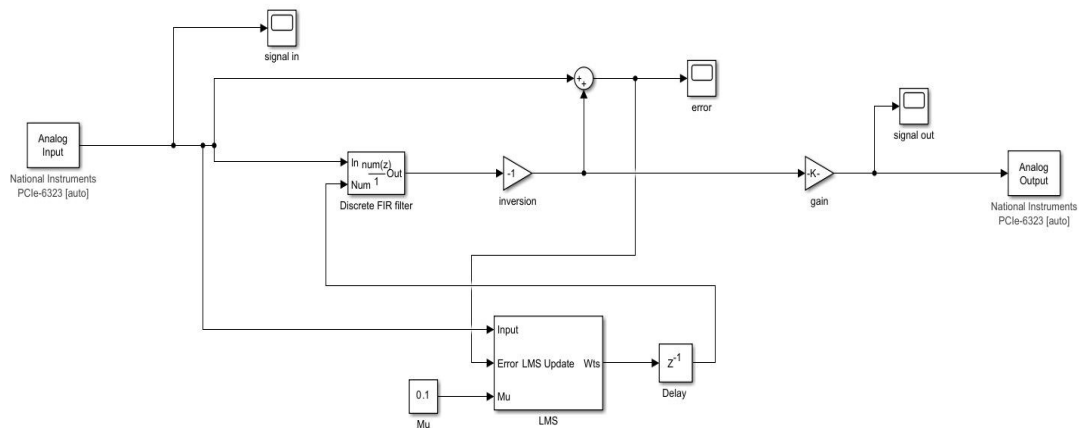


Figura 57 – Modello Simulink

Naturalmente nei casi in cui sono stati utilizzati gli altri algoritmi si varia il blocchetto dedicato con l'apposito parametro collegato.

4.1.2 NLMS

L'algoritmo NLMS (Normalized Least Mean Squares) è una variante del LMS che normalizza i coefficienti del filtro durante l'adattamento. Questo aiuta a migliorare la stabilità del filtro, specialmente quando ci sono variazioni significative nelle ampiezze del segnale. Questi sono i passaggi chiave dell'algoritmo NLMS, supponendo di avere un filtro FIR con coefficienti $w(n) = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$, dove N è l'ordine del filtro:

- Inizializzazione: inizializza i coefficienti del filtro e il parametro di adattamento μ , che rappresenta il passo di adattamento.

$$w(0) = 0$$

μ scelto positivo e minore di 1

- Calcolo del segnale previsto: calcola il segnale previsto $\hat{d}(n)$ mediante la convoluzione del vettore dei pesi corrente con l'input $x(n)$.

$$\hat{d}(n) = w^T(n-1) \cdot x(n)$$

- Calcolo dell'errore: calcola l'errore tra il segnale desiderato $d(n)$ e il segnale previsto $\hat{d}(n)$.

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$$

- Aggiornamento dei coefficienti del filtro: aggiorna i coefficienti del filtro utilizzando la regola NLMS.

$$w(n) = w(n-1) + \mu \frac{x(n)e^*(n)}{\|x(n)\|^2 + \epsilon}$$

Dove $e^*(n)$ rappresenta il complesso coniugato di $e(n)$, ϵ è una costante di regolarizzazione per evitare la divisione per zero e $\|x(n)\|^2$ è la norma al quadrato di $x(n)$.

Questo algoritmo è noto per la sua capacità di adattarsi a variazioni nella dinamica del segnale. La normalizzazione dei coefficienti aiuta a gestire variazioni di ampiezza nel segnale e a mantenere la stabilità del filtro nel corso del tempo. La scelta appropriata del parametro μ è cruciale per bilanciare la velocità di convergenza e la stabilità del filtro.

4.1.3 RLS

L'algoritmo RLS mira a minimizzare la somma dei quadrati della differenza tra il segnale desiderato e il segnale in uscita del filtro, utilizzando i nuovi campioni del segnale d'ingresso. Gli algoritmi RLS calcolano i coefficienti del filtro in forma

ricorsiva ad ogni iterazione. Essi sono noti per la rapida convergenza anche quando la diffusione degli autovalori della matrice di covarianza del segnale di ingresso è ampia. Ricordiamo che la matrice di covarianza è una misura statistica che fornisce informazioni sulla variazione congiunta di due o più variabili causali. In altre parole, indica come le variabili si muovono insieme rispetto alle loro medie. Quindi, questi algoritmi offrono prestazioni eccellenti a costo di una maggiore complessità computazionale e problemi di stabilità rispetto all'algoritmo LMS. [24]

Ecco una breve spiegazione del funzionamento dell'algoritmo RLS, supponendo di avere un filtro FIR con coefficienti $w(n) = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$, dove N è l'ordine del filtro:

- Inizializzazione: l'algoritmo comincia con una fase di inizializzazione in cui vengono impostati i parametri iniziali, tra cui i coefficienti del filtro (il vettore dei pesi iniziali $w(0)$) e la matrice di covarianza inversa $P(0)$.

$$P(0) = \delta^{-1} I, \quad w(0) = 0$$

Dove δ è un piccolo parametro positivo (fattore di smorzamento) ed I è la matrice d'identità.

- Calcolo del segnale previsto: il filtro produce un segnale previsto $\hat{d}(n)$ mediante la convoluzione del vettore dei pesi corrente con l'input $x(n)$.

$$\hat{d}(n) = w^T(n-1) \cdot x(n)$$

- Calcolo dell'errore: viene calcolato l'errore tra il segnale desiderato $d(n)$ e il segnale previsto $\hat{d}(n)$. L'obiettivo è ridurre al minimo questo errore.

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$$

- Calcolo del guadagno del filtro: si calcola il guadagno di Kalman $K(n)$.

$$K(n) = P(n-1) \cdot \frac{x(n)}{(\delta + x^T(n) \cdot P(n-1) \cdot x(n))}$$

- Aggiornamento dei coefficienti: i coefficienti del filtro vengono aggiornati in modo da minimizzare l'errore quadratico. L'aggiornamento dei coefficienti avviene in modo ricorsivo, utilizzando la matrice di covarianza inversa e il guadagno di Kalman.

$$w(n) = w(n - 1) + K(n) \cdot e(n)$$

- Aggiornamento della matrice di covarianza inversa: la matrice di covarianza inversa viene anch'essa aggiornata in modo ricorsivo, mediante il guadagno di Kalman e il fattore di dimenticanza λ .

$$P(n) = \frac{1}{\lambda} (P(n - 1) - K(n) \cdot x^T(n) \cdot P(n - 1))$$

Questi passaggi vengono realizzati iterativamente per ogni campione di dati nel tempo. L'algoritmo RLS è noto per la sua capacità di adattarsi rapidamente alle variazioni nel segnale o nell'ambiente, è altamente adattabile in termini di capacità di convergenza rapida e precisione nella stima dei parametri del filtro. All'interno dell'algoritmo è presente il 'fattore di dimenticanza', spesso indicato come λ e rappresenta una costante compresa tra 0 e 1 che determina la velocità con cui vengono dimenticate le informazioni passate durante l'aggiornamento del filtro adattivo. Praticamente ha la funzione di controllare la memoria del filtro adattivo. Un valore vicino a 1 assegna più peso alle osservazioni più recenti, consentendo al filtro di adattarsi rapidamente a cambiamenti nel segnale o nell'ambiente. Tuttavia, un valore più vicino a 0 fa sì che il filtro dia più importanza alle osservazioni passate, rendendo l'adattamento meno reattivo ai cambiamenti. La scelta del valore ottimale per il fattore di dimenticanza dipende dalla natura del problema e dalle dinamiche del segnale. Una sperimentazione empirica o un'analisi del comportamento del sistema possono essere necessarie per determinare il valore ottimale di λ per un'applicazione specifica. Tuttavia, può essere da un punto di vista computazionale, più oneroso rispetto ad altri algoritmi di adattamento dei filtri, come il LMS. Comunque, è spesso preferito in applicazioni in cui la velocità di convergenza è fondamentale o quando la matrice dei dati è di dimensioni moderate.

4.1.4 Differenze tra LMS, NLMS e RLS

Gli algoritmi **LMS** (Least Mean Squares), **NLMS** (Normalized Least Mean Squares) e **RLS** (Recursive Least Squares) sono tutti utilizzati per l'adattamento dei filtri e presentano delle differenze:

1. Convergenza e velocità di apprendimento:

- **LMS**: la convergenza è graduale e la velocità di apprendimento è regolata da un parametro definito dall'utente. Può essere sensibile alla scala dei dati.
- **NLMS**: introduce una normalizzazione per adattarsi automaticamente alla scala dei dati. Questo può migliorare la robustezza rispetto a LMS, adattando la velocità di apprendimento in modo automatico.
- **RLS**: converge più rapidamente rispetto a LMS e NLMS perché tiene conto di tutti i dati passati. La convergenza è meno influenzata dalla scala dei dati rispetto a LMS.

2. Complessità computazionale:

- **LMS**: ha una complessità computazionale più bassa, quindi è più leggero e adatto a sistemi in tempo reale o con risorse limitate.
- **NLMS**: la normalizzazione aggiunge una computazione aggiuntiva rispetto a LMS ma rimane generalmente più leggero di RLS.
- **RLS**: ha una complessità computazionale più elevata rispetto a LMS e NLMS, poiché richiede il mantenimento e l'aggiornamento di una matrice di covarianza.

3. Memoria:

- **LMS**: non richiede una memoria significativa oltre all'istante corrente.
- **NLMS**: richiede una memoria aggiuntiva per mantenere informazioni sulla varianza o norma dei dati.

- RLS: mantiene una memoria di tutti i dati passati, richiedendo più spazio di memoria.

4. Adattabilità:

- LMS: adatto a sistemi in cui la struttura del sistema può cambiare nel tempo.
- NLMS: come LMS è adatto a situazioni in cui la struttura del sistema è dinamica.
- RLS: più adatto quando la struttura del sistema è relativamente costante, poiché utilizza l'intero storico dei dati per stimare i pesi del filtro.

5. Prove di acquisizione e attuazione del segnale

Una volta ricevuta tutta la strumentazione necessaria per eseguire le prove e sviluppato un modello Simulink che permetta di coadiuvare con l'hardware esterno ed elaborare il segnale in real-time, si è allestito il set up in maniera ottimale e sono stati avviati i test. In questo capitolo verrà trattato tutto ciò, fino ad ottenere dei risultati.

5.1 Banco di prova

Il banco di prova è stato organizzato all'interno del laboratorio sperimentale della Mecaer Aviation Group. Con a disposizione due tavoli da lavoro, delle prese elettriche e la connessione ethernet, è stato possibile ordinare ogni apparato in maniera tale da garantire una buona ergonomia nell'utilizzo e la massima resa per la gestione degli spazi. Nella prima immagine di seguito riportata si può apprezzare la corona di viti e rondelle che vanno a serrare il pannello sul bussolotto, grazie agli inserti filettati incollati precedentemente sul pannello. Il loro lavoro è fondamentale per garantire il minor rumore possibile durante la misura delle accelerazioni e anche per evitare vibrazioni maggiorate del pannello o addirittura risonanza, dovute allo scarso serraggio con il vincolo.



Figura 58 – Particolare serraggio del pannello

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Di seguito sono riportate delle immagini del banco di lavoro, con tutti gli apparati connessi. La cassa è posta ad una distanza di 10 cm dal pannello, in maniera tale da sfruttare al meglio l'intensità sonora che eccita il pannello e quindi da avere delle vibrazioni importanti da poter ricevere con il sistema d'acquisizione. I cavi coassiali schermati sono stati disposti lungo il banco da lavoro con del nastro adesivo così da evitare che ci possano essere delle interferenze di natura elettromagnetica.

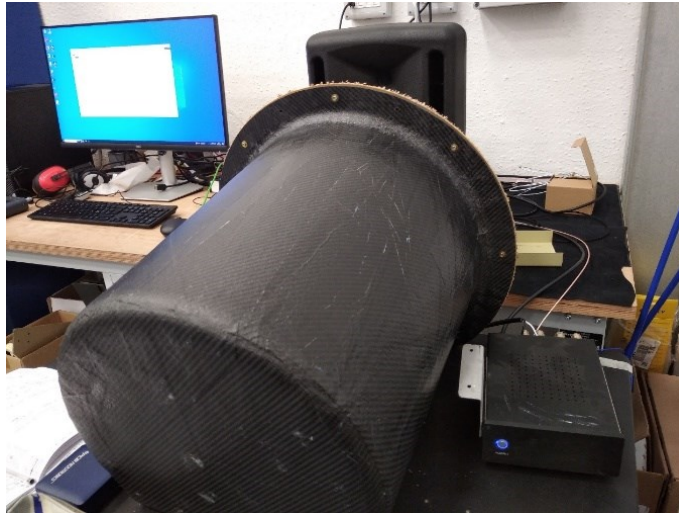


Figura 59 – Banco di lavoro

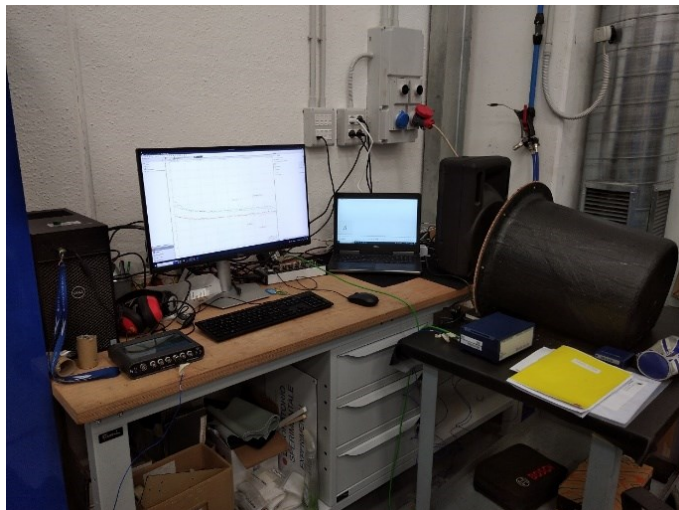


Figura 60 – Banco di lavoro 2

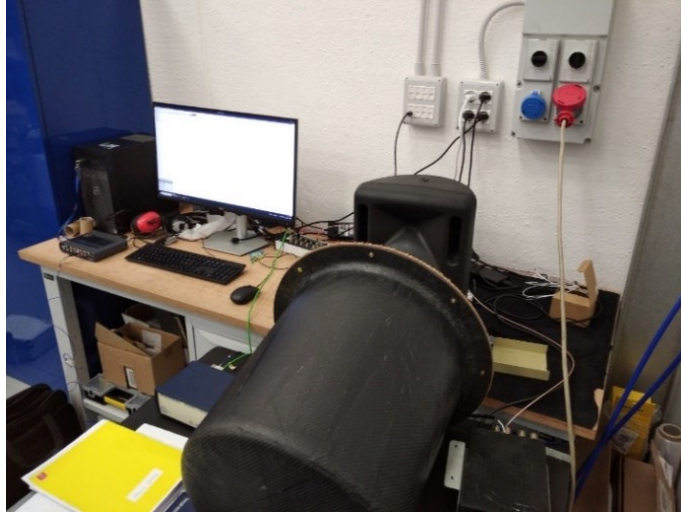


Figura 61 – Banco di lavoro 3

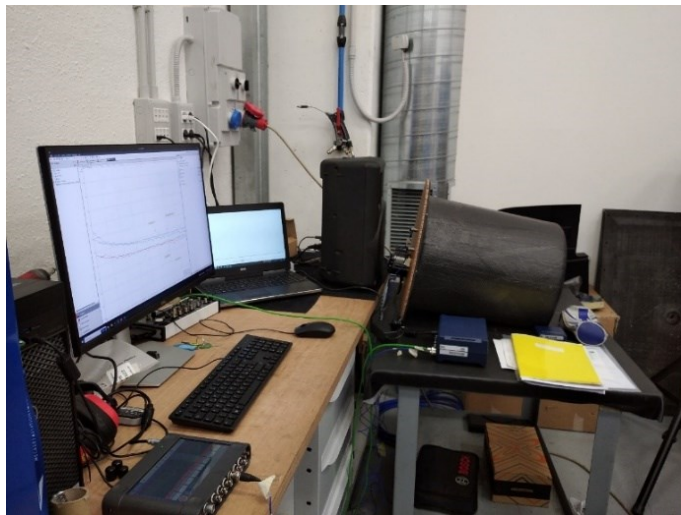


Figura 62 – Banco di lavoro 4

Il montaggio dello shaker sul pannello è stato possibile grazie ai tre fori di fabbrica dello strumento e quindi sono stati realizzati dei fori passanti sul pannello in maniera da essere coassiali con quelli dello shaker. In seguito, sono stati incollati degli inserti di metallo. La stretta è avvenuta utilizzando l'accoppiamento vite e dado con due rondelle, una nella parte esterna e una nella parte interna al bussolotto, questo per garantire una superficie maggiore su cui scaricare la forza di serraggio del bullone e

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

proteggere la superficie stessa. Nell'immagine successiva si può apprezzare il particolare dello shaker montato sul pannello.



Figura 63 – Particolare dello shaker e accelerometro sul pannello

In ogni prova realizzata è stato usato l'accelerometro monoassiale, questo perché l'obiettivo finale della tesi è quello di minimizzare il rumore all'interno della 'cabina'. Quindi le vibrazioni del pannello interessate alla produzione di onde sonore sono quelle perpendicolari alla normale della superficie del pannello. Infatti, soltanto esse sono responsabili della compressione e dilatazione dell'aria nel tempo, cioè alla variazione di pressione che altro non è che la propagazione delle onde sonore (come spiegato nel primo capitolo).

Tuttavia, per verificare che non ci fossero delle vibrazioni significative anche nelle altre due direzioni dello spazio è stato utilizzato un accelerometro triassiale della PCB Piezotronics 3 ax-1-116 come mostrato nelle due foto.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker



Figura 64 – Particolare accelerometro triassiale



Figura 65 – Particolare accelerometro 2

E quindi è stata fatta una prova che ha dato come esito un valore di accelerazione significativo lungo l'asse normale al piano del pannello e quasi nulli (non proprio nullo per via dal rumore di fondo) per le altre direzioni. Come si può notare dall'immagine in seguito che riporta il display dello SQuadriga durante la misurazione. Sul canale 3 è connesso il segnale dato dalla misurazione lungo la direzione normale al piano e sul canale 4 e 5 le altre due direzioni.

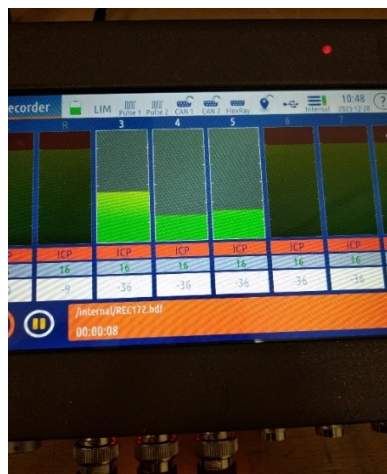


Figura 66 – Display dello SQuadriga

Questo conferma che l'uso di accelerometri monoassiali è corretto, in quanto le accelerazioni nelle altre direzioni sono trascurabili.

5.2 Scaletta dei test

Con il banco da lavoro pronto è stata seguita una scaletta per le prove da effettuare. Prove che sono state concordate con l'azienda e che hanno una durata di 60 secondi ciascuno. Di seguito la tabella estrapolata da Excel che riporta la tipologia di prova con al fianco il relativo numero di test.

| # | Prove | N test |
|---|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|
| 1 | Sistema in funzione a 200Hz W=755 μ W, algoritmo: LMS , variando μ :0,01/0,1-0,9/0,99 | 11 |
| 2 | Sistema in funzione a 200Hz W=755 μ W, algoritmo: NLMS , variando μ :0,01/0,1-0,9/0,99 | 11 |
| 3 | Sistema in funzione a 200Hz W=755 μ W, algoritmo: RLS , variando lunghezza del vettore: 2, 6, 10, 20 | 4 |
| 4 | Pannello libero a 100Hz W=190 μ W, 150Hz W=755 μ W, 200Hz W=755 μ W, 200Hz W=190 μ W | 4 |
| 5 | Pannello con shaker montato non funzionante a 100Hz W=190 μ W, 150Hz W=755 μ W, 200Hz W=190 μ W, 200Hz W=190 μ W | 4 |
| 6 | Sistema in funzione con il modello migliore a 100Hz W=190 μ W, 150Hz W=755 μ W, 200Hz W=190 μ W | 3 |
| | | 37 tot |

Tabella 6 – Scaletta dei test

Per prima si prevede di realizzare una prova con il pannello privo di shaker; quindi, corrispondente allo stato iniziale in cui si troverebbe un elicottero senza alcun sistema di abbattimento del rumore, né di tipo passivo e né di tipo attivo. Questo permette di valutare le condizioni di partenza del problema, su cui si prospetta di trovare un miglioramento nelle prove successive con il sistema di controllo attivato.

Il secondo set di prove sussiste nell'averlo lo shaker montato sul pannello però senza il sistema di controllo attivo. Questo ha lo scopo di valutare l'impatto del peso del dispositivo sulle prove. Infatti, si prevede un effetto smorzante dovuta alla sua massa di 0.84 kg concentrata.

Le prove successive sono riunite in tre gruppi differenti, in base all'algoritmo che viene utilizzato nell'ambiente Simulink. La fase iniziale di prove vede l'algoritmo LMS come protagonista, a cui viene variato il parametro μ all'interno del range 0-1 (come viene suggerito in letteratura) [25]. I valori di μ sono undici e sono stati scelti in modo tale da coprire l'intervallo numerico preso in considerazione. Il secondo gruppo vede l'algoritmo NLMS come protagonista su cui anch'esso viene variato il parametro μ nella stessa maniera. Il terzo ha come algoritmo l'RLS su cui viene variata la lunghezza del vettore del coefficiente del filtro, in quanto λ è un parametro compreso tra 0,98 e 1 (secondo la letteratura) [26] e si è notato che solo per il valore di 1 il modello converge. La lunghezza del vettore dei coefficienti del filtro è stata modificata in maniera empirica, tanto da arrivare ad un valore in cui il sistema diverge.

Le prove finali sono state effettuate con l'algoritmo e il valore del parametro associato che garantisce il miglior abbattimento del rumore. Quindi, le prove sono state riprodotte anche per altre frequenze e ampiezze di eccitazione, come è stato mostrato nella tabella precedente.

6. Analisi dei risultati

I risultati ottenuti dalle prove sono gli andamenti del valore di livello di pressione sonora, rilevato dal microfono alloggiato all'interno del prototipo. Ogni prova ha avuto un tempo di acquisizione di 60 secondi. Questo ha portato a confrontare per ogni prova il valore di livello di pressione sonora equivalente. La media viene eseguita di default dal software Artemis, comunque per via del transitorio iniziale (frequente a tutti) in cui i valori di livello di pressione sonora aumentano e poi si riducono per poi stabilizzarsi, è stato scelto di individuare una finestra temporale di acquisizione tra 15 e 58 secondi. In questa maniera si evita di tenere conto del transitorio iniziale. La formula utilizzata per N campioni e per un tempo di acquisizione T_i è la seguente.

$$L_{p,eq} = 10 \log \sum_i^N \frac{10^{\frac{L_{p,i}}{10}} T_i}{\sum_i^N T_i}$$

6.1 Risultati con algoritmo LMS

In seguito, sono riportati in tabella i valori del modello con l'algoritmo LMS, nel quale è stato variato di volta in volta il coefficiente di apprendimento μ da 0,01 a 0,99. Infatti, sono riportati su ogni colonna. Nella prima riga viene indicato il valore tenendo conto del tempo di prova totale (60 sec), nella seconda riga il valore tenendo conto della finestra d'acquisizione (15-58 sec). Inoltre, vi è rappresentato il grafico dell'andamento del livello di pressione sonora in funzione del tempo, con successivamente il particolare che mostra la finestatura tra i 15 e 58 secondi.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| 200 Hz, W=755 μ W, μ =... | 0,01 | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,9 | 0,99 |
|-----------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $L_{p,eq\ tot}$ [dB] | 89,09 | 89,70 | 89,84 | 90,01 | 89,99 | 89,81 | 90,19 | 89,88 | 89,73 | 90,03 | 90,49 |
| $L_{p,eq\ 15-58}$ [dB] | 88,92 | 89,50 | 89,57 | 89,85 | 89,83 | 89,72 | 90,03 | 89,76 | 89,79 | 89,88 | 90,15 |

Tabella 7 – Risultati con l'algorithmo LMS

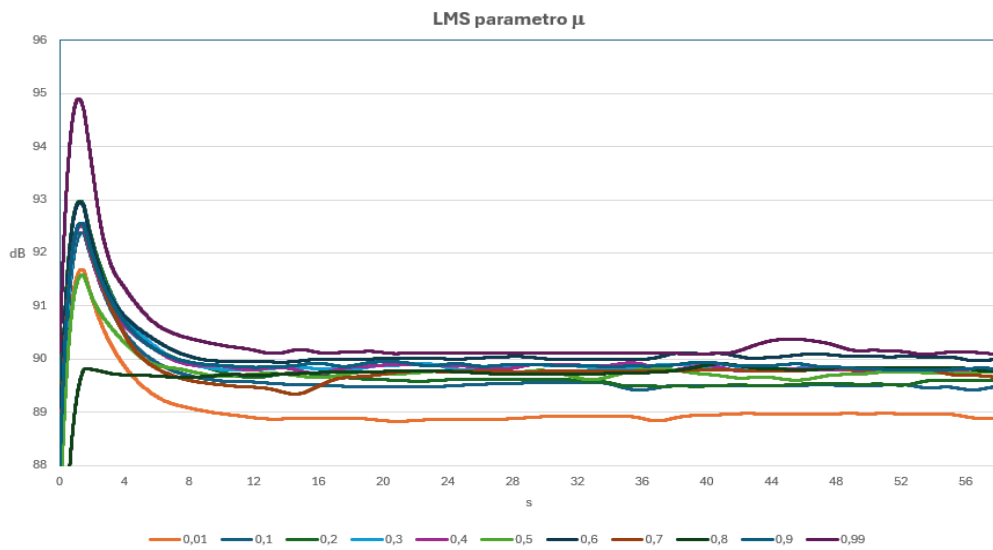


Figura 67 – Algorithmo LMS variazione del parametro μ

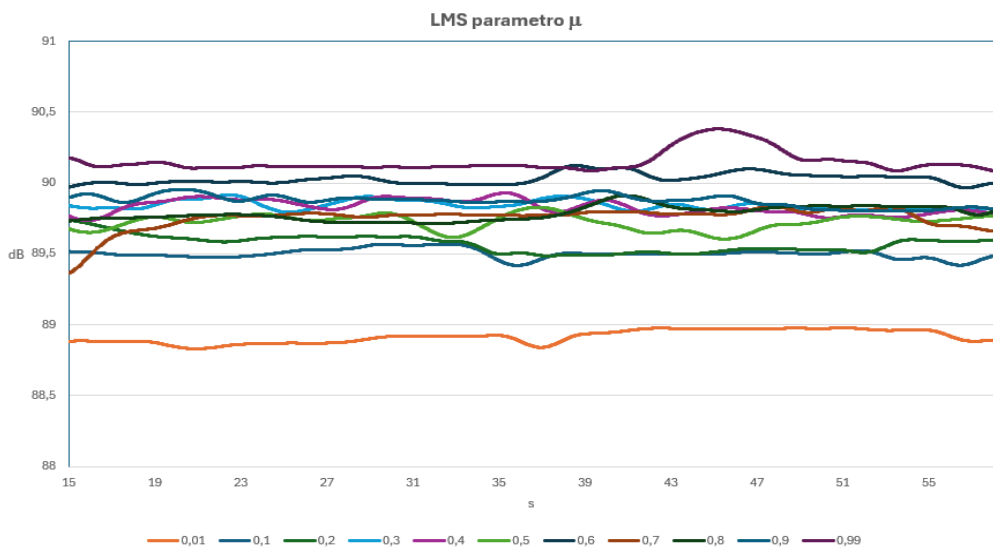


Figura 68 – Particolare della finestra d'acquisizione

6.2 Risultati con algoritmo NLMS

Per l'algoritmo NLMS è stato anche variato il coefficiente di apprendimento μ tra 0,01 e 0,99. Si può apprezzare dal grafico che il transitorio per diversi valori di μ è molto più ampio e comporta valori di livello di pressione sonora più alti, toccando livelli di 96 dB per μ pari a 0,01 e a 0,2 e questo non è assolutamente accettabile. Inoltre, non è stato possibile ottenere un miglioramento più incisivo rispetto al caso dell'algoritmo LMS e perciò questo algoritmo è stato scartato.

| 200 Hz, W=755 μ W, μ =... | 0,01 | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,9 | 0,99 |
|-----------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $L_{p,eq\ tot}$ [dB] | 90,68 | 90,36 | 90,96 | 89,83 | 89,83 | 89,96 | 89,93 | 89,99 | 89,79 | 89,92 | 90,62 |
| $L_{p,eq\ 15-58}$ [dB] | 89,51 | 89,75 | 89,36 | 89,37 | 89,81 | 89,74 | 89,74 | 89,84 | 89,64 | 89,80 | 90,32 |

Tabella 8 - Risultati con l'algoritmo NLMS

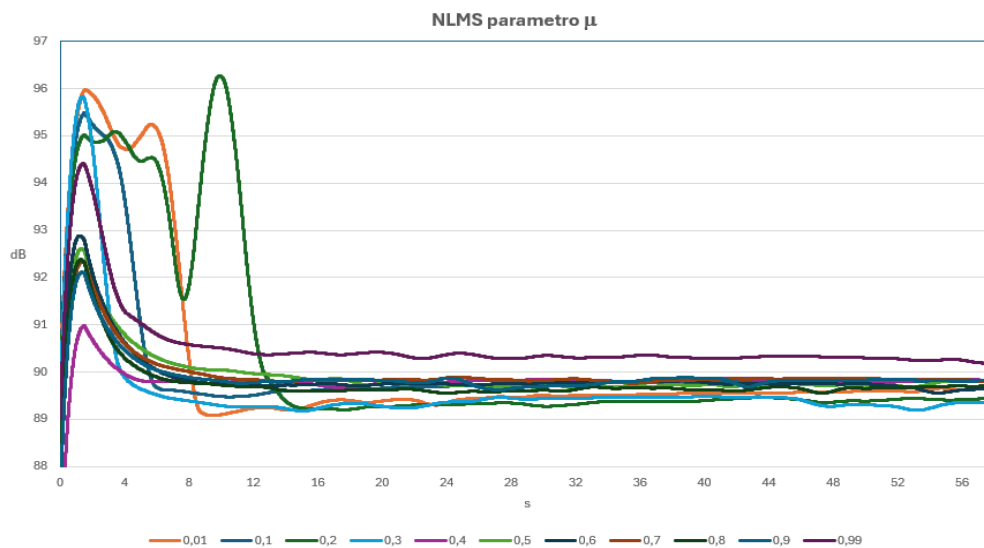


Figura 69 - Algoritmo NLMS variazione del parametro μ

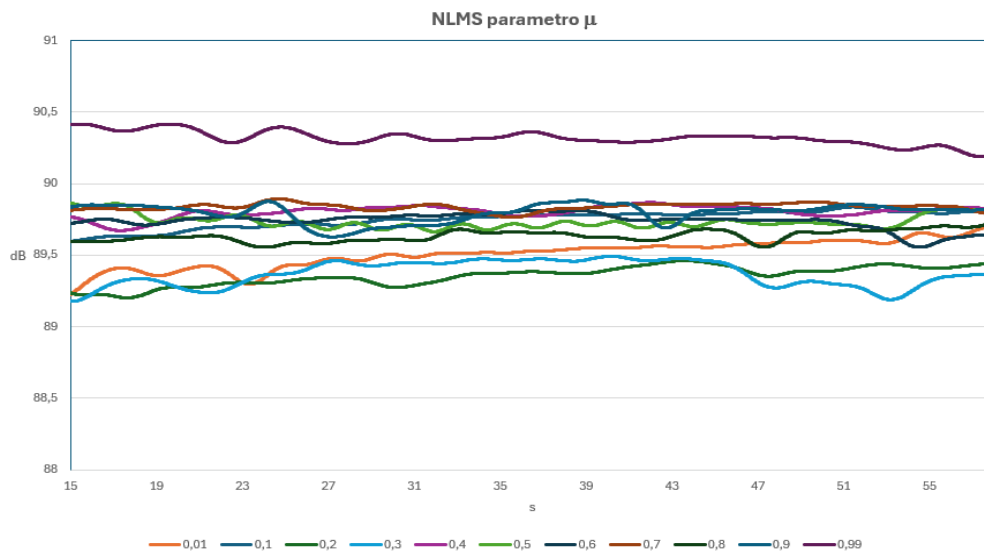


Figura 70 – Particolare della finestra d'acquisizione

6.3 Risultati con algoritmo RLS

Nel caso dell'algoritmo RLS è stata variata la lunghezza del vettore dei coefficienti che vanno in ingresso al filtro FIR, questo perché è stato notato che il modello convergeva soltanto per λ pari a 1. Quindi sono stati provati dei valori arbitrari per la lunghezza del vettore ed è risultato che per valori alti, pari a 20, il modello non riusciva a convergere e quindi il sistema eccitava il pannello amplificandone le vibrazioni e quindi incrementando il rumore rilevato dal microfono all'interno del prototipo. Si nota ciò nell'andamento della curva celeste che non ha visto il completamento della prova (60 secondi di acquisizione), infatti, è stata scelta una finestra d'acquisizione più piccola (tra 1 e 10 secondi). Quindi, per questa motivazione e per non riuscire a garantire un abbattimento del rumore maggiore a quello garantito dall'algoritmo LMS si è deciso di scartare l'algoritmo.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| 200 Hz, W=755μW, l=... | 2 | 3 | 10 | 20 |
|------------------------------|-------|-------|-------|-------|
| $L_{p,eq\ tot} [dB]$ | 89,82 | 89,56 | 89,72 | 97,01 |
| $L_{p,eq\ 15-58} [dB]$ | 89,78 | 89,31 | 89,52 | 97,03 |

Tabella 9 – Risultati con l'algoritmo RLS

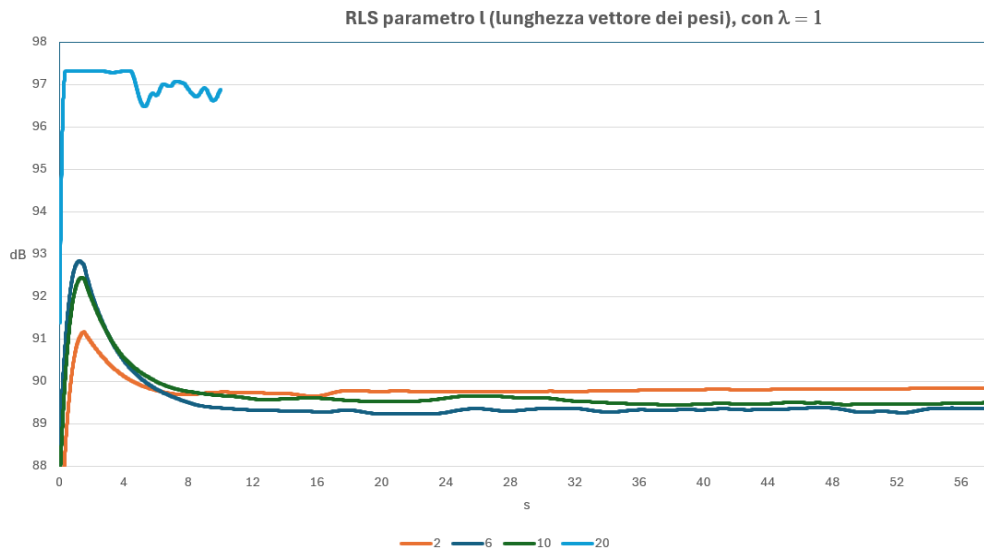


Figura 71 - Algoritmo RLS variazione della lunghezza del vettore dei pesi

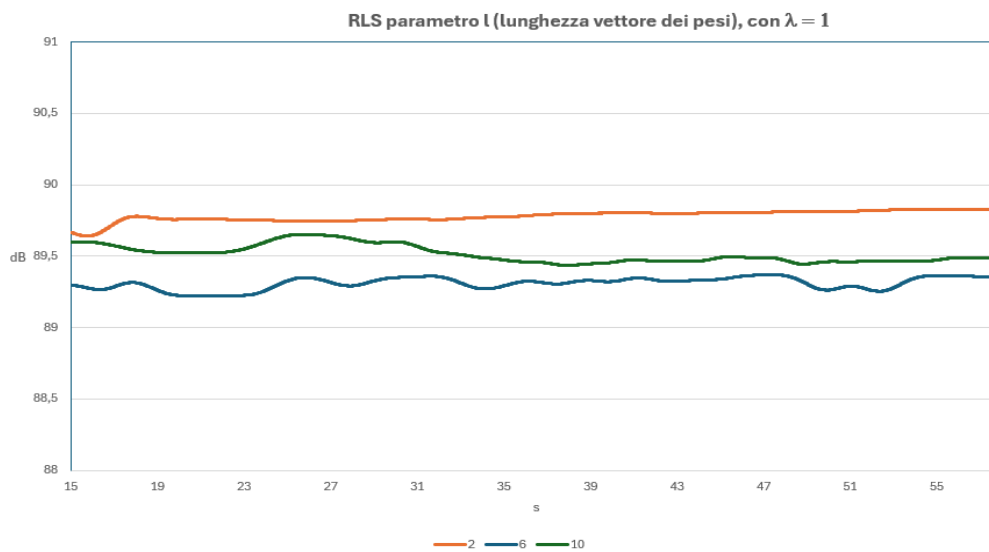


Figura 72 – Particolare della finestra d'acquisizione

6.4 Risultati finali con il modello migliore

Dopo l'esecuzione e l'analisi di queste prove è stato scelto il modello migliore, ovvero quello che garantisce il miglior abbattimento del rumore, l'algoritmo LMS con coefficiente di apprendimento μ pari a 0,01.

In seguito, sono state realizzate diverse prove a diverse frequenze e potenze sonore di eccitazione ed ognuna di esse sono state eseguite:

- sul pannello libero (senza shaker montato);
- sul pannello con lo shaker montato ma il sistema di controllo non attivo;
- sul pannello con lo shaker e il sistema di controllo attivo.

6.4.1 Prove con frequenza a 200 Hz e potenza sonora a 755 μ W

La prima analisi viene effettuata con una frequenza di eccitazione imposta a 200 Hz e potenza sonora della sorgente di 755 μ W. Di seguito sono riportati, all'interno di una tabella, i risultati di livello di pressione sonora equivalente per ogni prova, tenendo conto del tempo totale di acquisizione e della finestra temporale 15-58 secondi.

| pannello libero | |
|--------------------------------|--------------|
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 90,77 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 90,39 |
| | |
| pannello con shaker non attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 90,68 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 90,37 |
| | |
| pannello con shaker attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 89,09 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 88,92 |

Tabella 10 – Risultati delle prove a 200Hz $W=755\mu W$

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

Inoltre, si rappresenta il grafico e in seguito il particolare degli andamenti del livello di pressione sonora in funzione del tempo, in cui è indicata in blu la curva riguardante la prova con il pannello libero, in arancione la prova con lo shaker montato ma non attivo e in verde la prova con il sistema di controllo funzionante.

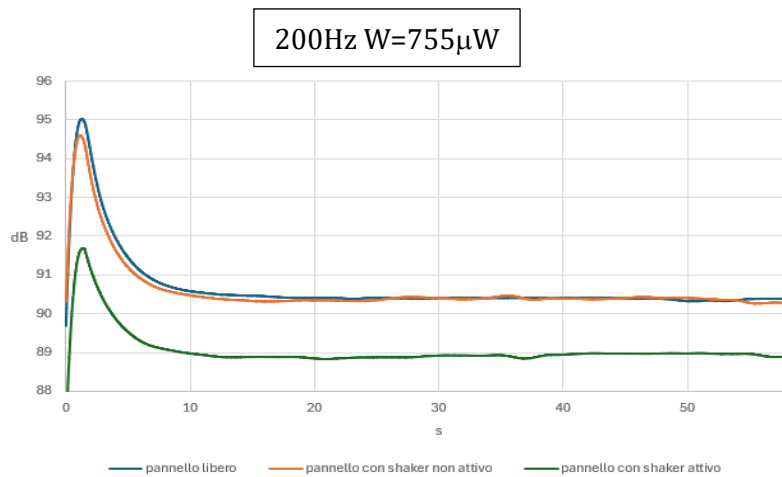


Figura 73 - Prove a 200Hz W=755µW

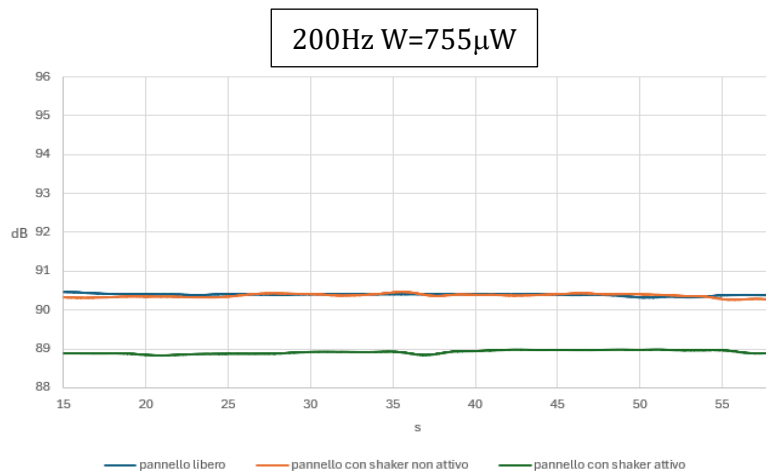


Figura 74 - Particolare della finestra d'acquisizione

Da questi risultati si evince che il peso dello shaker non influenza il problema, in quanto i valori di livello di pressione sonora nel caso del pannello libero e del pannello

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

con shaker montato non variano di molto. Per di più si nota un **abbattimento totale** del rumore di **1,5 dB** rispetto alla configurazione di riferimento iniziale.

6.4.2 Prove con frequenza a 200 Hz e potenza sonora a 190 μ W

Il caso di studio successivo prevede un'eccitazione sonora con una frequenza sempre pari a 200 Hz ma ad una potenza sonora di 190 μ W. I risultati sono riportati di seguito, con prima la tabella e poi i grafici.

| pannello libero | |
|--------------------------------|-------|
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 81,46 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 81,36 |
| | |
| pannello con shaker non attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 81,15 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 80,98 |
| | |
| pannello con shaker attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 80,72 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 80,43 |

Tabella 11 - Risultati delle prove a 200Hz $W=190\mu W$

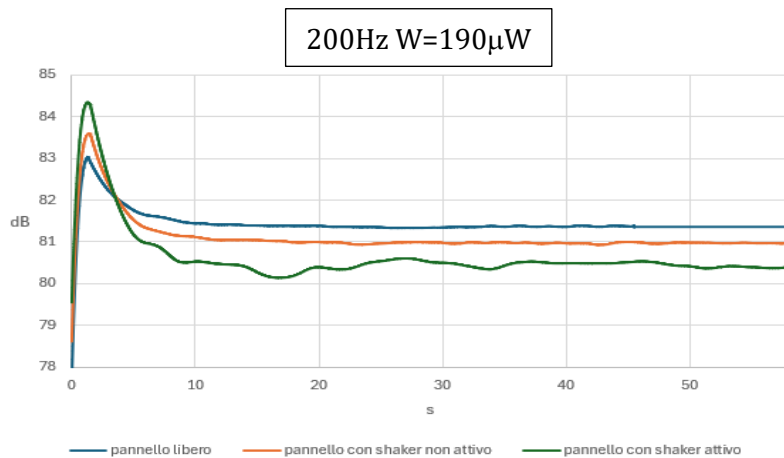


Figura 75 - Prove a 200Hz $W=190\mu W$

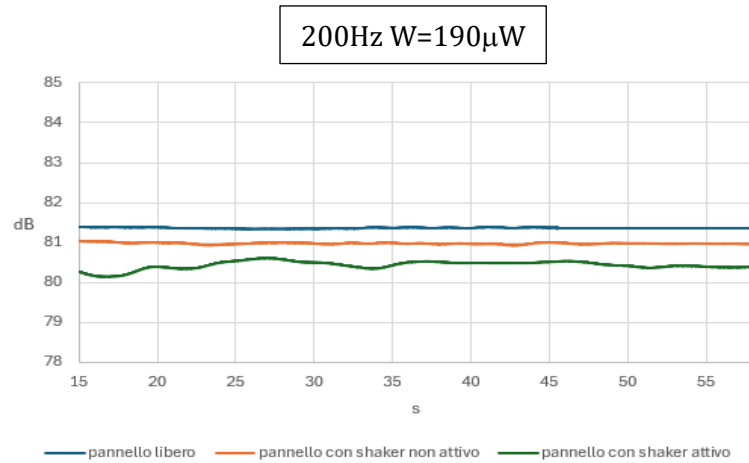


Figura 76 – Particolare della finestra d'acquisizione

I risultati ottenuti dimostrano che il peso dello shaker ha un impatto più significativo rispetto al caso precedente, dove la potenza sonora era maggiore. In più l'abbattimento del rumore non dimostra una grande efficacia, visto che si parla di valori al di sotto dell'unità di dB.

6.4.3 Prove con frequenza a 150 Hz e potenza sonora a 755 μ W

Quest'altro caso di studio presenta un'eccitazione sonora di 150 Hz, ovvero la stessa frequenza propria del pannello ottenuta dall'analisi modale precedentemente fatta. La potenza sonora è di 755 μ W. Di seguito la tabella e i grafici.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| pannello libero | |
|--------------------------------|-------|
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 97,28 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 97,32 |
| pannello con shaker non attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 76,23 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 76,18 |
| pannello con shaker attivo | |
| $L_{p,eqTOT}$ [dB] | 74,24 |
| $L_{p,eq 15-58}$ [dB] | 74,01 |

Tabella 12 - Risultati delle prove a 150Hz $W=755\mu W$

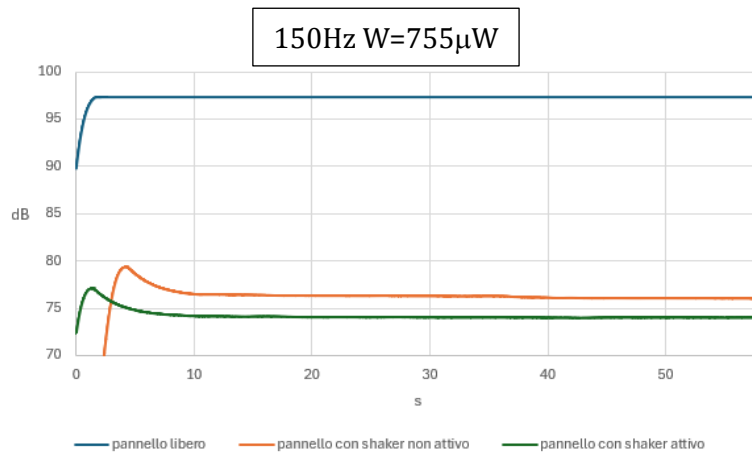


Figura 77 - Prove a 150Hz $W=755\mu W$

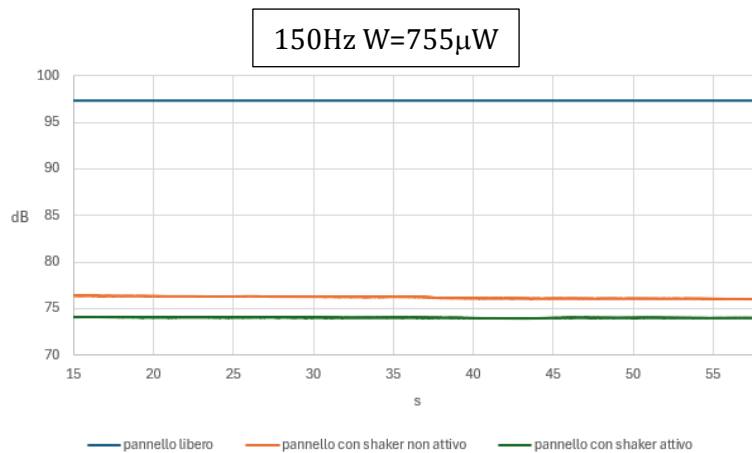


Figura 78 - Particolare della finestra d'acquisizione

Dai risultati si nota che nella prova con il pannello libero, quest'ultimo amplifica la propria vibrazione sempre più e ciò comporta un livello di pressione sonora più alto rilevato dal microfono, il quale ha un limite superiore di misura di circa 97 dB. È confermata la risonanza a 150 Hz predetta dall'analisi modale. Con lo shaker montato si ottengono valori molto più bassi di rumore ma questo è dovuto dalla sua influenza sul pannello, in quanto ne modifica il peso e la geometria e quindi non presenterà più una frequenza di risonanza per i 150 Hz. In sostanza, il grande guadagno totale, di oltre 20 dB, non deve essere valutato come un risultato in assoluto positivo, perché è quasi totalmente dipendente dalla modifica del peso e della geometria del pannello e non dal sistema di controllo progettato.

6.4.4 Prove con frequenza a 100 Hz e potenza sonora a 190 μ W

Le ultime prove sono state realizzate con un'eccitazione sonora a 100 Hz e con una potenza sonora pari a 190 μ W. Di seguito la tabella e i grafici ottenuti.

| | |
|---------------------------------------|--------------|
| pannello libero | |
| L_{p,eqTOT} [dB] | 83,68 |
| L_{p,eq 15-58} [dB] | 84,08 |
| | |
| pannello con shaker non attivo | |
| L_{p,eqTOT} [dB] | 79,21 |
| L_{p,eq 15-58} [dB] | 79,26 |
| | |
| pannello con shaker attivo | |
| L_{p,eqTOT} [dB] | 78,93 |
| L_{p,eq 15-58} [dB] | 78,94 |

Tabella 13 - Risultati delle prove a 100Hz W=190 μ W

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

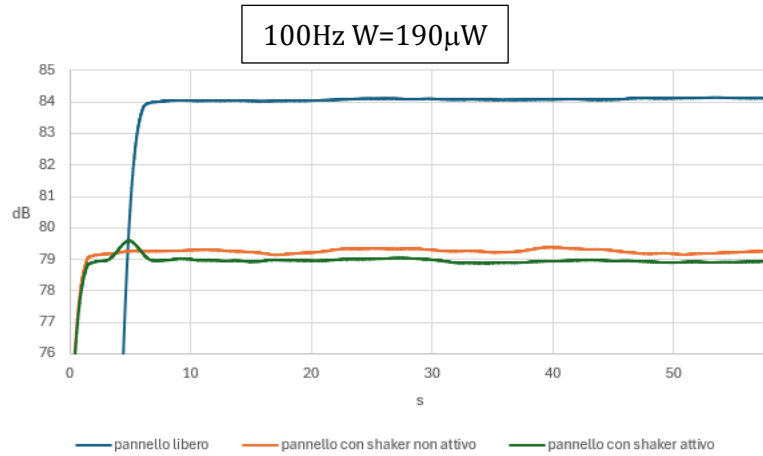


Figura 79 - Prove a 100Hz W=190μW

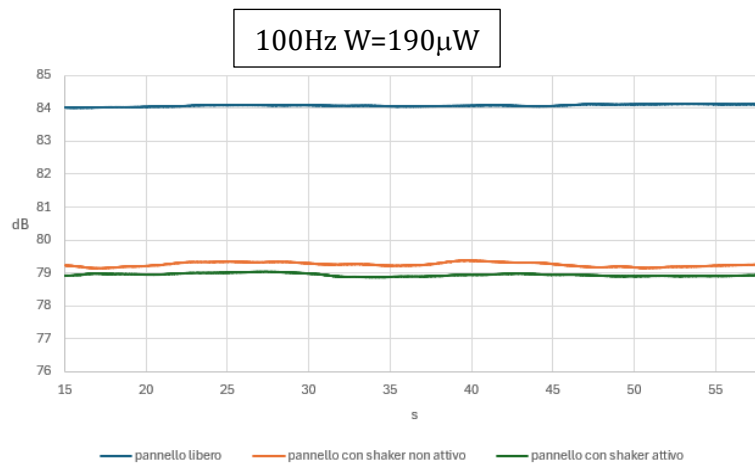


Figura 80 - Particolare della finestra d'acquisizione

I risultati di queste prove mostrano il chiaro segno dell'incidenza del peso dello shaker sull'abbattimento del rumore e una bassa capacità del sistema di controllo di adempire il suo compito. Seppur l'abbattimento totale è di 5,14 dB, soltanto 0,32 dB dipendono dal sistema di controllo, mentre il restante 4,82 dB è dovuto dal peso dello shaker che ne smorza le vibrazioni.

Conclusioni e sviluppi futuri

In seguito alle prove e alle analisi effettuate si può affermare che più la frequenza di eccitazione sonora è bassa più il peso dello shaker incide sullo smorzamento del pannello e quindi sulla riduzione del rumore. Inoltre, meno potenza sonora della sorgente di eccitazione comporta meno capacità del sistema di controllo di abbattere il rumore. Il caso migliore si è verificato a 200 Hz con una potenza sonora di eccitazione di 755 μ W. Infatti, in quel caso il peso dello shaker si è dimostrato irrilevante ed il sistema ha garantito un buon risultato. Tuttavia, nonostante le prove siano state diverse manca ancora un carattere statistico e deterministico ai risultati che non permette di essere troppo sicuri dei risultati ottenuti. Si può affermare che da questo primo studio siano presenti le tendenze indicate ma andrebbero approfondite con ulteriori prove per un consolidamento.

Ulteriormente, il passo successivo sarà la sostituzione dello shaker con un altro dispositivo più leggero, in quanto lo shaker utilizzato presenta una massa di 0.84 kg. Considerando che il pannello in Gillfab, su cui è montato lo shaker, ha una massa di 0,5 kg, si deduce che il rapporto dei pesi non è accettabile, in quanto questo si tratta di un test su un prototipo dell'elicottero in miniatura e quindi le masse sono di conseguenza ridotte. Il dispositivo sostitutivo si può trovare eseguendo un'altra ricerca su diversi bass shaker in commercio oppure sviando verso altri dispositivi che trasducono sempre il segnale elettrico in vibrazione meccanica, un esempio possono essere gli attuatori piezoelettrici. Essi garantiscono lo stesso funzionamento con un peso ridotto ma anche con una potenza disponibile minore. Comunque, l'azienda ha la visione di implementare un layer di nano shaker, il quale rivestirà i pannelli della cabina, che andranno ad eccitare il pannello idealmente nel campo del continuo.

Inoltre, per ridurre il transitorio iniziale, in cui si ha un incremento del livello di pressione sonora, potrebbe essere efficace considerare di effettuare delle calibrazioni iniziali off line. Per cui vengono ricavati i valori dei coefficienti del vettore calcolato dall'algoritmo una volta che si sia stabilizzato il sistema e procedono ad essere usati per inizializzare il vettore nel caso della prova definitiva, la quale simulerà la

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

condizione reale a cui è sottoposta la cabina dell'elicottero in condizioni di volo. In questa maniera si potrebbe verificare una diminuzione del lasso temporale del transitorio iniziale. Tuttavia, queste prove di calibrazioni devono essere effettuate per ogni frequenza che si ritenga opportuna ad analizzare, come in questa tesi sono stati scelti i valori di 100, 150, 200 Hz e la potenza sonora associata. Fatto ciò, si potrebbe realizzare un modello computazionale a rete neurale che sia in grado di scegliere il set di coefficienti che inizializzano il vettore dei pesi, in base alla sollecitazione a cui è sottoposto il pannello. Gli algoritmi a rete neurale sono modelli computazionali ispirati al funzionamento del cervello umano. Essi utilizzano strati di nodi interconnessi, chiamati neuroni artificiali, per elaborare informazioni. Questi sono impiegati nell'apprendimento automatico nel campo dell'intelligenza artificiale e nel machine learning. [27] Inoltre si può approfondire la ricerca sugli algoritmi in letteratura usati nella fase di filtraggio e inversione del segnale.

Gli sviluppi futuri vedranno un sistema di controllo multicanale, ovvero composto da più accelerometri e più dispositivi che, come lo shaker, trasducono il segnale elettrico in vibrazione meccanica. Questo è necessario per intervenire nei vari punti in cui stanno vibrando i pannelli che rivestono la cabina, così da garantire il raggiungimento dell'obiettivo posto.

In conclusione, l'esito di tale sperimentazione si può valutare come positivo, poiché è stato possibile implementare un sistema di controllo funzionante, seppur con delle evidenti limitazioni. Tuttavia, c'è da ricordare che questa tesi risulta essere un primo approccio alla risoluzione del problema del rumore in cabina utilizzando un sistema di controllo attivo e non vi era la presunzione di realizzare fin da subito un sistema perfettamente operante ed efficiente che potesse essere aggiunto nell'elicottero.

In ogni caso, è stata tracciata una strada ricca di potenzialità da esplorare.

Appendice

Accelerometro monoassiale PCB Piezotronics 353B03



Model 353B03

ACCELEROMETER KIT

Installation and Operating Manual

**For assistance with the operation of this product,
contact the PCB Piezotronics, Inc.**

Toll-free: 716-684-0001

24-hour SensorLine: 716-684-0001

Fax: 716-684-0987

E-mail: info@pcb.com

Web: www.pcb.com



General OPERATING GUIDE

for use with

PIEZOELECTRIC ICP® ACCELEROMETERS

SPECIFICATION SHEET, INSTALLATION DRAWING AND CALIBRATION INFORMATION ENCLOSED

PCB ASSUMES NO RESPONSIBILITY FOR DAMAGE CAUSED TO THIS PRODUCT AS A RESULT OF PROCEDURES THAT ARE INCONSISTENT WITH THIS OPERATING GUIDE.

1.0 INTRODUCTION

Congratulations on the purchase of a quality, ICP® acceleration sensor. In order to ensure the highest level of performance for this product, it is imperative that you properly familiarize yourself with the correct mounting and installation techniques before attempting to operate this device. If, after reading this manual, you have any additional questions concerning this sensor or its application, feel free to call a factory Application Engineer at 716-684-0001 or your nearest PCB sales representative.

2.0 ICP® ACCELEROMETERS

Powered by simple, inexpensive, constant-current signal conditioners, these sensors are easy to operate and interface with signal analysis, data acquisition and recording instruments. The following features further characterize ICP® sensors:

- Fixed voltage sensitivity, regardless of cable type or length.
- Low-impedance output signal, which can be transmitted over long cables in harsh environments with virtually no loss in signal quality.
- Two-wire operation with low cost coaxial cable, two-conductor ribbon wire or twisted-pair cabling.
- Low-noise, voltage-output signal compatible with standard readout, signal analysis, recording, and data acquisition equipment.
- Low cost per-channel - ICP® accelerometers require only an inexpensive, constant-current signal conditioner to operate.

- Intrinsic self-test feature – monitoring the sensor's output bias voltage provides an indication of proper operation, faulty condition, and bad cables.

In the rear of this manual you will find a **Specification Sheet**, which provides the complete performance characteristics of your particular sensor.

3.0 OPTIONAL FEATURES

Many sensors are supplied with standard, optional features. When listed before the model number, the following prefix letters indicate that the sensor is manufactured or supplied with a particular optional feature: "A" option: adhesive mount; "HT" option: extended high temperature range; "J" option: electrically ground isolated; "M" option: metric mounting thread; "Q" option: extended discharge time constant; "T" option: built-in transducer electronic data sheet (TEDS); and "W" option: attached, water-resistant cabling. Other prefix letters, such as "K", "KR", "GK", "GKR", "KL", and "GKL", indicate that the sensor is ordered in kit form, including interconnect cabling and signal conditioner. If you have any questions or concerns regarding optional features, consult the Vibration Division's product catalog or contact a PCB factory representative.

4.0 INSTALLATION OVERVIEW

When choosing a mounting method, consider closely both the advantages and disadvantages of each technique. Characteristics like location, ruggedness, amplitude range, accessibility, temperature, and portability are extremely critical. However, the most important and often overlooked consideration is the effect the mounting technique has on the high-frequency performance of the accelerometer.

® ICP is a registered trademark of PCB Group, Inc., which uniquely identifies PCB sensors that incorporate built-in microelectronics.

Shown in figure 1 are six possible mounting techniques and their effects on the performance of a typical piezoelectric accelerometer. (Note that not all of the mounting methods may apply to your particular sensor). The mounting configurations and corresponding graph demonstrate how the high-frequency response of the accelerometer may be compromised as mass is added to the system and/or the mounting stiffness is reduced.

NOTE: The low-frequency response is unaffected by the mounting technique. This roll-off behavior is typically fixed by the sensor's built-in electronics. However, when operating AC-coupled signal conditioners with readout devices having an input impedance of less than one megohm, the low frequency range may be affected. If necessary, contact a factory representative for further assistance.

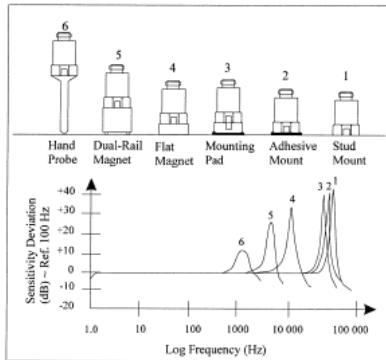


Figure 1. Assorted Mounting Configurations and Their Effects on High Frequency

4.1 STUD MOUNT

This mounting technique requires smooth, flat contact surfaces for proper operation and is recommended for permanent and/or secure installations. Stud mounting is also recommended when testing at high frequencies.

NOTE: Do NOT attempt mounting on curved, rough, or uneven surfaces, as the potential for misalignment and limited contact surface may significantly reduce the sensor's upper operating frequency range.

STEP 1: First, prepare a smooth, flat mounting surface, then drill and tap a mounting hole in the center of this area as shown in Figure 2 and in accordance with the enclosed **Installation Drawing**.

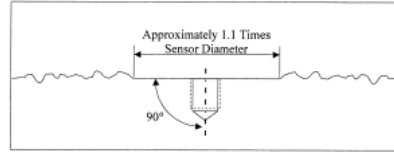


Figure 2. Mounting Surface Preparation

A precision-machined mounting surface with a minimum finish of 63 μm (0.00016 mm) is recommended. (If it is not possible to properly prepare the test structure mounting surface, consider adhesive mounting as a possible alternative). Inspect the area, checking that there are no burrs or other foreign particles interfering with the contact surface.

STEP 2: Wipe clean the mounting surface and spread on a light film of grease, oil, or similar coupling fluid prior to installation.

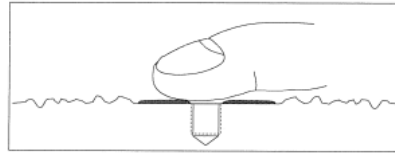


Figure 3. Mounting Surface Lubrication

Adding a coupling fluid improves vibration transmissibility by filling small voids in the mounting surface and increasing the mounting stiffness. For semi-permanent mounting, substitute epoxy or another type of adhesive.

STEP 3: Screw the mounting stud into the base of accelerometer and hand-tighten (this step is unnecessary for units having an integral mounting stud). Then, screw the sensor into the tapped hole that was prepared in the test object. Tighten the unit in place by applying, with a torque wrench, the recommended mounting torque, as listed on the enclosed **Installation Drawing**.

NOTE: It is important to use a torque wrench during this step. Under-torquing the sensor may not adequately couple the device; over-torquing may result in stud failure.

4.2 ADHESIVE MOUNT

Adhesive mounting is often used for temporary installation or when the test object surface cannot be adequately prepared for stud mounting. Adhesives like hot glue and wax perform well for temporary installations whereas two-part epoxies and quick-bonding gels (super glue) provide a more permanent installation. Two

techniques are used for adhesive mounting; they are via an adhesive mounting base (method 1 below) or direct adhesive mounting (method 2 below).

NOTE: *Adhesively mounted sensors often exhibit a reduction in high-frequency range. Generally, smooth surfaces and stiff adhesives provide the best high frequency response.*

METHOD 1 - Adhesive Mounting Base

This method involves attaching a base to the test structure, then securing the sensor to the base. This allows for easy removal of the accelerometer. Also, since many bases are manufactured of "hard-coated" aluminum, they provide electrical isolation to eliminate ground loops and reduce electrical interference that may propagate from the surface of the test object.

STEP 1: Prepare a smooth, flat mounting surface. A minimum surface finish of 63 μin (0.00016 mm) generally works best.

STEP 2: Stud-mount the sensor to the flat side of the appropriate adhesive mounting base according to the guidelines set forth in **STEPS 2** and **3** of the Stud Mount Procedure presented above.

STEP 3: Place a small portion of adhesive on the underside of the mounting base (the underside is discernable by the concentric grooves which are designed to accept the adhesive). Firmly press down on the assembly to displace any extra adhesive remaining under the base.

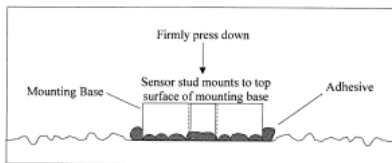


Figure 4. Mounting Base: Adhesive Installation

METHOD 2 - Direct Adhesive Mount

For restrictions of space or for convenience, most sensors can be adhesive-mounted directly to the test structure (an exception being units having integral mounting studs).

STEP 1: Prepare a smooth, flat mounting surface. A minimum surface finish of 63 μin (0.00016 mm) generally works best.

STEP 2: Place a small portion of adhesive on the underside of the sensor. Firmly press down on the top of the assembly to displace any adhesive. Be aware that

excessive amounts of adhesive can make sensor removal difficult. Also, adhesive that may invade the tapped mounting hole in the base of the sensor will compromise future ability to stud mount the unit.

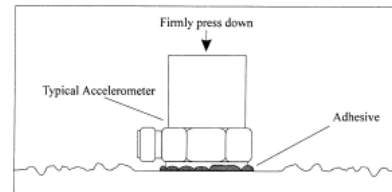


Figure 5. Direct Adhesive Mounting

4.2-1 ADHESIVE MOUNT REMOVAL (other than wax)

NOTE: *A debonder should always be used to avoid sensor damage.*

To avoid damaging the accelerometer, a debonding agent must be applied to the adhesive prior to sensor removal. With so many adhesives in use (everything from super glues, dental cement, epoxies, etc), there is no universal debonding agent available. The debonder for the Loctite 454 adhesive that PCB offers is Acetone. If you are using anything other than Loctite 454, you will have to check with the individual manufacturers for their debonding recommendations. The debonding agent must be allowed to penetrate the surface in order to properly react with the adhesive, so it is advisable to wait a few minutes before removing the sensor.

After the debonding agent has set, you can use an ordinary open-end wrench if the accelerometer has a hex base or square base, or the supplied removal tool for teardrop accelerometers. After attaching either, use a gentle shearing (or twisting) motion (by hand only) to remove the sensor from the test structure.

4.3 MAGNETIC MOUNT

Magnetic mounting provides a convenient means for making quick, portable measurements and is commonly used for machinery condition monitoring, predictive maintenance, spot checks, and vibration trending applications.

NOTE: *The correct magnet choice and an adequately prepared mounting surface are critical for obtaining reliable measurements, especially at high frequencies. Poor installations can cause as much as a 50% drop in the sensor frequency range.*

Not every magnet is suitable for all applications. For example, rare earth magnets are commonly used because

of their high strength. Flat magnets work well on smooth, flat surfaces, while dual-rail magnets are required for curved surfaces such as motor housings and pipes. In the case of non-magnetic or rough surfaces, it is recommended that the user first weld, epoxy, or otherwise adhere a steel mounting pad to the test surface. This provides a smooth location for mounting and a target to insure that subsequent measurements for trending purposes are taken at the same location.

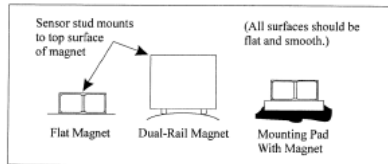


Figure 6. Magnet Types

STEP 1: Prepare a smooth, flat mounting surface. A minimum surface finish of 63 μin (0.00016 mm) generally works best. After cleaning the surface and checking for burrs, apply a light film of silicone grease, machine oil, or similar-type coupling fluid.

STEP 2: After choosing the correct magnet type, inspect the magnet, verifying that its mounting surfaces are flat and smooth.

STEP 3: Stud-mount the accelerometer to the appropriate magnet according to the guidelines set forth in STEP 3 of the above Stud Mount Procedure.

STEP 4: To avoid damage to the sensor, install the magnet/sensor assembly to the prepared test surface by gently “rocking” or “sliding” it into place.

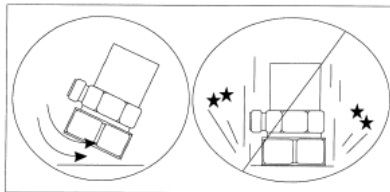


Figure 7. Magnet Mounting

CAUTION: Magnetically mounting of an accelerometer has the potential to generate very high (and very damaging) acceleration (g) levels. To prevent such damage, exercise caution and install the assembly gently by rocking it into place. If shock is expected to be a particular concern, use a sensor with built-in shock protection. For further assistance, contact a factory representative.

4.4 HANDHELD OR PROBE TIP MOUNT

This method is NOT recommended for most applications. Both the accuracy and repeatability at low (<5 Hz) and high frequency (>1 kHz) ranges are questionable. It is generally used only for machinery condition monitoring, when installation space is restricted, or other portable trending applications. The technique, however, can be useful for initially determining locations of greatest vibration to establish a permanent sensor installation point.

5.0 CABLING

Care and attention to cable installation and cable condition is essential as the reliability and accuracy of any measurement system is no better than that of its weakest link. Do to the nature of vibration measurements, all sensor cables will ultimately fatigue and fail. Good installation practice will extend the life of a cable, however, it is highly recommended to keep spare cables on hand to enable continuation of the test in the event of a cable failure.

STEP 1: Ascertain that you have the correct cable type.

One cable type cannot satisfy all applications. ICP[®] sensors can be operated with any ordinary two-wire or coaxial cable. Special, low-noise cables that are typically recommended for use with high-impedance, charge-output sensors can also be used. For applications requiring conformity to **CE**, low noise cables are essential. Industrial applications often require shielded, twisted-pair cables to reduce the effects of EMI and RFI that is present near electrical motors and machinery. Teflon-jacketed cabling may be necessary to withstand corrosive environments and higher temperatures. Consult the Vibration Division's product catalog for more information about cables or feel free to contact a factory representative for a specific recommendation on cables that are best suited for your application.

STEP 2: Connect the cable to the accelerometer.

A small amount of thread-locking compound placed on the connector threads prior to attachment helps secure the cable during testing. In wet, oily, or dirty environments, the connection can be sealed with silicone rubber sealant, O-rings, and flexible, heat-shrink tubing.

Coaxial Cables: Make connection by inserting the cable's connector pin into the sensor's mating socket. Then thread the connector into place by turning the cable connector's outer shell onto the accelerometer's electrical connector.

NOTE: Do not spin the accelerometer while holding the cable connector stationary, as this will cause undue

friction on the center pin of the cable connector and lead to premature fatigue.

Multi-pin connectors: Make connection by inserting the sensor's mating pins onto the cable connector's mating sockets. Then thread the connector into place by turning the cable connector's outer shell onto the accelerometer's electrical connector.

Pigtail Connections: Certain miniature accelerometers and shock sensors are provided with lightweight cables attached to "Pigtail" connections. This type of connection reduces overall weight and incidence of connection intermittency under shock conditions. In the event of a cable or connection failure, the cables may be repaired in the field simply by re-soldering the stripped leads to the exposed pins on the sensor. (Check the **Installation Drawing** to determine signal and ground pins). In many cases, it is also helpful to protect the solder joint with heat-shrink tubing or epoxy.

NOTE: *If you do not have the experience or resources to attach pigtail leads, consult PCB to discuss factory attachment. Damage to internal electronics may be caused by excessive heat during soldering and such failure is not covered by warranty.*

STEP 3: Route the cable to the signal conditioner, making certain to relieve stress on the sensor/cable connection. Also, minimize cable motion by securing it with tape, clamps or ties at regular intervals.

Common sense should be used to avoid physical damage and minimize electrical noise. For instance, avoid routing cables near high-voltage wires. Do not route cables along floors or walkways where they may be stepped on or become contaminated. To avoid ground loops, shielded cables should have the shield grounded at one end only, typically at the signal conditioner.

STEP 4: Finally, connect the remaining cable end to the signal conditioner. It is good practice to dissipate any electrical charge that may have accumulated in the cable by shorting the signal pin to the ground pin or shell prior to attachment.

6.0 POWERING

All ICP® sensors require constant current excitation for proper operation. For this reason, use only PCB constant-current signal conditioners or other approved constant-current sources. A typical system schematic is shown in Figure 8.

NOTE: *Damage to the built-in electronics resulting from the application of incorrect power, or the use of an unapproved power source, is NOT covered by warranty.*

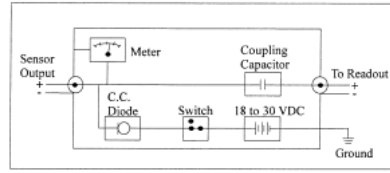


Figure 8. Typical System Schematic

The power supply consists of a current-regulated, 18 to 30 VDC source. This power is regulated by a current-limiting circuit, which provides the constant-current excitation required for proper operation of ICP® sensors. In general, battery-powered devices offer versatility for portable, low-noise measurements, whereas line-powered units provide the capability for continuous monitoring. Consult the Vibration Division's product catalog for more information about signal conditioners.

NOTE: *Under no circumstances should a voltage be supplied to an ICP® accelerometer without a current-regulating diode or equivalent electrical circuit. This may include ohmmeters, multi-meters and continuity testers.*

Meters or LEDs are used on PCB signal conditioners to monitor the bias voltage on the sensor output signal, to check sensor operation, and detect cable faults. Normally, a "yellow" reading indicates an open circuit; "green" indicates normal operation; and "red" indicates either a short or overload condition. Finally, a capacitor at the output stage of the device removes the sensor output bias voltage from the measurement signal. This provides a zero-based, AC-coupled output signal that is compatible with most standard readout devices.

NOTE: *Units having a low bias voltage may be in the "red," when actually they are working properly. If suspect, the bias voltage can be checked with a voltmeter attached to a "T" connector installed on the input connector to the signal conditioner.*

Note: *For readout devices having an input impedance near one gigohm (as encountered with some A to D converters), it may be necessary to place a one megohm resistor in parallel to the readout input to eliminate slow turn-on and signal drift.*

Today, many FFT analyzers, data acquisition modules, and data collectors have the proper constant-current excitation built-in for direct use with ICP® sensors. Before using this feature, however, check that the supply voltage and constant current are within acceptable limits for use with your particular sensor. (Check enclosed **Specification Sheet**). Please contact the respective signal

conditioner manufacturer or check the product manual for more information.

7.0 OPERATING

After completing the system setup, switch on the signal conditioner and allow 1 to 2 minutes for the system to stabilize. The meter (or LED) on the signal conditioner should be reading "green." This indicates proper operation and you may begin taking measurements. If a faulty condition is indicated (red or yellow reading), first check all system connections, then check the functionality of the cable and signal conditioner. If the system still does not operate properly, consult a PCB factory representative.

NOTE: Always operate the accelerometer within the limitations listed on the enclosed *Specification Sheet*. Operating the device outside these parameters can cause temporary or permanent damage to the sensor.

8.0 ACCELEROMETER CALIBRATION

Accelerometer calibration provides, with a definable degree of accuracy, the necessary link between the physical quantity being measured and the electrical signal generated by the sensor. In addition, other useful information concerning operational limits, physical parameters, electrical characteristics, or environmental influences may also be determined. Without this link, analyzing data becomes a nearly impossible task. Fortunately, most sensor manufacturers provide a calibration record that documents the exact characteristics of each sensor. (The type and amount of data varies depending on the manufacturer, sensor type, contractual regulations, and other special requirements).

Under normal conditions, piezoelectric sensors are extremely stable, and their calibrated performance characteristics do not change over time. However, the sensor may be temporarily or permanently affected by harsh environments influences or other unusual conditions that may cause the sensor to experience dynamic phenomena outside of its specified operating range. This change manifests itself in a variety of ways, including: a shift of the sensor resonance due to a cracked crystal; a temporary loss of low-frequency measuring capability due to a drop in insulation resistance; or total failure of the built-in microelectronic circuit due to a high mechanical shock.

For these reasons, it is recommended that a recalibration cycle be established for each accelerometer. This schedule is unique and is based on a variety of factors, such as: extent of use, environmental conditions, accuracy requirements, trend information obtained from previous calibration records, contractual regulations, frequency of "cross-checking" against other equipment, manufacturer recommendation, and any risk associated with incorrect

readings. International standards, such as ISO 10012-1, provide insight and suggest methods for determining recalibration intervals for most measuring equipment. With the above information in mind and under "normal" circumstances, PCB conservatively suggests a 12- to 24-month recalibration cycle for most piezoelectric accelerometers.

NOTE: It is good measurement practice to verify the performance of each accelerometer with a *Handheld Shaker* or other calibration device before and after each measurement. The *PCB Handheld Shaker* operates at a fixed frequency and known amplitude (1.0 g) to provide a quick check of sensor sensitivity.

8.1 RECALIBRATION SERVICE

PCB offers recalibration services for our piezoelectric accelerometers, as well as units produced by other manufacturers. Our internal metrology laboratory is certified to ISO 9001, accredited by A2LA to ANSI/IEC 17025 and ANSI/NCSL Z540-1, complies with ISO 10012-1 (and former MIL-STD-45662A), and uses equipment directly traceable to NIST. Our investment in equipment, traceability and conformance to industry standards ensures accurate calibration against relevant specifications, in a timely fashion.

8.2 BACK-TO-BACK CALIBRATION THEORY

Many companies choose to purchase the equipment necessary to perform the recalibration procedure in house. While this may result in both a savings of time and money, it has also been attributed to incorrect readings and costly errors. Therefore, in an effort to prevent the common mistakes associated with customer-performed calibration, this document includes a broad overview of the Back-to-Back Calibration technique. This technique provides a quick and easy method for determining the sensitivity of a test accelerometer over a wide frequency range.

Back-to-Back Calibration is perhaps the most common method for determining the sensitivity of piezoelectric accelerometers. This method relies on a simple comparison to a previously calibrated accelerometer, typically referred to as a reference standard.

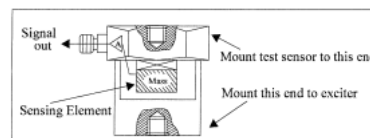


Figure 9. Reference Standard Accelerometer

These high-accuracy devices, which are directly traceable to a recognized standards laboratory, are designed for stability, as well as configured to accept a test accelerometer. By mounting a test accelerometer to the reference standard and then connecting this combination to a suitable vibration source, it is possible to vibrate both devices and compare the data as shown in Figure 10. (Test set-ups may be automated and vary, depending on the type and number of accelerometers being calibrated).

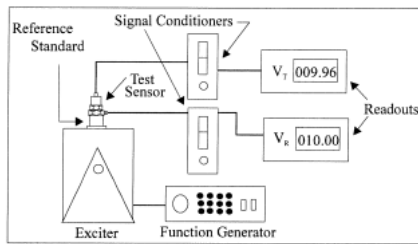


Figure 10. Typical Back-to-Back Calibration System

Because the acceleration is the same on both sensors, the ratio of their outputs (V_T/V_R) must also be the ratio of their sensitivities. With the sensitivity of the reference standard (S_R) known, the exact sensitivity of the test sensor (S_T) is easily calculated by using the following equation:

$$S_T = S_R (V_T/V_R)$$

By varying the frequency of the vibration, the sensor may be calibrated over its entire operating frequency range. The typical response of an unfiltered accelerometer is shown in Figure 11.

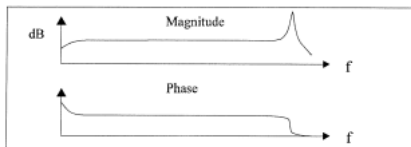


Figure 11. Typical Test Accelerometer Response

8.3 PCB CALIBRATION PROCEDURE

Numerous precautions are taken at PCB to insure accurate and repeatable results. This section provides a brief overview of the primary areas of concern.

Since the Back-to-Back Calibration technique relies on each sensor experiencing an identical acceleration level, proper mounting of the test sensor to the reference standard is imperative. Sensors with mounting holes are attached directly to the reference standard with a stud

tightened to the recommended mounting torque. A shouldered mounting stud is typically used to prevent the stud from "bottoming out" in the hole. Both mounting surfaces are precision-machined and lapped to provide a smooth, flat interface according to the manufacturer's specification. A thin layer of silicone grease is placed between the mating surfaces to fill any imperfections and increase the mounting stiffness. The cables are stress-relieved by first routing them to the shaker head, then to a nearby stationary location. This reduces cable motion, which is especially important when testing charge output sensors, and helps to prevent extraneous motion or stresses from being imparted into the system. A typical set-up is shown in Figure 12.

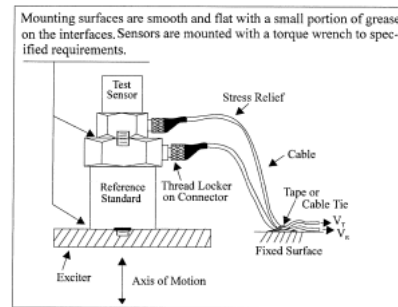


Figure 12. Typical Calibration Set-Up

Adhesively mounted sensors use similar practices. However, in this case, a small portion of quick-bonding gel, or similar temporary adhesive, is used to attach the test sensor to a reference standard designed with a smooth, flat mounting surface.

In addition to mounting, the selection of the proper equipment is critical. Some of the more important considerations include: 1) the reference standard must be specified and previously calibrated over the frequency and/or amplitude range of interest; 2) the shaker should be selected to provide minimal transverse (lateral) motion and minimal distortion; and 3) the quality of the meters, signal generator, and other devices should be selected so as to operate within the limits of permissible error.

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| Model Number | ICP® ACCELEROMETER | | Revision: G |
|--------------------------------------|--------------------|----------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 353B03 | | | ECN #: 353B9 |
| Performance | ENGLISH | SI | OPTIONAL VERSIONS Optional versions have identical specifications and accessories as listed for the standard model except where noted below. More than one option may be used. B - Low bias electronics Output Bias Voltage: 4.5 to 7.5 VDC, 4.5 to 7.5 VDC Excitation Voltage: 12 to 30 VDC, 12 to 30 VDC Constant Current Excitation: 1 to 20 mA, 1 to 20 mA Measurement Range: ± 300 g pk, ± 2943 m/s² pk J - Ground Isolated Frequency Range(± 5 %): 1 to 5000 Hz, 1 to 5000 Hz Frequency Range(± 10 %): 0.7 to 9000 Hz, 0.7 to 9000 Hz Resonant Frequency: ≥ 22 kHz, ≥ 22 kHz Electrical Isolation(Base): ≥ 10⁹ ohm, ≥ 10⁹ ohm Size - Hex x Height: 0.50 in x 0.88 in, 12.7 mm x 21.8 mm Q - Extended discharge time constant Frequency Range(± 5 %): 0.1 to 7000 Hz, 0.1 to 7000 Hz Frequency Range(± 10 %): 0.07 to 11,000 Hz, 0.07 to 11,000 Hz Discharge Time Constant: >10 sec, >10 sec Settling Time(within 10% of bias): 45 sec, 45 sec Supplied Accessory: Model ACS-4 Single axis, low frequency phase and amplitude response call from 0.5 to 10 Hz (1) W - Water Resistant Cable Electrical Connector: Sealed Integral Cable, Sealed Integral Cable Electrical Connection Position: Side, Side |
| Sensitivity(± 5 %) | 10 mV/g | 1.02 mV/(m/s²) | |
| Measurement Range | ± 500 g pk | ± 4905 m/s² pk | |
| Frequency Range(± 5 %) | 1 to 7000 Hz | 1 to 7000 Hz | |
| Frequency Range(± 10 %) | 0.7 to 11,000 Hz | 0.7 to 11,000 Hz | |
| Frequency Range(± 3 dB) | 0.35 to 20,000 Hz | 0.35 to 20,000 Hz | |
| Resonant Frequency | ≥ 38 kHz | ≥ 38 kHz | |
| Broadband Resolution(1 to 10,000 Hz) | 0.003 g rms | 0.03 m/s² rms | |
| Non-Linearity | ≤ 1 % | ≤ 1 % | |
| Transverse Sensitivity | ≤ 5 % | ≤ 5 % | |
| Environmental | | | |
| Overload Limit(Shock) | ± 10,000 g pk | ± 98,100 m/s² pk | |
| Temperature Range(Operating) | -65 to +250 °F | -54 to +121 °C | |
| Temperature Response | See Graph | See Graph | |
| Base Strain Sensitivity | ≤ 0.0005 g/μt | ≤ 0.005 (m/s²)/μt | |
| Electrical | | | |
| Excitation Voltage | 18 to 30 VDC | 18 to 30 VDC | |
| Constant Current Excitation | 2 to 20 mA | 2 to 20 mA | |
| Output Impedance | ≤ 100 ohm | ≤ 100 ohm | |
| Output Bias Voltage | 8 to 12 VDC | 8 to 12 VDC | |
| Discharge Time Constant | 0.5 to 2.6 sec | 0.5 to 2.6 sec | |
| Settling Time(within 10% of bias) | <5 sec | <5 sec | |
| Spectral Noise(1 Hz) | 2800 μg/√Hz | 27,468 (μm/sec²)/√Hz | |
| Spectral Noise(10 Hz) | 700 μg/√Hz | 6867 (μm/sec²)/√Hz | |
| Spectral Noise(100 Hz) | 180 μg/√Hz | 1766 (μm/sec²)/√Hz | |
| Spectral Noise(1 kHz) | 64 μg/√Hz | 628 (μm/sec²)/√Hz | |
| Physical | | | |
| Sensing Element | Quartz | Quartz | |
| Sensing Geometry | Shear | Shear | |
| Housing Material | Titanium | Titanium | |
| Sealing | Welded Hermetic | Welded Hermetic | |
| Size (Hex x Height) | 0.50 in x 0.81 in | 12.7 mm x 20.6 mm | |
| Weight | 0.38 oz | 10.5 gm | |
| Electrical Connector | 10-32 Coaxial Jack | 10-32 Coaxial Jack | |
| Electrical Connection Position | Side | Side | |
| Mounting Thread | 10-32 Female | 10-32 Female | |

[5]

Typical Sensitivity Deviation vs Temperature

All specifications are at room temperature unless otherwise specified.
 In the interest of constant product improvement, we reserve the right to change specifications without notice.
 ICP® is a registered trademark of PCB Group, Inc.

| | | | |
|--------------------------|---------------|---------------|---------------|
| Entered: 3/24/11 | Engineer: PGM | Sales: LBC | Approved: AP |
| Date: 3/24/11 | Date: 3/24/11 | Date: 3/24/11 | Date: 3/24/11 |
| Spec Number: 353-2030-80 | | | |

VIBRATION DIVISION
 3425 Walden Avenue, Depew, NY 14043

Phone: 716-684-0001
 Fax: 716-685-3886
 E-Mail: vibration@pcb.com

| REV | | REVISIONS | | DN |
|-----|-----------------------|-------------|---------|-------|
| | | DESCRIPTION | DATE | |
| 8 | CHANGED "Y" TOLERANCE | | 3/24/11 | 353B9 |

STANDARD STUD MOUNT

MOUNTING INSTRUCTIONS
(METRIC DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
4.5 POUND INCHES
(14.55 NEWTON CENTIMETERS)

M3 X 0.50

MOUNTING INSTRUCTIONS
(ENGLISH DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
45-55 NEWTON CENTIMETERS
(14.5 INCH POUNDS)

M3 X 0.50

MOUNTING INSTRUCTIONS
(ENGLISH DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
10-20 INCH POUNDS
(11.3-22.5 NEWTON CENTIMETERS)

M5 X 0.80

MOUNTING INSTRUCTIONS
(ENGLISH DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
13-20 INCH POUNDS
(11.3-22.5 NEWTON CENTIMETERS)

INTEGRAL MOUNT

MOUNTING THREAD SEE DRAWING

| THREAD | SEE DRAWING |
|-----------|-------------|
| M3 X 0.50 | B |
| M5 X 0.80 | D |
| M6 X 1.00 | E |
| M8 X 1.00 | F |

THRU-BOLT STUD MOUNT

1/4-28

MOUNTING INSTRUCTIONS
(METRIC DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
2-5 FOOT POUNDS
(2.5 FT NEWTON METERS)

M6 X 0.75, M6 X 1.00, M8 X 1.25

MOUNTING INSTRUCTIONS
(ENGLISH DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
3-7 NEWTON METERS (2.5 FT POUNDS)

M6 X 0.75

MOUNTING HOLE PREPARATION:

M6 X 0.75
X 7.62 (300) F MIN.
X 5.08 (200) F MIN.

M8 X 1.00

MOUNTING HOLE PREPARATION:

M8 X 1.00
X 8.13 (320) F MIN.
X 6.35 (250) F MIN.

M8 X 1.25

MOUNTING HOLE PREPARATION:

M8 X 1.25
X 8.64 (340) F MIN.
X 6.35 (250) F MIN.

MOUNTING INSTRUCTIONS
FOR SPECIAL THREAD LENGTHS
(METRIC DIMENSIONS IN BRACKETS)

MOUNTING HOLE PREPARATION:

4) RECOMMENDED MOUNTING TORQUE:
1-3 INCH POUNDS
(1.13-3.75 NEWTON METERS)

3) FOR BEST RESULTS, PLACE A THIN LAYER OF SILICONE GREASE (OR EQUIVALENT) ON INTERFACE PRIOR TO MOUNTING.

4) MOUNTING SURFACE SHOULD BE FLAT TO WITHIN .001(0.025) TR OVER DIM 'X' WITH A ✓ OR BETTER FINISH FOR BEST RESULTS.

5) DRILL PERPENDICULAR TO MOUNTING SURFACE TO WITHIN ± T.

| UNLESS OTHERWISE SPECIFIED TOLERANCES ARE: | | | | DATE | CHECKED | ENGINEER |
|--------------------------------------------|----------|---------------------------|-----------|--------------------------|---------|----------|
| DIMENSIONS IN INCHES | DECIMALS | ± | FRACTIONS | REV | REV | REV |
| ANGLES | ± | DEGREES | ± | | | |
| HOLE TOLERANCES IN INCHES | | HOLE TOLERANCES IN METRIC | | TITLE | | |
| 13 LENGTH ± | +0.0015 | 13 LENGTH ± | +0.0015 | INSTALLATION DRAWING | | |
| 13 LENGTH -0.0015 | -0.0015 | 13 LENGTH -0.0015 | -0.0015 | FOR STANDARD | | |
| 13 LENGTH -0.0015 | -0.0015 | 13 LENGTH -0.0015 | -0.0015 | OBI SERIES MOUNTING | | |
| PLUGS AND BUSH | ±0.0015 | PLUGS AND BUSH | ±0.0015 | SCALE: NONE SHEET 1 OF 1 | | |

BNC 2120 Terminal Block National Instruments

INSTALLATION GUIDE BNC-2120

Connector Accessory for E/M/S/X Series Devices

This installation guide describes how to install, configure, and use your BNC-2120 accessory with 68-pin or 100-pin E/M/S/X Series multifunction data acquisition (DAQ) devices. This document also contains accessory specifications.

The BNC-2120 has the following features:

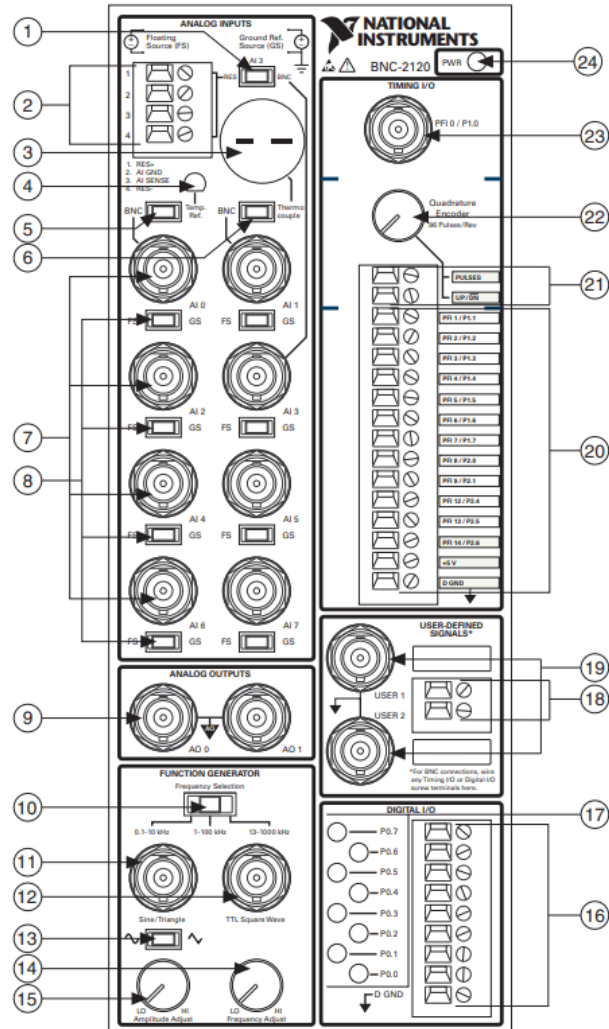
- Eight BNC connectors for analog input (AI) connection
- Onboard temperature reference
- Thermocouple connector
- Resistor measurement screw terminals
- Two BNC connectors for analog output (AO) connection
- Screw terminals for digital I/O (DIO) connection with state indicators
- Screw terminals for timing I/O (TIO) connection
- Two user-defined BNC connectors
- A function generator with the following outputs:
 - Frequency-adjustable, TTL-compatible square wave
 - Frequency- and amplitude-adjustable sine wave or triangle wave
- Quadrature encoder
- A 68-pin I/O connector that connects to multifunction DAQ devices
- Can be used on a desktop or mounted on a DIN rail

Contents

| | |
|---------------------------------------------------|----|
| What You Need to Get Started | 2 |
| Installing the BNC-2120..... | 2 |
| Connecting Analog Input Signals..... | 5 |
| Connecting Differential Analog Input Signals..... | 6 |
| Measuring Floating Signals..... | 6 |
| Measuring Ground-Referenced Signals..... | 7 |
| Measuring Temperature..... | 7 |
| Measuring Resistance..... | 8 |
| Connecting Analog Output Signals..... | 8 |
| Using the Function Generator..... | 9 |
| Connecting Timing I/O Signals..... | 9 |
| Using the Quadrature Encoder..... | 12 |
| Connecting User-Defined Signals..... | 13 |
| Connecting Digital I/O Signals..... | 14 |
| Specifications..... | 14 |



Figure 1. BNC-2120 Front Panel



| | | |
|----------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|
| 1 RES/BNC Switch (AI 3) | 9 Analog Output BNC Connector | 17 Digital I/O LEDs |
| 2 Resistor Measurement Screw Terminals | 10 Frequency Range Selection Switch | 18 User-Defined Screw Terminals |
| 3 Thermocouple Input Connector | 11 Sine/Triangle BNC Connector | 19 User-Defined BNC Connectors |
| 4 Temperature Reference | 12 TTL Square Wave BNC Connector | 20 Timing I/O Screw Terminals |
| 5 BNC/Temp. Ref. Switch (AI 0) | 13 Sine/Triangle Waveform Switch | 21 Quadrature Encoder Screw Terminals |
| 6 BNC/Thermocouple Switch (AI 1) | 14 Frequency Adjust Knob | 22 Quadrature Encoder Knob |
| 7 Analog Input BNC Connectors | 15 Amplitude Adjust Knob | 23 Timing I/O BNC Connector |
| 8 FS/GS Switches | 16 Digital I/O Screw Terminals | 24 Power Indicator LED |

To connect the BNC-2120 to your DAQ device, complete the following steps. Consult your computer or PXI/PXI Express chassis user manual for specific instructions and warnings.



Note If you have not already installed your DAQ device, refer to the *DAQ Getting Started* guides for instructions.



Caution Do *not* connect the BNC-2120 to any device other than National Instruments E/M/S/X Series multifunction DAQ devices. Doing so can damage the BNC-2120, the DAQ device, or the host computer. National Instruments is *not* liable for damage resulting from these connections.

- Place the BNC-2120 near the host computer or PXI/PXI Express chassis or use the optional DIN Rail Mounting kit for UMI-FLEX-6 and BNC boxes (Part Number 777972-01), which you can order from National Instruments at ni.com.



Caution Do *not* connect input voltages greater than $42.4 V_{pk}/60$ VDC to the BNC-2120. The BNC-2120 is not designed for any input voltages greater than $42.4 V_{pk}/60$ VDC, even if a user-installed voltage divider reduces the voltage to within the input range of the DAQ device. Input voltages greater than $42.4 V_{pk}/60$ VDC can damage the BNC-2120, all devices connected to it, and the host computer. Overvoltage can also cause an electric shock hazard for the operator. National Instruments is *not* liable for damage or injury resulting from such misuse.

- Connect the BNC-2120 to the DAQ device using the appropriate cable for your DAQ device, as listed in Table 1.



Caution To ensure the specified EMC performance, operate this product only with shielded cables and accessories.

Table 1. BNC-2120 Cabling Options

| Number of Pins | DAQ Device | Shielded Recommended Cable | Unshielded Cable |
|----------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------|------------------|
| 68-pin | DAQCard E Series, NI PCI/PCIe/PXI/PXIe M Series* NI 6143 S Series, PCIe/PXIe/USB X Series | SHC68-68-EPM | RC68-68 |
| | PCI/PXI E Series, USB Mass Termination M Series*, NI 611x/612x/613x S Series† | SH68-68-EPM | R6868† |
| 100-pin | PCI/PXI E Series | SH1006868 | — |

Caution: For compliance with Electromagnetic Compatibility (EMC) requirements, this product must be operated with shielded cables and accessories. If unshielded cables or accessories are used, the EMC specifications are no longer guaranteed unless all unshielded cables and/or accessories are installed in a shielded enclosure with properly designed and shielded input/output ports.

* You cannot connect the BNC-2120 to Connector 1 of NI 6225/6255 devices.

† Do *not* use the R6868 cable with NI 6115/6120 S Series devices; use *only* the SH68-68-EPM cable.

The power indicator LED, shown in Figure 1, lights. If it does not light, check the cable connections.

3. Launch Measurement & Automation Explorer (MAX), confirm that your DAQ device is recognized, and configure your device settings. Refer to the *DAQ Getting Started* guides for more information.
4. Connect signals to the BNC connectors and screw terminal block as described in the following sections.



Caution To ensure the specified EMC performance, operate this product only with shielded cables and accessories. When connecting signals to the screw terminal blocks, the wires must be shielded (e.g. one conductor of a shielded, multi-conductor cable). The cable shield must be terminated to the D GND or AI GND terminal of the terminal block using as short a connection as is practical.



Note With NI-DAQmx, National Instruments has revised its terminal names so they are easier to understand and more consistent among NI hardware and software products. The revised terminal names used in this document are usually similar to the names they replace. For a complete list of Traditional NI-DAQ (Legacy) terminal names and their NI-DAQmx equivalents, refer to the *Terminal Name Equivalents* table in the *NI-DAQmx Help*.

5. Test specific device functionality, such as the ability to send and receive data with MAX test panels. Refer to the *DAQ Getting Started* guides for detailed information about running test panels in MAX.

When you have finished using the BNC-2120, power off any external signals connected to the BNC-2120 before you power off your computer.

Connecting Analog Input Signals

You can use the analog input BNCs on the BNC-2120 in the following ways:

- Measure differential AI signals, as described in the [Connecting Differential Analog Input Signals](#) section
- Measure temperature, as described in the [Measuring Temperature](#) section
- Measure resistance, as described in the [Measuring Resistance](#) section

Connecting Differential Analog Input Signals

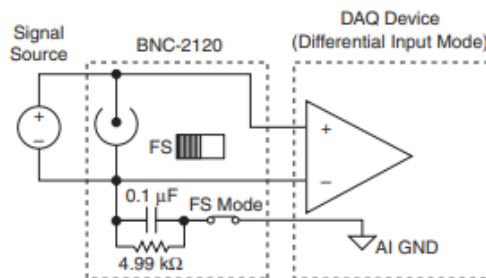
Use the BNC-2120 BNC connectors on the front panel to connect AI <0..7> signals to your DAQ device. The BNC-2120 is *only* intended for differential analog input signals. The number of connectors you use depends on your DAQ device and application. Complete the following steps to measure a differential (DIFF) analog input signal.

1. Connect the BNC cable to one of the AI <0..7> BNC connectors on the front panel.¹
2. If you are using AI 0, move the BNC/Temp. Ref. switch to the BNC position.
If you are using AI 1, move the BNC/Thermocouple switch to the BNC position.
If you are using AI 3, move the RES/BNC switch to the BNC position.
3. Configure your software to measure the channel differentially.
4. Move the FS/GS switch to the applicable position, depending on whether you are measuring a floating source (FS) or ground-referenced source (GS) analog input signal. Refer to the *Measuring Floating Signals* and *Measuring Ground-Referenced Signals* sections for more information about these signal sources.

Measuring Floating Signals

To measure floating signal sources, move the corresponding switch below the BNC connector to the FS position. In the floating source switch position, the DAQ device's amplifier negative terminal connects to ground through a 4.99 k Ω resistor, as shown in Figure 2. Refer to your DAQ device documentation for more information about measuring floating signals.

Figure 2. Measuring a Floating Signal Source



¹ When using the BNC-2120 with Connector 1 of two connector M/X Series devices, the AI <0..7> BNCs on the BNC-2120 map to the AI <16..23> channels on the device.

Signal Conditioner PCB Piezotronics 483C05/15



Model 482C15

Four-Channel, ICP Sensor Signal Conditioner

Installation and Operating Manual

**For assistance with the operation of this product,
contact the PCB Piezotronics, Inc.**

Toll-free: 716-684-0001

24-hour SensorLine: 716-684-0001

Fax: 716-684-0987

E-mail: info@pcb.com

Web: www.pcb.com





SIGNAL CONDITIONER

Models 482C05/482C15

GENERAL OPERATION MANUAL

For powering ICP[®] sensors and in-line charge converters, this signal conditioner provides a cost effective method for powering small numbers of sensor channels.

The 482C Series is available with many different options from PCB. This manual describes the functions of the most economical signal conditioner with unity gain (482C05) and x1, x10, x100 jumper selectable gain (482C15), of that series.



MANUAL #: 38410
MANUAL REV: B
ECO: 50033
10/31/2019

PCB PIEZOTRONICS, INC. 3425 WALDEN AVENUE DEPEW, NY 14043-2495 PHONE 716-684-0001 FAX 716-684-0987

[®]ICP is a registered trademark of PCB Group, Inc.

KS398

1-1. Introduction

The Model 482C05 is a basic ICP signal conditioner that provides an adjustable current source to drive ICP[®] sensors. Additionally it has Open, Short and Overload Input fault condition indicators.

The Model 482C15 is an ICP[®] signal conditioner that has all the features of the 482C05 plus jumper selectable (x1, x10, and x100) Gain options and an Overload range selection. An easy to open cover, allows access to the jumper selections.

The following sections describe these devices in more detail.

1-3. Equipment Rating

For complete specifications, please refer to the enclosed Specification Sheet. This equipment operates optimally at +32 to +120°F (0 to +50°C), in an environment having <85% relative humidity. Its line power frequency range is 47-63 Hz.

The 482C15/482C05 devices require 34-38 VDC with 200 mA to operate. In turn, they supply 26 VDC @ 2 to 20 mA excitation voltage to connected ICP[®]sensors or in-line charge converters. The units get power via AC power adaptor PCB Model 488A04, 36VDC battery pack, or a car adapter which all plug into a receptacle on the rear panel (PCB Model 488A11).

1-4. Model 482C15 System Description

The Model 482C15 is a four channel signal conditioning unit designed to interface measurement signals to readout or recording devices.

The following are features that come standard on 482C15 units:

- Input fault and overload LED's with jumper selectable overload level of +/-5V or +/-10V
- Variable ICP[®] source current, 0 to 20 mA
- Jumper selectable Voltage input mode
- Jumper selectable gain of x1, x10, x100 (482C15 Only)
- Lighted power indicator on the front panel
- Rear panel BNC input/output connectors
- Optional L.P. plug in filters (477A series type) various 2-pole frequencies avail. Consult factory

1-4.1. Model 482C15 ICP[®] Input/Output Mode

The Model 482C15 contains a regulated 26 VDC power supply that provides constant current for up to 4 individual channels. Both the output and input connections utilize BNC connectors and are brought out through the rear panel. The unit is AC coupled only. The 482C series offers optional DC Coupling. Consult factory

1-4.2. Adjusting the Current Source

The Current adjustment is located on the rear of the unit. Use a standard small flat screwdriver to adjust the "I ADJ" potentiometer. Turning the adjustment slot clockwise will increase the current, while counterclockwise will decrease the current. Do this adjustment only while a DC mA meter or DMM set to mA is connected to any "ICP" BNC. One adjustment controls all channels. The unit is factory set to 4mA and can be adjusted between 0mA-20mA.

1-4.3. Fault Indications

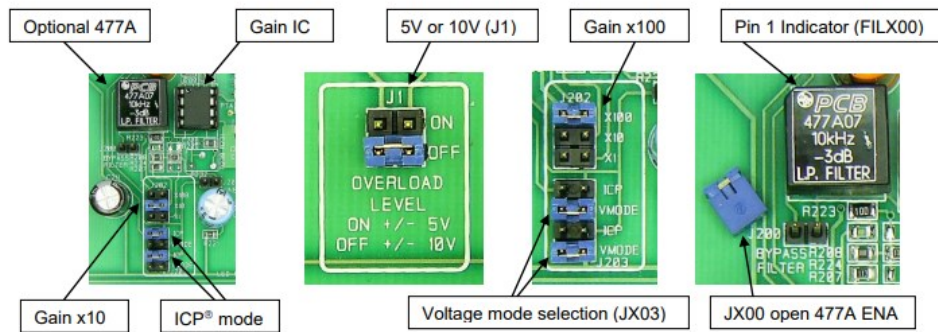
The three red LED's on the front panel are all indicators of some type of problem. The normal good operation state is when all fault lights are off. The "OPEN" light indicates that the Bias voltage is over that of most sensors and is close to an open circuit voltage of 26VDC. The photo on the cover is shown with the unit on, and no sensors attached, so the "OPEN" LED is on. The "SHORT" light indicates a very low Bias voltage close to 0VDC. The "OVERLOAD" light

indicates a signal level of +/-10V Peak has been detected and the signal may be in danger of clipping. These fault lights are active for all channels, at the same time.

1-4.4. Gain selection / Jumper definition



The 482C15 has internal jumpers that are accessed by opening the top cover. The top cover is secured by four (4) Philips head screws on the bottom of the unit. Place the unit on a clean, flat surface (Electrical Static Discharge protection recommended) and remove the four screws. Carefully rotate the unit and place it on its feet, then gently remove the cover.

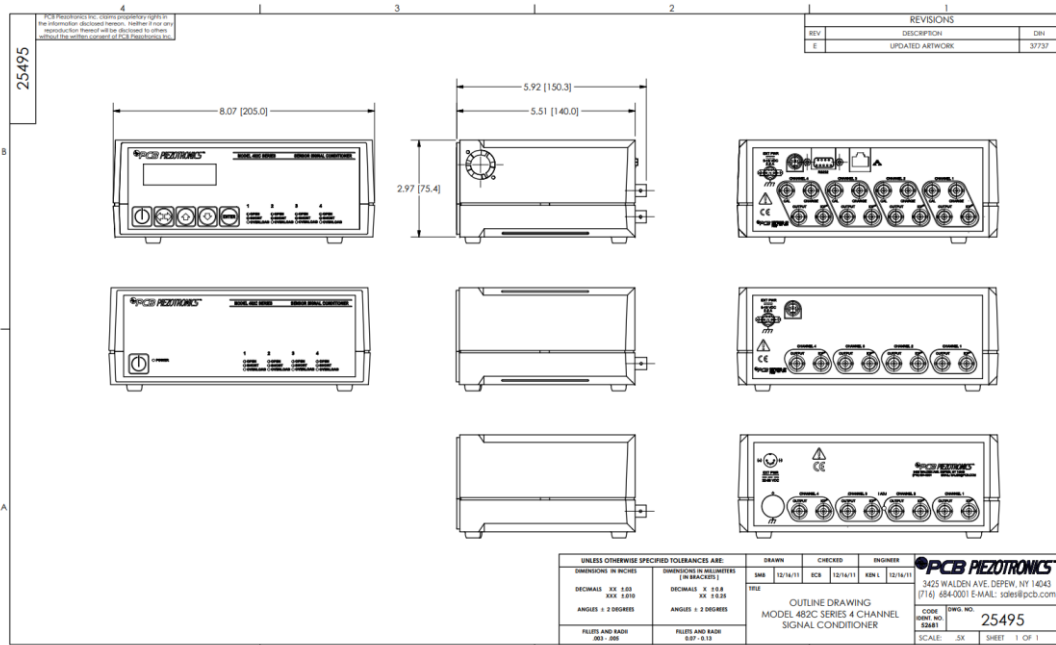
The various jumpers are all labeled on the PC board. Each channel can be set to your selected gain and other options. The selection of all these features with jumpers allows the 482C15 to have the functionality of many other higher priced units at an economical cost. See the table that explains the function and number of each jumper. "X" represents channel number. Once jumpers have been placed as needed, replace cover – taking special care to align the front and back panels with the slots in the top cover. Insert the four (4) screws and tighten to 5 in-lbs.



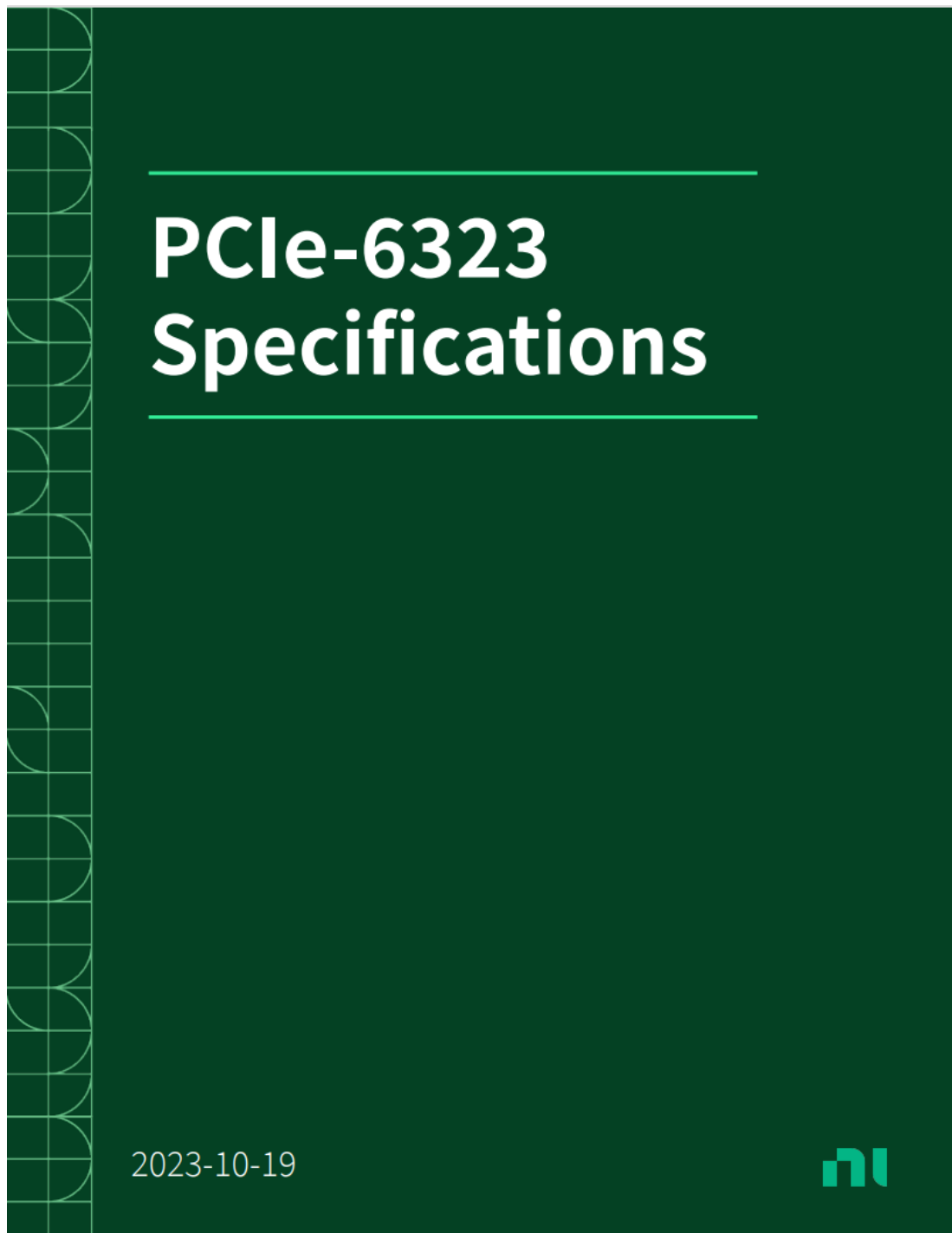
| | | |
|-----------------|--------|---------------------------------|
| Gain 1 10 100 | JX02 | 1 jumper per channel |
| Overload 5V/10V | J1 | Controls all channels |
| Voltage Mode | JX03 | 2 jumpers per channel |
| Bypass Filter | JX00 | Remove to install filter module |
| 477A Filter | FILX00 | Install filter here per channel |

Sviluppo di un sistema di riduzione delle vibrazioni di struttura in composito tramite shaker

| Model Number 482C15 | FOUR-CHANNEL, ICP SENSOR SIGNAL CONDITIONER | | Revision: J ECN #: 47052 |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Performance | ENGLISH | SI | OPTIONAL VERSIONS |
| Channels | 4 | 4 | Optional versions have identical specifications and accessories as listed for the standard model except where noted below. More than one option may be used. |
| Sensor Input Type(s) | ICP®, Voltage | ICP®, Voltage | [2] |
| Voltage Gain(± 1 %)(at 500 Hz) | x1, x10, x100 | x1, x10, x100 | [2] |
| Output Range(Maximum) | ± 10 V | ± 10 V | [5][3] |
| Low Frequency Response(-5 %) | <0.05 Hz | <0.05 Hz | [5][3] |
| High Frequency Response(-3 dB)(x100) | >50 kHz | >50 kHz | |
| High Frequency Response(-5 %)(x100) | >17 kHz | >17 kHz | |
| High Frequency Response(-5 %)(x1) | >100 kHz | >100 kHz | |
| High Frequency Response(-5 %)(x10) | >40 kHz | >40 kHz | |
| High Frequency Response(-3 dB)(x1, x10) | >100 kHz | >100 kHz | |
| Phase Response(at 1 kHz) | ± 1 ° | ± 1 ° | |
| Cross Talk(maximum) | -72 dB | -72 dB | |
| Fault/Bias Monitor(Meter(LED)) | Open/Short/Overload | Open/Short/Overload | |
| Environmental | | | |
| Temperature Range(Operating) | +32 to +120 °F | 0 to +50 °C | |
| Electrical | | | |
| Power Required(for supplied AC power adaptor) | AC Power | AC Power | |
| Power Required(direct input to unit) | DC Power | DC Power | |
| AC Power(47 to 63 Hz) | 100 to 240 VAC | 100 to 240 VAC | |
| AC Power | ≤ 0.7 Amps | ≤ 0.7 Amps | |
| DC Power | <0.25 Amps | <0.25 Amps | |
| DC Power | +32 to 38 VDC | +32 to 38 VDC | |
| Excitation Voltage(± 1 VDC)(To Sensor) | +26 VDC | +26 VDC | |
| DC Offset | <20 mV | <20 mV | |
| Constant Current Excitation(To Sensor) | 0 to 20 mA | 0 to 20 mA | [1] |
| Overload Threshold(± 1.0 Vpk) | ± 100V Vpk | ± 100V Vpk | [2] |
| Discharge Time Constant(0 to 50 %) | >7 sec | >7 sec | [3] |
| Broadband Electrical Noise(1 to 10,000 Hz)(Gain x1) | 5.6 µV rms | 5.6 µV rms | [4] |
| Spectral Noise(1 Hz) | 0.67 µV/√Hz | 0.67 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 Hz) | 0.19 µV/√Hz | 0.19 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(100 Hz) | 0.06 µV/√Hz | 0.06 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(1 kHz) | 0.06 µV/√Hz | 0.06 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 kHz) | 0.05 µV/√Hz | 0.05 µV/√Hz | [4] |
| Broadband Electrical Noise(1 to 10,000 Hz)(Gain x10) | 21 µV rms | 21 µV rms | [4] |
| Spectral Noise(1 Hz) | 5.10 µV/√Hz | 5.10 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 Hz) | 0.60 µV/√Hz | 0.60 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(100 Hz) | 0.22 µV/√Hz | 0.22 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(1 kHz) | 0.22 µV/√Hz | 0.22 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 kHz) | 0.19 µV/√Hz | 0.19 µV/√Hz | [4] |
| Broadband Electrical Noise(1 to 10,000 Hz)(Gain x100) | 165 µV rms | 165 µV rms | [4] |
| Spectral Noise(1 Hz) | 57 µV/√Hz | 57 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 Hz) | 5.2 µV/√Hz | 5.2 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(100 Hz) | 1.7 µV/√Hz | 1.7 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(1 kHz) | 1.8 µV/√Hz | 1.8 µV/√Hz | [4] |
| Spectral Noise(10 kHz) | 1.4 µV/√Hz | 1.4 µV/√Hz | [4] |
| Physical | | | |
| Electrical Connector(ICP Sensor Input) | BNC Jack | BNC Jack | |
| Electrical Connector(Output) | BNC Jack | BNC Jack | |
| Electrical Connector(DC Power Input) | 5-socket DIN (female) | 5-socket DIN (female) | |
| Size (Height x Width x Depth) | 3.2 in x 8.0 in x 5.9 in | 8.1 cm x 20.3 cm x 15 cm | |
| Weight | 1.25 lb | 567 gm | |
| NOTES: [1] User adjustable, factory set at 4 mA (± 0.5 mA). One control adjusts all channels. [2] Jumper selectable on internal circuit board. [3] Un-buffered output, read out device input impedance affects discharge time constant and low frequency response of unit. [4] Typical. [5] The low frequency tolerance is accurate within ±25% of the specified frequency. [6] See PCB Declaration of Conformance P5024 for details. | | | |
| SUPPLIED ACCESSORIES: Model 017A00 Power Cord (1) Model 488040NC Power Converter (1) | | | |
| Entered: LK | Engineer: CPH | Sales: ML | Approved: ECB |
| Date: 7/18/2017 | Date: 7/18/2017 | Date: 7/18/2017 | Date: 7/18/2017 |
| | | | Spec Number: 38208 |
|  | |  | |
| All specifications are at room temperature unless otherwise specified. In the interest of constant product improvement, we reserve the right to change specifications without notice. ICP® is a registered trademark of PCB Group, Inc. | | Phone: 716-684-0001 Fax: 716-684-0987 E-Mail: info@pcb.com | |



PCIe-6323 National Instruments



PCIe-6323 Specifications

The following specifications are typical at 25 °C, unless otherwise noted. For more information about the PCIe-6323, refer to the X Series User Guide available from ni.com/manuals.

Analog Input

| | |
|----------------------------------|------------------------------------------------------------|
| Number of channels | 16 differential or 32 single ended |
| ADC resolution | 16 bits |
| DNL | No missing codes guaranteed |
| INL | Refer to the AI Absolute Accuracy section. |
| Sample rate | |
| Single channel maximum | 250 kS/s |
| Multichannel maximum (aggregate) | 250 kS/s |
| Minimum | No minimum |
| Timing resolution | 10 ns |
| Timing accuracy | 50 ppm of sample rate |
| Input coupling | DC |
| Input range | ± 0.2 V, ± 1 V, ± 5 V, ± 10 V |

| | |
|-----------------------------------------------------------------------|--------------------------------------|
| Maximum working voltage for analog inputs (signal + common mode) | ±11 V of AI GND |
| CMRR (DC to 60 Hz) | 100 dB |
| Input impedance | |
| Device on | |
| AI+ to AI GND | >10 GΩ in parallel with 100 pF |
| AI- to AI GND | >10 GΩ in parallel with 100 pF |
| Device off | |
| AI+ to AI GND | 1,200 Ω |
| AI- to AI GND | 1,200 Ω |
| Input bias current | ±100 pA |
| Crosstalk (at 100 kHz) | |
| Adjacent channels | -75 dB |
| Non-adjacent channels | -90 dB |
| Small signal bandwidth (-3 dB) | 700 kHz |
| Input FIFO size | 4,095 samples |
| Scan list memory | 4,095 entries |
| Data transfers | DMA (scatter-gather), programmed I/O |
| Overvoltage protection for all analog input and sense channels | |
| Device on | ±25 V for up to two AI pins |

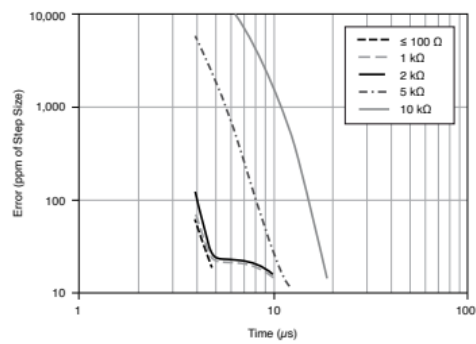
| | |
|--------------------------------------------|----------------------------------|
| Device off | ± 15 V for up to two AI pins |
| Input current during overvoltage condition | ± 20 mA max/AI pin |

Settling Time for Multichannel Measurements

| Accuracy, full-scale step, all ranges | |
|---------------------------------------|----------------------------|
| ± 90 ppm of step (± 6 LSB) | 4 μ s convert interval |
| ± 30 ppm of step (± 2 LSB) | 5 μ s convert interval |
| ± 15 ppm of step (± 1 LSB) | 7 μ s convert interval |

Typical Performance Graph

Figure 1. Settling Error versus Time for Different Source Impedances



AI Absolute Accuracy

Table 1. AI Absolute Accuracy

| Nominal Range Positive Full Scale | Nominal Range Negative Full Scale | Residual Gain Error (ppm of Reading) | Residual Offset Error (ppm of Range) | Offset Tempco (ppm of Range/°C) | Random Noise, σ (μVrms) | Absolute Accuracy at Full Scale (μV) |
|-----------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|---------------------------------|---------------------------------------------|---------------------------------------------------|
| 10 | -10 | 65 | 13 | 24 | 229 | 2,220 |
| 5 | -5 | 72 | 13 | 25 | 118 | 1,140 |
| 1 | -1 | 78 | 17 | 37 | 26 | 257 |
| 0.2 | -0.2 | 105 | 27 | 93 | 12 | 69 |

For more information about absolute accuracy at full scale, refer to the [AI Absolute Accuracy Example](#) section.

| | |
|------------------|-----------------|
| Gain tempco | 7.3 ppm/°C |
| Reference tempco | 5 ppm/°C |
| INL error | 60 ppm of range |



Note Accuracies listed are valid for up to two years from the device external calibration.

AI Absolute Accuracy Equation

AbsoluteAccuracy = Reading · (GainError) + Range · (OffsetError) + NoiseUncertainty

- **GainError = ResidualGainError + GainTempco · (TempChangeFromLastInternalCal) + ReferenceTempco · (TempChangeFromLastExternalCal)**
- **OffsetError = ResidualOffsetError + OffsetTempco · (TempChangeFromLastInternalCal) + INLError**

- **NoiseUncertainty** =

$$\frac{\text{Random Noise}}{\sqrt{10,000}} \cdot 3$$

for a coverage factor of 3 σ and averaging 10,000 points.

AI Absolute Accuracy Example

Absolute accuracy at full scale on the analog input channels is determined using the following assumptions:

- **TempChangeFromLastExternalCal** = 10 °C
- **TempChangeFromLastInternalCal** = 1 °C
- **number_of_readings** = 10,000
- **Coveragefactor** = 3 σ

For example, on the 10 V range, the absolute accuracy at full scale is as follows:

- **GainError** = 65 ppm + 7.3 ppm · 1 + 5 ppm · 10 = 122 ppm
- **OffsetError** = 13 ppm + 24 ppm · 1 + 60 ppm = 97 ppm
- **NoiseUncertainty** = $\frac{229 \mu V}{\sqrt{10,000}} \cdot 3 = 6.9 \mu V$
- **AbsoluteAccuracy** = 10 V · (**GainError**) + 10 V · (**OffsetError**) + **NoiseUncertainty** = 2,220 μV

Analog Output

| | |
|--------------------|-------------------|
| Number of channels | 4 |
| DAC resolution | 16 bits |
| DNL | ± 1 LSB |
| Monotonicity | 16 bit guaranteed |

| Maximum update rate | |
|----------------------------|------------------------------------------|
| 1 channel | 900 kS/s |
| 2 channels | 840 kS/s per channel |
| 3 channels | 775 kS/s per channel |
| 4 channels | 719 kS/s per channel |
| Timing accuracy | 50 ppm of sample rate |
| Timing resolution | 10 ns |
| Output range | ±10 V |
| Output coupling | DC |
| Output impedance | 0.2 Ω |
| Output current drive | ±5 mA |
| Overdrive protection | ±15 V |
| Overdrive current | 15 mA |
| Power-on state | ±20 mV |
| Power-on/off glitch | 2 V for 500 ms |
| Output FIFO size | 8,191 samples shared among channels used |
| Data transfers | DMA (scatter-gather), programmed I/O |

| | |
|------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| AO waveform modes | Non-periodic waveform, periodic waveform regeneration mode from onboard FIFO, periodic waveform regeneration from host buffer including dynamic update |
| Settling time, full-scale step, 15 ppm (1 LSB) | 6 μs |
| Slew rate | 15 V/μs |
| Glitch energy | |
| Magnitude | 100 mV |
| Duration | 2.6 μs |

AO Absolute Accuracy

Absolute accuracy at full-scale numbers is valid immediately following self calibration and assumes the device is operating within 10 °C of the last external calibration.

Table 2. AO Absolute Accuracy

| Nominal Range Positive Full Scale | Nominal Range Negative Full Scale | Residual Gain Error (ppm of Reading) | Gain Tempco (ppm/°C) | Reference Tempco (ppm/°C) | Residual Offset Error (ppm of Range) | Offset Tempco (ppm of Range/°C) | INL Error (ppm of Range) | Absolute Accuracy at Full Scale (μV) |
|-----------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|----------------------|---------------------------|--------------------------------------|---------------------------------|--------------------------|--------------------------------------|
| 10 | -10 | 80 | 11.3 | 5 | 53 | 4.8 | 128 | 3,271 |



Note Accuracies listed are valid for up to two years from the device external calibration.

AO Absolute Accuracy Equation

$$\text{AbsoluteAccuracy} = \text{OutputValue} \cdot (\text{GainError}) + \text{Range} \cdot (\text{OffsetError})$$

Bus Interface

| | |
|--------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Form factor | x1 PCI Express, specification v1.1 compliant |
| Slot compatibility | x1, x4, x8, and x16 PCI Express slots |
| DMA channels | 8, can be used for analog input, analog output, digital input, digital output, counter/timer 0, counter/timer 1, counter/timer 2, counter/timer 3 |

Physical Characteristics

| | |
|----------------------------------|---------------------------------------------|
| Printed circuit board dimensions | 9.9 × 16.8 cm (3.9 × 6.6 in.) (half-length) |
| Weight | 114 g (4.0 oz) |
| I/O connector | 2 68-pin VHDCI |

Table 4. Mating Connectors

| Manufacturer, Part Number | Description |
|---------------------------|--------------------------------------------------------------|
| MOLEX 71430-0011 | 68-Pos Right Angle Single Stack PCB-Mount VHDCI (Receptacle) |
| MOLEX 74337-0016 | 68-Pos Right Angle Dual Stack PCB-Mount VHDCI (Receptacle) |

Shaker ButtKicker mini LFE



THE GUITAMMER COMPANY INC.

...leaders in low frequency sound...

Instructions for Setting Up and Using the ButtKicker® mini LFE

Included Parts

- One ButtKicker mini LFE

Overview - What is a ButtKicker?

The ButtKicker mini LFE is a small, linear motor, which reacts to an audio signal sent by an amplifier. It is similar to a loudspeaker, but instead of moving a speaker cone and transferring sound waves through the air, it attaches to seats and floors and sends low frequency sound directly into the listener's body. This is called tactile sound. The advantage of tactile sound versus traditional airborne low frequency is that the volume of the system can be dramatically lowered without sacrificing impact or tone perception. The effect is amazing.

The ButtKicker mini LFE produces no audible sound, and is designed to be used WITH speakers, subwoofers, or headphones.

Mounting and Placement for Theater Seating

- The ButtKicker mini LFE should be mounted to the **frame of the seat** with the mounting hole screws passing vertically through the holes and the mounting slot screws passing horizontally through the slots.
- 1/4" diameter x 3/4"-1" screws should be used for all installations. Use sheet metal screws for metallic surfaces, wood screws for wooden surfaces.
- The ButtKicker mini LFE should be attached to all 3 screw holes in the feet. This is the preferred mounting method.
- If the 3 screw holes do not all contact the frame, the mounting slots can be used in conjunction with the mounting holes to fasten the ButtKicker securely to the seat frame.
- The slots on the side can be used to mount the ButtKicker mini LFE to a vertical support or brace if there is not frame space available for any of the vertical mounting holes. For installations using only the slots (not in conjunction with the vertical mounting holes), there should be a screw at the top and bottom of each slot.
- It is important to tighten the ButtKicker mini LFE firmly, but not to strip the screw holes. It is recommended to use a hand screw driver for the last few threads of your mounting screws!

Connecting to an Amplifier

- The ButtKicker mini LFE requires a 4-ohm stable amplifier, up to 250 watts. Most amps are 4-ohm stable on each channel. Check your amplifier specifications for details.
- The ButtKicker connects like a speaker. Connect 14-18 gauge speaker wire from your amplifier to the bare wire pigtail on the ButtKicker. Wire nuts will help to make this connection.
- When possible, use cable ties or Velcro® and secure any loose wires to prevent strain on the wire nut connection and any wire rattles.

Post Office Box 82 / Westerville Ohio 43086 / info@guitammer.com *phone:* 888.676.2828 *fax:* 815.346.9532



THE GUITAMMER COMPANY INC.

...leaders in low frequency sound...

System Integration

- The ButtKicker operates on low frequency audio signals, just like a subwoofer. A "Y" adaptor can be inserted to the subwoofer or LFE output on your surround processor to allow use of subwoofers and ButtKickers in harmony.
- If there is not a subwoofer or LFE output, low frequency signals can usually be found in the L/R stereo outputs. Insert the "Y" adaptor in front of the L (white) RCA output.
- Adjust the balance between the ButtKicker and the rest of your system as desired.

Important Considerations

- When shaking furniture using the ButtKicker mini, it is ALWAYS important to use rubber isolators to separate the furniture from the floor. This will allow the ButtKicker mini to shake only the furniture, not the floor. **Carpet padding is not sufficient isolation.**
- The ButtKicker mini is designed to shake small platforms and individual seats. Larger ButtKicker models are available to shake larger platforms or multiple seats.

Further Information

Please visit www.thebuttkicker.com for further information regarding the ButtKicker mini LFE and other ButtKicker products.

Specifications:

- 5 – 350 Hz frequency response
- 4 Ohm impedance
- 50 watt minimum / 250 watt maximum

Support:

Please DO NOT contact the store where you purchased this product for support.

Contact: The Guitammer Company Inc.

1-888-676-2828, 8:30 am – 5:30 pm EST

Email us at: support@guitammer.com

Visit us online at: www.thebuttkicker.com

Warranty:

This Guitammer Company product is warranted against defects in materials and workmanship for a period of one (1) year from the date of purchase by the original end-user. Items returned for repair under warranty will be repaired or replaced at the sole discretion of The Guitammer Company without charge for materials or labor, providing such items are returned for inspection, transportation prepaid, to The Guitammer Company or an authorized service center all repaired or replaced items will be returned freight collect. Warranties do not apply to products that have been subjected to abuse, accident, modifications, improper handling or installation, or repairs made by anyone other than The Guitammer Company or an authorized service center. The Guitammer Company shall be the final authority in the determination of all warranty service claims.

Post Office Box 82 / Westerville Ohio 43086 / info@guitammer.com phone: 888.676.2828 fax: 815.346.9532

Bibliografia

- [1] F.H. Schmitz, Y.H. Yu, Helicopter impulsive noise: Theoretical and experimental status, Aeromechanics Laboratory, U.S. Army Research and Technology Laboratories-AVSCOM, 1983
- [2] A. Lepace, F. Mortain, L. Coste, Active structural acoustic control of a helicopter trim panel, Internoise, 2005
- [3] S.E.I. Servizi elicotteristici italiani S.p.A., Report 6AB1RAD-124, AW139 New Liners VIP Silens Description
- [4] Mecaer Aviation Group, Report 6A3W0000N020, AW139 Restyling VIP Interior – Configuration Description
- [5] Fabio Serpilli, appunti del corso di Acustica ed illuminotecnica a.a. 2019/2020
- [6] UNIVPM, Elementi di acustica fisica, Capitolo 10, Fisica tecnica ambientale a.a. 2008/2009
- [7] Antonello Tore, Tesi di laurea dell'Università di Cagliari
- [8] Harvard University, Active Noise Control: Basic Understanding, 2013
- [9] A. Quattrocchi, Sviluppo di metodologie sperimentali per il controllo attivo delle vibrazioni e la riduzione del rumore vibro-acustico, Dottorato di Ricerca in Ingegneria e Chimica dei Materiali e delle Costruzioni, Università degli Studi di Messina, 2016
- [10] Sensor Tehnology Ltd., Active Noise and Vibration Control, 2001
- [11] D.G: Zimcik, NATO, Active control of Aircraft Cabin Noise, 2004
- [12] Inderprastha Engeneering College, Sahibabad, India, A Review on Filtered-X LMS Algorithm, 2016

- [13] Jesper Brunnström, Online secondary path modelling of spatial ANC with arbitrarily spaced arrays, KTH School of electrical engineering and computer science, Stockholm, 2021
- [14] Andrea Nicolini, Università di Perugia, Dipartimento Ingegneria Industriale, La bonifica del rumore mediante controllo attivo: stato dell'arte, 2009
- [15] UNIVPM, Cenni sulla sintesi dei filtri e filtri numerici, 2009
- [16] Capitolo 4 Misure Elettriche di laboratorio, sistemi di acquisizione dati, UniFi
- [17] <https://www.giordanobui.com/> sito dell'azienda produttrice di pannelli in honeycomb (sito visitato nel 13/11/23)
- [18] <https://www.pcb.com/resources/technical-information/introduction-to-accelerometers> (sito visitato nel 26/10/23)
- [19] <https://it.omega.com/prodinfo/condizionatori-di-segnali> (sito visitato nel 07/11/23)
- [20] SQuadriga III Manual, mobile multi-channel fronted (code 3324)
- [21] <https://valenciatheaterseating.com/> (sito visitato nel 21/09/23)
- [22] Bass shaker transducer patent no: US 9,282.409 B2, date: Mar. 8, 2016
- [23] MathWorks, Matlab Simulink Desktop Real-Time User's Guide, R2015a
- [24] Lizhe Tan, Jean Jiang, Adaptive Filters and Applications, Digital Signal Processing (Third Edition), 2019
- [25] Marco Dal Zotto, Algoritmi adattativi per la cancellazione del rumore, Università degli studi di Padova, 2010/11
- [26] Zambrano Davide, Studio ed implementazione robotica di un modello neurologico dei movimenti oculari di inseguimento basato su predizione e apprendimento
- [27] <https://www.intelligenzaartificiale.it/reti-neurali/> (sito visitato nel 28/01/2024)

Ringraziamenti

Ripongo i miei più sentiti ringraziamenti all'azienda Mecaer Aviation Group per avermi dato la possibilità di svolgere il tirocinio e la tesi associata. Ringrazio gli ingegneri Vincenzo Massarelli, Alex Di Michele, Emanuele Moretti e tutti i colleghi che mi hanno accolto e fatto sentire parte integrante del gruppo. Poi, vorrei ringraziare il mio relatore, il Prof. Matteo Claudio Palpacelli, per avermi seguito e supportato durante questo percorso formativo. Un pensiero va alla mia famiglia e i miei amici con i quali ho condiviso tanti momenti e mi hanno sempre sostenuto. Vi ringrazio.