



UNIVERSITÀ DI PADOVA
Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Informatica

Realizzazione e valutazione di filtri digitali per l'equalizzazione di nastri magnetici digitalizzati

Laureando:
ROBERTO TARANTINI

Relatore:
Prof. SERGIO CANAZZA
Correlatore:
Ing. NICCOLÒ PRETTO

ANNO ACCADEMICO 2018-2019
25 Febbraio 2019

Sommario

Il Sound and Music Computing (SMC) è un ambito di studio multidisciplinare in cui ingegneria e musica si uniscono con l'obiettivo di comprendere, modellare e generare il suono con approcci computazionali. Un'importante area di ricerca del SMC riguarda la conservazione e il restauro di documenti sonori storici. La digitalizzazione delle opere musicali è un'operazione necessaria per salvaguardarne il contenuto. Le metodologie legate a conservazione, accesso, analisi e fruizione devono essere rigorose e strutturate. Durante la trasformazione in digitale, i parametri di lettura del supporto analogico sono spesso sconosciuti. Velocità di riproduzione e standard di equalizzazione possono essere errati, compromettendo l'integrità filologica del documento sonoro digitalizzato. Concentrandosi sul caso studio dei nastri magnetici, il presente lavoro di tesi si propone di sviluppare un software atto a correggere gli errori di digitalizzazione. Grazie alla progettazione di filtri digitali e alla stesura di procedure correttive, il *tool* realizzato permette di compensare gli errori di digitalizzazione, evitando di dover effettuare una seconda volta il processo di ri-mediazione. Nel capitolo 1 è introdotto il problema della conservazione dei documenti sonori, con un'attenzione particolare ai nastri magnetici. Nel capitolo 2 è affrontato il problema della progettazione dei filtri digitali, finalizzati a correggere gli errori di equalizzazione; successivamente si descrivono le procedure correttive relative agli errori di equalizzazione e di velocità di riproduzione. Nel capitolo 3 vengono presentati i test numerici effettuati per valutare l'azione correttiva dei filtri. Nel capitolo 4 vengono espone le osservazioni finali e i possibili sviluppi futuri di questo lavoro.

Indice

Sommario	iii
1 Conservazione e accesso ai documenti sonori storici	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Conservazione di documenti sonori	2
Conservazione passiva	2
Conservazione attiva	3
1.2.1 Metodologie e linee guida per la conservazione	3
<i>Two legitimate directions</i>	3
1.2.2 Il processo di ri-mediazione	5
Le fasi del processo di ri-mediazione	6
1.3 L'accesso ai documenti sonori storici	6
1.4 Il problema dell'equalizzazione	8
1.4.1 Stato dell'arte	10
2 Correzione degli errori di equalizzazione	13
2.1 Caso studio: i nastri magnetici	13
2.1.1 Descrizione del supporto fisico	13
Pellicola di base	14
Rivestimento <i>binder/oxide</i>	15
Rivestimento inferiore	15
2.1.2 Conservazione attiva e accesso ai nastri magnetici	16
2.1.3 Gli standard di equalizzazione	17
Lo standard NAB	18
Lo standard CCIR	19
2.2 Funzioni di trasferimento dei filtri analogici	20
2.2.1 Il processo di correzione: formulazione matematica	20
2.2.2 Funzioni di trasferimento dei filtri correttivi	23
2.2.3 Introduzione al problema del cambio di velocità	26
Utilizzo di filtri composti	29
2.3 I filtri digitali	31
2.3.1 Filtri FIR	32
2.3.2 Filtri IIR	32
2.3.3 Metodi di trasformazione analogico-digitale	33
Metodo della trasformazione bilineare	33
Metodo dell'invarianza all'impulso	35
Metodo del <i>matching zero-pole</i>	36
2.4 Progettazione dei filtri digitali	37
2.4.1 Progettazione dei filtri NAB e CCIR	37
Filtri di pre-enfasi	37
Filtri di post-enfasi	40
2.4.2 Progettazione dei filtri composti	42
Filtri correttivi a velocità costante	44

Alterazione della funzione di trasferimento	49
Normalizzazione della risposta impulsiva	50
Filtri correttivi a velocità variabile	51
2.5 Descrizione del software	53
3 Valutazione dei filtri digitali	55
3.1 <i>Set-up</i> sperimentale	55
3.2 Misure di valutazione	56
3.2.1 Cross-correlazione	56
3.2.2 Errore quadratico medio (RMSE)	57
3.2.3 Discussione dei risultati	60
4 Conclusioni e sviluppi futuri	63
4.1 Conclusioni	63
4.2 Sviluppi futuri	64
A Grafici dei filtri digitali composti	65

Elenco delle figure

1.1	Le fasi del processo di ri-mediazione	6
1.2	Curva RIAA di post-enfasi	9
1.3	Risposta in frequenza di un filtro <i>peaking</i>	10
1.4	Realizzazione della curva RIAA con il metodo dei filtri <i>peaking</i>	11
2.1	Un nastro magnetico da 1/4 di inch alloggiato su un bobina da 7 inch.	14
2.2	Composizione di un generico nastro magnetico	14
2.3	Pellicola affetta da <i>country laning</i> (a) e esempio di difetto dell'avvolgimento (b)	15
2.4	Fotogrammi estratti dal video di un nastro a bobina aperta durante la digitalizzazione	17
2.5	Curva NAB per la riproduzione a 7.5/15 ips e 3.75/1.875 ips	19
2.6	Curva CCIR per la riproduzione a 7.5 ips	19
2.7	Risposta in frequenza e diagramma di fase dello standard NAB in pre e post-enfasi	21
2.8	Risposta in frequenza e diagramma di fase dello standard CCIR in pre e post-enfasi	21
2.9	Schema a blocchi che rappresenta il processo di correzione dell'equalizzazione	22
2.10	Risposte impulsive dei filtri analogici CCIR e NAB pre-enfasi	24
2.11	Risposte impulsive dei filtri analogici CCIR e NAB post-enfasi	24
2.12	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro analogico correttivo del caso 3	25
2.13	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro analogico correttivo del caso 4	25
2.14	Risposte impulsive dei filtri analogici correttivi	26
2.15	Schema a blocchi che rappresenta la procedura correttiva per il cambio di velocità	28
2.16	Schema a blocchi della configurazione alternativa per la procedura correttiva del cambio di velocità	30
2.17	Confronto tra configurazione base (a) e configurazione alternativa (b)	30
2.18	Trasformazione bilineare: relazione tra θ e ω	35
2.19	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_w$ (pre-enfasi) con f_c a 48 kHz	37
2.20	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro NAB_w (pre-enfasi) con f_c a 48 kHz	38
2.21	Risposta in frequenza e diagramma di fase del CCIR pre-enfasi con f_c variabile (44.1 kHz, 48kHz, 96 kHz)	39
2.22	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_w$ modificato aggiungendo zero ad alta frequenza ($f_c = 48$ kHz)	39
2.23	Risposte impulsive dei filtri digitali pre-enfasi CCIR e NAB	40

2.24	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_r$ (post-enfasi) modificato con polo ad alta frequenza, con $f_c = 48\text{kHz}$	41
2.25	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro NAB_r (post-enfasi) modificato con polo ad alta frequenza, con $f_c = 48\text{kHz}$	42
2.26	Risposte impulsive dei filtri digitali pre-enfasi CCIR e NAB	42
2.27	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtri pre-enfasi modificati con zero ad alta frequenza, con f_c variabile (44.1 kHz, 48kHz, 96 kHz)	43
2.28	Curva di equalizzazione AES per la velocità di riproduzione di 30 ips	43
2.29	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 29 con f_c a 48 kHz	46
2.30	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 29 con f_c a 48 kHz (ingrandimento)	46
2.31	Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 30 con f_c a 48 kHz	47
2.32	Risposte impulsive dei filtri digitali composti dei casi 29 e 30, con $f_c = 48\text{kHz}$	47
2.33	Metodo dell'alterazione della funzione di trasferimento con polo fittizio ($f_s = 48\text{kHz}$)	50
2.34	Metodo della normalizzazione ($f_s = 48\text{kHz}$)	51
2.35	Prestazioni sulla scelta del fattore normalizzazione	52
3.1	Il dispositivo di riproduzione <i>reel-to-reel</i> Studer A810	56
3.2	Cross-correlazione tra le tracce <i>altered</i> e <i>reference</i>	57
3.3	FFT esemplificative	58
3.4	RMSE relativo alle finestre di lunghezza $N=16384$	60
3.5	RMSE multibanda relativo alla traccia 5	60
3.6	FFT della prima finestra della traccia 0	61
A.1	Casi correttivi 1-6	65
A.2	Casi correttivi 7-12	66
A.3	Casi correttivi 13-18	67
A.4	Casi correttivi 19-26	68
A.5	Casi correttivi 27-30	69

Elenco delle tabelle

2.1	Costanti di tempo per la curva NAB post-enfasi	18
2.2	Costanti di tempo per la curva CCIR post-enfasi	19
2.3	Casi possibili per cambio di velocità 7.5 ips e 15 ips	28
2.4	Procedure correttive per i casi in cui si verifica il cambio di velocità	29
2.5	Procedure correttive per i casi in cui si verifica il cambio di velocità (configurazione base)	45
2.6	Costante di tempo minima e frequenza massima del polo fittizio al variare di f_s	50
3.1	Tracce utilizzate come campione sperimentale	55
3.2	Risultati RMSE per tutte le tracce	59
3.3	Valore medio del RMSE (multibanda) con finestre di lunghezza N=16384 campioni	62

Capitolo 1

Conservazione e accesso ai documenti sonori storici

1.1 Introduzione

I documenti sonori rappresentano una parte molto vasta del patrimonio culturale. Le registrazioni analogiche, in particolare, sono riconosciute sempre più come importanti fonti documentarie per gli studi legati a musicologia, storia e sociologia. La loro salvaguardia è necessaria, dal momento che esse sono soggette a processi di degradazione fisica.

Ogni documento sonoro storico è strettamente legato al supporto fisico su cui è memorizzato, oltre che al dispositivo che ne permette la riproduzione e ne caratterizza l'esperienza di ascolto. Questi dispositivi, quali grammofoni o magnetofoni, proprio come le opere stesse, sono destinati nel tempo ad una rapida obsolescenza e deterioramento. Questo rende molto importante anche la salvaguardia degli strumenti di registrazione e di riproduzione, oltre che delle opere. Le cause del deterioramento progressivo dei supporti analogici che contengono le opere musicali sono le seguenti [12]:

- **Umidità:** i nastri magnetici e tutti i tipi di supporti meccanici possono essere affetti da muffe e funghi. Questo è un fattore molto pericoloso per la sicurezza delle opere.
- **Temperatura:** temperature troppo alte possono essere molto dannose per i dischi in vinile e per i cilindri fonografici in cera, portando ad una deformazione dei supporti.
- **Deformazione meccanica:** per i dispositivi che permettono la riproduzione dei supporti è di fondamentale importanza l'integrità meccanica, garantita evitando graffi o altri danni dovuti a riproduzioni male eseguite o manutenzioni errate. I nastri magnetici non devono subire strappi, le scanalature dei dischi non devono essere rovinati o alterati. Bisogna stare anche molto attenti nell'archiviazione degli oggetti, custodendoli al sicuro e sistemati nelle posizioni migliori per la loro conservazione.
- **Sporco e polvere:** le piccole particelle di polvere sui dischi in vinile possono modificare il percorso dello stilo che ne legge il contenuto, creando alterazioni nel suono; lo stesso può accadere sulle testine che leggono i nastri magnetici, impedendo il loro corretto utilizzo.

Definire in modo univoco conservazione e fruizione di tali opere è estremamente difficile, proprio per la natura diversificata dei supporti [22]. Inoltre, ciò che necessita di essere preservato non è costituito semplicemente dal contenuto sonoro, ma

anche dalle informazioni riguardanti la sua realtà artistica e culturale. La soluzione migliore per la conservazione dell'opera risulta essere il trasferimento del suo contenuto nel dominio digitale, non soggetto ad obsolescenza. Per una fruizione fedele all'originale, si devono trasferire in digitale anche tutti dati riguardanti il supporto dell'opera, comprese le sue condizioni e il materiale di cui esso è composto. Metadati e informazioni contestuali sono quindi fondamentali per garantire la massima qualità e autenticità nei futuri accessi all'opera, che avverranno sulla copia digitale e non più sull'opera originale. Contemporaneamente si può tenere quest'ultima al riparo da agenti esterni, in modo da rallentarne il più possibile il deterioramento. Inoltre, accedendo solo alla copia digitale, si riduce il rischio di provocare rotture nell'originale, causate dalla continua fruizione analogica [34]. I concetti appena esposti sono formalizzati e approfonditi nella prossima sezione.

1.2 Conservazione di documenti sonori

Anche se il deterioramento del supporto analogico può essere rallentato con le giuste procedure di conservazione, comunque non può essere fermato [7]. Le condizioni di ogni tipo di supporto inevitabilmente peggiorano col passare del tempo, a seconda delle proprietà chimiche che lo caratterizzano [6]. Le cause sono ben note [20, 28], ma l'ambito di studio riguardante i meccanismi di deterioramento e le tecniche di analisi dei supporti è ancora un campo di ricerca aperto [17]: molte sfide nell'ambito della conservazione e del restauro non sono ancora state affrontate [39]. Le risorse utilizzate per la conservazione dei documenti sonori possono essere investite in due direzioni: da un lato per mantenere protetto il documento originale, dall'altro per trasferirne il contenuto nel dominio digitale. In questo senso, esistono due modalità di conservazione dei documenti sonori: conservazione passiva e conservazione attiva.

Conservazione passiva

La conservazione passiva consiste nella salvaguardia del documento originale, con l'obiettivo di proteggerlo il più possibile dall'invecchiamento. Le opere devono essere protette da tutti gli agenti di deterioramento citati sopra, oltre che trattate con cura. Nello specifico, la conservazione passiva può essere [7]:

- Indiretta: l'ambiente di conservazione dev'essere tale da mantenere l'opera nelle migliori condizioni possibili. Si può realizzare conservando le copie fisiche dei documenti sonori in un ambiente monitorato, in cui gli effetti degli agenti sono costantemente tenuti sotto stretta osservazione. In questo modo è possibile limitare l'impatto che questi hanno sui supporti fisici.
- Diretta: vengono effettuati interventi diretti sul supporto del documento per stabilizzarne le condizioni fisiche, senza che ne venga però alterata la struttura o la composizione.

Le modalità di conservazione vanno adattate alla natura dei supporti, a causa del diverso effetto che gli agenti hanno sui materiali. Perciò, nonostante le cause siano comuni, le soluzioni proposte variano di caso in caso ed è richiesta un'analisi attenta dello stato del supporto, con l'impiego di figure specializzate nell'ambito fisico-chimico [17].

Conservazione attiva

La conservazione attiva [1, 42, 13] consiste nel trasferire il documento audio su un nuovo supporto, corredandolo con un'estesa documentazione sul contenuto e sul supporto originale. La copia creata potrà essere così utilizzata per tutti gli accessi successivi, evitando di esporre il supporto originale ad un ulteriore deterioramento causato dall'utilizzo. Come per la conservazione passiva, sono richieste conoscenze approfondite di chimica e fisica, a cui si aggiungono però competenze storiche, musicologiche e padronanza nelle tecniche di registrazione audio. Questo è uno dei principali fattori che ostacolano la salvaguardia dei documenti audiovisivi: formare squadre di questo tipo è spesso difficile e costoso e il processo di conservazione attiva, per essere eseguito correttamente, richiede grandi risorse. D'altro canto, la conservazione attiva produce copie finalizzate a sostituire a tutti gli effetti quelle originali, perciò la procedura dev'essere eseguita in modo minuzioso e con la massima attenzione, cercando di preservare quante più informazioni possibili, sia tecniche che culturali. Il dominio di riferimento è quello digitale, in quanto altri tipi di supporti analogici sono soggetti anch'essi a deterioramento e aprirebbero alla necessità di ripetere la procedura altre volte in futuro.

Il concetto di conservazione attiva può essere applicato, oltre che ai documenti sonori, anche agli strumenti di riproduzione analogici e persino agli strumenti musicali [2]. Il progetto europeo DREAM¹ (Digital Re-appropriation of Electro-Acoustic Music), coordinato dal Centro di Sonologia Computazionale (CSC), laboratorio di Sound and Music Computing dell'Università di Padova, ne è un esempio. L'obiettivo è stato quello di ricreare in digitale alcuni dispositivi elettroacustici (oscillatori e i filtri) sia dal punto di vista della generazione del suono, sia da quello dell'interfaccia utente. La versione digitale presenta gli stessi controlli degli strumenti originali, permettendo all'utente di suonare e produrre musica elettronica [11]. Le copie digitali degli strumenti di riproduzione e registrazione analogici sono essenziali per risolvere il problema dell'accesso ai documenti sonori digitalizzati. Alcuni esempi sono forniti nella sezione [1.3].

La conservazione attiva può addirittura "riportare in vita" strumenti musicali molto antichi: in [2] viene descritto lo sviluppo di un'installazione museale che riproduce digitalmente un flauto di Pan dell'antico Egitto in tutte le sue sfaccettature, permettendo all'utente di accedere alla ricostruzione 3D dello strumento, oltre che a tutte le informazioni contestuali. Attualmente, il flauto di Pan virtuale è esposto al Museo di Scienze Archeologiche ed Arte (MSA) di Padova.

1.2.1 Metodologie e linee guida per la conservazione

Al fine di salvaguardare completamente tutte le informazioni contenute in un documento sonoro, sono necessari sia la conservazione passiva che quella attiva. Nel corso degli anni, sono state definite alcune linee guida allo scopo di garantire che il processo di conservazione sia il più possibile preciso e standardizzato.

Two legitimate directions

Nel 1980, in un articolo intitolato "The establishment of international rerecording standards" [7], William Storm ha proposto una soluzione alla mancanza di procedure standard per il trasferimento dei documenti su nuovi supporti. A quel tempo, egli era vice direttore dei laboratori di restauro Thomas A. Edison presso la Syracuse

¹dream.dei.unipd.it/

University Libraries. Storm ha indicato due *legitimate directions* per l'archiviazione dei documenti audio:

- La prima prevede che la conservazione sia realizzata in modo da ottenere il suono "as the perpetuation of the sound of an original recording as it was initially reproduced and heard by the people of the era" [51]. Viene messa perciò in primo piano l'esperienza originale, legata agli strumenti e alle tecnologie dell'epoca, in modo tale da fornire una riproduzione "storica" del documento.
- La seconda si pone l'obiettivo, ancora più ambizioso, di ottenere "the true sound of the artist" e "the live sound of original performers" [51], mirando ad ottenere il vero suono desiderato dall'artista.

I contenuti dell'articolo di Storm hanno portato al problema della conservazione attiva ulteriore rilevanza, generando una discussione che si è estesa per oltre due decenni prima di avvicinarsi ad una soluzione unificata.

A seguito dei lavori di Storm, Dietrich Schüller formulò nuove linee guida per la conservazione attiva sulla base di un'analisi preliminare degli scopi del processo, ottenuta da uno studio approfondito delle composizioni dal punto di vista del contenuto tecnico e artistico [43]. Queste linee guida sono state successivamente inserite in un documento ufficiale commissionato dall'UNESCO, dal titolo "Safeguarding the Documentary Heritage" [5]. L'elaborato segue l'approccio "save the history, not rewrite it" [5]: il processo di trasferimento dovrebbe garantire la migliore qualità possibile per il segnale ripristinato, limitando l'elaborazione audio al minimo per preservare la visione artistica dell'autore. Secondo Schüller, l'analisi dovrebbe iniziare con un'indagine accurata delle alterazioni del segnale da digitalizzare, classificate in:

- Alterazioni intenzionali, causate da un'azione attiva dell'artista prima del processo di registrazione (o durante), come ad esempio l'applicazione di curve di equalizzazione o sistemi di riduzione del rumore.
- Alterazioni non intenzionali, causate dall'imperfezione delle tecniche di registrazione del tempo o dal disallineamento dello strumento di registrazione.

Successivamente, dev'essere definita una strategia da attuare nel processo di conservazione attiva, per andare a compensare queste alterazioni [42]. Si può scegliere, ad esempio, di seguire un approccio simile alla prima "direzione legittima" di Storm, in modo da ottenere una rappresentazione del segnale audio come percepito dalla gente dell'epoca (Tipo A). In alternativa, si può decidere di modificare il processo al fine di ottenere un suono il più possibile vicino a come è stato prodotto, minimizzando la distorsione di riproduzione nei dispositivi moderni (Tipo B). Il Tipo B prevede che vengano compensate le alterazioni intenzionali, ma non sono ammessi altri tipi di elaborazioni. In questo processo, le correzioni possono essere effettuate solo se si possiedono conoscenze esterne al segnale audio. Per questo motivo, utilizzando il processo di Schüller Tipo B, è richiesto un certo margine di interpretazione del documento, sia dal punto di vista della contestualizzazione storica, sia da quello tecnico-scientifico. Infine, esiste un terzo tipo di processo, definito come Tipo C. Esso permette di compensare anche le alterazioni non intenzionali correggendo le imperfezioni delle registrazioni dovute alla tecnica del tempo. In questo caso, le correzioni si limitano all'applicazione di una curva di equalizzazione, allo scopo di correggere la risposta in frequenza imperfetta degli apparecchi di registrazione storici. Queste correzioni devono essere rigorosamente documentate dal restauratore all'interno delle relazioni scritte che accompagneranno la copia digitalizzata.

Sebbene con alcune modifiche, è l'approccio di Schüller Tipo B il punto di partenza del processo di ri-mediazione sviluppato e adottato presso il CSC, in cui si inserisce questo lavoro di tesi. In questo caso di studio il restauro è consentito solo al fine di ottimizzare le condizioni del supporto fisico prima dell'estrazione del segnale audio, limitando le correzioni alle sole alterazioni intenzionali. La scelta di non compensare le alterazioni non intenzionali deriva dal fatto che esse rappresentano la vera storia del documento sonoro, essendo a tutti gli effetti un'informazione contestuale.

1.2.2 Il processo di ri-mediazione

Per poter separare il segnale analogico dal suo supporto fisico, lo si trasferisce generalmente nel dominio digitale, secondo il concetto "preserve the content, not the carrier" [7]. La scelta del dominio digitale deriva dal fatto che non è soggetto a degradazione, oltre a garantire un accesso più facile al documento stesso, grazie alla grande diffusione delle tecnologie di comunicazione.

Il contenuto principale del documento digitalizzato è il segnale audio, memorizzato in un formato ad alta qualità. Tuttavia, senza una sufficiente quantità di metadati che descrivono il file digitale, il lavoro di digitalizzazione può essere compromesso. In questo caso specifico, per metadati si intendono tutte le informazioni aggiuntive al file audio digitalizzato che ne descrivono il contenuto e che permettono di recuperarlo e identificarlo. La raccolta di metadati è indispensabile per garantire accuratezza e autenticità del documento digitale: un campione senza provenienza certa può compromettere l'affidabilità dell'intero archivio, con una conseguente perdita di tempo, denaro e persino patrimonio culturale, nel caso in cui i documenti originali diventassero inaccessibili [17]. In una prospettiva a lungo termine (anni o decenni), questa eventualità è tutt'altro che remota e potrebbe non essere più possibile tornare indietro per recuperare il supporto analogico originale, così come sarebbero irrecuperabili i metadati mancanti o inadeguati. Per questo motivo, è importante documentare anche il processo di ri-mediazione stesso, così come tutte le eventuali modifiche effettuate sui dati digitali e metadati, in modo da ricostruire la cronologia del documento audio.

Un processo di ri-mediazione focalizzato solo sul documento sonoro e i suoi metadati può essere comunque carente, se non si conservano nella copia digitale anche le informazioni contestuali [8]. Per quanto riguarda le registrazioni analogiche, le informazioni contestuali sono varie e di diversa natura, ad esempio scritte sui contenitori delle edizioni (buste, casse e scatole), possibili allegati (testi, immagini), condizioni del supporto fisico, alterazioni intenzionali o corruzioni. Nella copia digitalizzata, le informazioni contestuali possono essere memorizzate utilizzando documenti testuali, fotografici e video. Ad esempio, le foto sono utili per riportare informazioni su etichette, scatole di edizione, allegati, corruzioni visibili da parte degli operatori. I dati che non possono essere direttamente rappresentate in formato digitale devono essere accuratamente documentate in un file descrittivo.

Negli ultimi anni, sono stati finanziati diversi progetti di ricerca nell'ambito della conservazione di documenti sonori (ad esempio Premis²), ma i loro obiettivi erano legati principalmente ai metadati e queste informazioni accessorie sono state spesso trascurate [17]. Anche nel progetto Europeana³ le informazioni contestuali non vengono considerate come essenziali, risultando spesso insufficienti per un'analisi musicologica. Per riassumere, i metadati possono essere suddivisi in tre gruppi:

²loc.gov/standards/premis/

³europeana.eu/portal/en

- Informazioni generali, che identificano in modo univoco il documento sonoro e la sua origine;
- Informazioni sul contenuto dell'audio, cioè dati relativi al file (es. formato del file) e riguardanti il processo di ri-mediazione;
- Informazioni descrittive, ad esempio la larghezza di un nastro magnetico, che vengono valutate solitamente attraverso l'ispezione visiva.

Identificare quali documentazioni fornire non è banale e non esiste una soluzione generale, poiché gruppi diversi di utenti (ad esempio, musicologi e il pubblico in generale) hanno esigenze diverse.

Le fasi del processo di ri-mediazione

Le modalità secondo cui si svolge il processo di ri-mediazione possono essere variabili. Un esempio concreto di processo di ri-mediazione è stato sviluppato dal team del CSC. Nella prima fase, il team analizza gli aspetti filologici del documento, per scegliere uno degli approcci discussi sopra: come già discusso, si utilizza l'approccio di Schüller Tipo B, rivisitato. Successivamente, viene stesa una pianificazione che descriva nel dettaglio l'effettivo processo di ri-mediazione, articolato in procedure e sottoprocedure. Le procedure da eseguire nel processo di ri-mediazione sono mostrate in Figura 1.1.

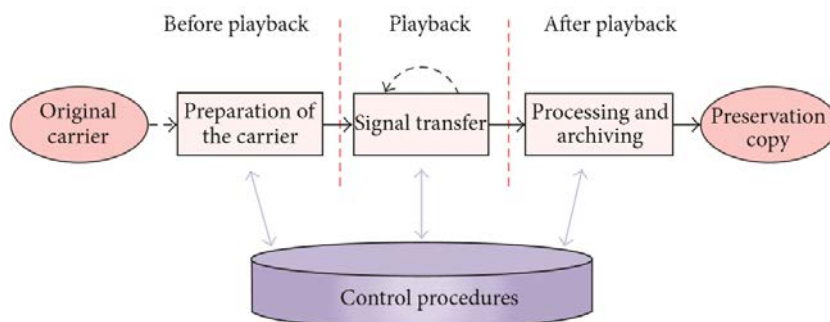


FIGURA 1.1: Schema che raffigura le fasi del processo di ri-mediazione

Ognuna delle fasi rappresentate può essere suddivisa in diverse sotto-fasi. Per esempio, la fase 1 (preparazione del supporto), può essere caratterizzata da una raccolta della documentazione fisica, seguita da un'ispezione visiva e da un'analisi chimica del supporto, per poi essere conclusa da un'ottimizzazione del supporto di destinazione in base ai risultati ottenuti nelle sottofasi precedenti. Le informazioni secondarie includono invece foto e video, sia del supporto originale, sia del processo di ri-mediazione stesso, in modo tale che ogni bit di informazione memorizzato possa essere utile per una futura fruizione filologica del documento.

1.3 L'accesso ai documenti sonori storici

Al giorno d'oggi, gli sforzi nell'ambito della ricerca e i principali dibattiti relativi ai documenti sonori storici riguardano quasi esclusivamente la conservazione, trascurando così un aspetto essenziale: la fruizione. Un accesso all'opera digitalizzata può

essere fedele solo se si permette all'utente di interfacciarsi con la copia digitale in modo simile a come interagisce con l'originale, garantendogli la giusta esperienza d'ascolto [12, 34]. Nell'opera digitalizzata c'è molto più della traccia sonora e l'utente deve poter accedere a tutte le sue peculiarità. L'accesso agli archivi di documenti sonori, più che al grande pubblico, è spesso orientato ad esperti e studiosi che ne effettuano analisi musicologiche. Queste rischiano di essere seriamente compromesse se le modalità di accesso non sono sufficientemente fedeli e metodologicamente rigorose. In questo senso, in [17] viene fornita una metodologia di accesso ai nastri magnetici, che pone la dovuta attenzione anche alle informazioni contestuali e ai metadati. Si afferma inoltre che, essendo il nastro magnetico il supporto analogico più esigente nell'ambito della conservazione (dettagli nella sezione 2.1.2), le metodologie esposte si possono estendere anche per la conservazione degli altri supporti.

Un altro aspetto importante riguarda gli strumenti di riproduzione e registrazione. A differenza dei file audio digitali, i documenti sonori analogici sono indissolubilmente legati al supporto fisico su cui sono stati registrati e sul quale vengono riprodotti [27]. In alcuni casi, le caratteristiche fisiche di un supporto possono influenzare pesantemente le opere musicali, come ad esempio nella *tape music* [17]. Risulta perciò importante riprodurre anche il comportamento di tali dispositivi, per l'accesso alla copia digitale: l'esperienza d'ascolto è ottima solo se il fruitore ha a disposizione tutte le sfaccettature che gli strumenti di riproduzione analogici offrono. Questo è possibile grazie ad un'interfaccia che le rappresenti fedelmente. Tuttavia, spesso non si ha una qualità sufficiente. La maggior parte dei documenti sonori negli archivi internazionali e nelle biblioteche digitali sono resi accessibili agli studiosi attraverso lettori di Compact Disc o di tipo *iTunes-like* su un personal computer. Questa modalità di accesso non permette agli esperti di avere il giusto contatto con il documento sonoro originale. Un'analisi musicologica con strumenti inadeguati o informazioni incomplete può portare a falsi storici, peraltro difficili da individuare [16]. Esistono pacchetti software commerciali che riproducono alcune caratteristiche dei dispositivi di riproduzione analogici, ma la virtualizzazione è spesso incompleta e inaccurata. Ciò nonostante, in letteratura non mancano studi nel campo della virtualizzazione degli strumenti di riproduzione. In [35], viene presentata REWIND, un'applicazione web che mira a riprodurre in digitale l'esperienza di ascolto di un grammofono. In [12], viene presentata REMIND, un'applicazione *mobile* che ricrea l'esperienza del magnetofono Studer A810, dispositivo di riproduzione che verrà descritto nella sezione 3.1. Come nel dispositivo reale, in REMIND è possibile regolare parametri come la velocità di lettura del nastro e la curva di equalizzazione di post-enfasi. In [12] viene inoltre illustrato un quadro metodologico rigoroso per un accesso fedele ai documenti, basate sul processo descritto in [7, 33].

Questi lavori, utili alla causa dell'accesso ai documenti sonori, dimostrano come il concetto di conservazione attiva è applicabile al campo dei dispositivi di registrazione/riproduzione. Infatti, essendo caratterizzati da un veloce susseguirsi di tecnologie differenti e da una rapida obsolescenza dell'hardware, essi sollevano problemi simili a quelli della salvaguardia dei documenti. Per riassumere, i problemi principali che sorgono nell'accesso a documenti sonori storici possono essere classificati come segue [12]:

- Impossibilità di accedere al documento analogico originale (per le motivazioni descritte nella sezione 1.1);
- Impossibilità di accedere agli strumenti analogici di riproduzione del supporto originale;

- Mancanza di una metodologia specifica per l'accesso ai documenti;
- Mancanza di strumenti adeguati che considerino le informazioni contestuali e rappresentino più fedelmente l'esperienza di ascolto originale.

Data la probabile indisponibilità del documento sonoro originale, per l'accesso si parte dal presupposto di fare riferimento alla copia di conservazione (il nuovo master), il cui equivalente bibliografico è il fac-simile o la copia diplomatica. Tuttavia, una copia di conservazione completa di alta qualità può pesare diversi gigabyte, risultando eccessivo per diversi sistemi di accesso, in particolare per i servizi Web. La soluzione a questo problema consiste nel creare una copia di accesso, derivante da quella di conservazione, ma contenente un file audio di qualità minore e/o una quantità minore di metadati e informazioni contestuali. Spesso, una copia di media o buona qualità può essere accettabile per uno studio musicologico, a patto che l'insieme di dati e metadati messo a disposizione sia sufficiente per mantenere l'integrità filologica del documento sonoro.

1.4 Il problema dell'equalizzazione

Con il termine "equalizzazione" si indica una procedura che comporta un'alterazione o regolazione dello spettro della risposta in frequenza di un segnale audio. Essa può essere utilizzata per diversi scopi. Ad esempio, durante il mixing e il mastering audio, gli equalizzatori si utilizzano sia per migliorare la resa del suono, sia per questioni estetiche. Il concetto di filtraggio nelle frequenze audio è stato introdotto all'inizio degli anni '70, con le prime applicazioni limitate all'ambito dei telgrafi armonici. Successivamente, l'equalizzazione ha giocato un ruolo fondamentale nel campo della registrazione audio analogica [52], perché consentiva di correggere i limiti fisici derivanti dai supporti. Le curve di equalizzazione venivano applicate in questo modo:

- In fase di registrazione, era applicata una curva di equalizzazione (detta di pre-enfasi), allo scopo di estendere il range dinamico [18] e di incrementare l'SNR del segnale audio [10];
- In fase di riproduzione, per poter ascoltare il segnale così com'era stato registrato, era applicata una curva (detta di post-enfasi), avente una risposta in frequenza inversa rispetto a quella di pre-enfasi applicata in precedenza.

Questa tecnica ha trovato nel corso dei decenni larga applicazione, dal momento che il range dinamico dei sistemi audio era limitato [18] e inoltre le sorgenti musicali producono la maggior parte di energia alle basse frequenze, dove l'orecchio umano è meno sensibile al rumore [18].

Nel corso degli anni, non sono stati utilizzati parametri comuni nell'applicazione di queste tecniche e i vari produttori hanno spesso adottato standard diversi, corrispondenti a differenti curve di pre- e post-enfasi. Per i vinili, ad esempio, la situazione era particolarmente eterogenea fino all'introduzione degli standard RIAA (Recording Industries Association of America) nel 1955 (figura 1.2). Prima di questa data esistevano dozzine di standard differenti⁴. Anche nel caso dei supporti magnetici la problematica è simile. Una lista completa degli standard di equalizzazione per la riproduzione di un nastro magnetico si può trovare in [14]. Tuttavia, nel corso

⁴wiki.audacityteam.org/wiki/78rpm_playback_curves

della trattazione ci si limita a considerare gli standard NAB e il CCIR (sezioni [2.1.3](#) e [2.1.3](#)).

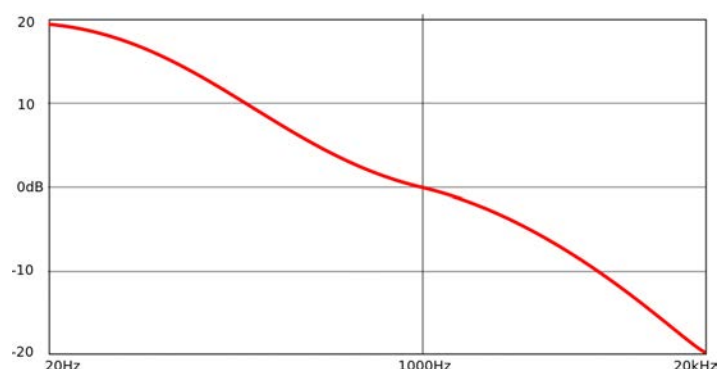


FIGURA 1.2: Curva RIAA di post-enfasi

La presenza di molti standard è un problema che va considerato durante il processo di ri-mediazione: per digitalizzare i documenti sonori senza introdurre artefatti, è necessario conoscere e utilizzare la curva di riproduzione corretta, dovendo affrontare quello che viene chiamato "il problema dell'equalizzazione" [\[15\]](#). Le curve di equalizzazione che vengono applicate in fase di riproduzione ricadono nella categoria di alterazioni del segnale che Schüller ha denominato "intenzionali". Seguendo le indicazioni fornite dal metodo di Schüller Tipo B, è doveroso correggere queste alterazioni. Operativamente, questo si effettua impostando sul magnetofono lo standard di riproduzione corretto, cioè coincidente con quello che era stato utilizzato in fase di registrazione del supporto. Tuttavia, le informazioni riguardanti la curva di equalizzazione corretta, come quelle sull'esatta velocità di riproduzione, spesso non sono agevolmente reperibili. Le differenze tra le diverse curve sono sottili e durante il processo di digitalizzazione può essere molto complicato riuscire a determinare quella corretta senza il supporto di un'adeguata documentazione. Spesso, gli standard di velocità ed equalizzazione non sono indicati nella copertina o nelle note del documento sonoro e quindi diventa complesso capire quale sia quello corretto. In questi casi, la scelta viene fatta dall'operatore che effettua la procedura di ri-mediazione. Egli decide su attraverso l'ascolto [\[14\]](#), [\[15\]](#) e questo può introdurre errori di accuratezza [\[9\]](#). La probabilità di produrre copie non fedeli è quindi particolarmente elevata. Per limitare il più possibile la soggettività e gli errori che possono compromettere l'integrità della copia di conservazione, potrebbe essere utile alleggerire i tecnici di questo compito. Il problema può essere risolto in due modi:

- Post-processing del segnale digitalizzato, grazie ad alcuni *tool* automatici innovativi [\[27\]](#), [\[53\]](#). Con l'utilizzo di un algoritmo di machine learning che analizza il segnale audio del file digitalizzato, si è in grado di rintracciare automaticamente l'equalizzazione originale con cui è stata effettuata la registrazione.
- Analisi musicologica da parte di esperti.

Si noti che è necessario aver effettuato la ri-mediazione del documento sonoro anche qualora si scelga di percorrere la seconda opzione. Infatti, l'analisi musicologica deve poter essere effettuata senza dover ricorrere al nastro magnetico originale. Per facilitare il lavoro dei musicologi, risulta quindi indispensabile sviluppare uno strumento

digitale che modifichi "on the fly" la curva di equalizzazione applicata, al fine di confrontare velocemente le due possibilità [44]. Inoltre, si può dare agli studiosi anche la possibilità di ascoltare il file digitale equalizzato "flat", opzione non disponibile nei dispositivi reali. Dato il numero enorme di nastri già digitalizzati e i grandi investimenti economici necessari per creare copie di conservazione, non è sempre possibile ripetere la procedura di ri-mediazione più volte su supporti già digitalizzati, quantomeno su larga scala. Senza contare che parte di questo patrimonio potrebbe essere nel frattempo diventato illeggibile a causa del deterioramento fisico. Anche questa considerazione porta alla necessità di uno strumento che effettui le dovute correzioni sulla copia già digitalizzata.

La soluzione a questo problema consiste nel progettare un set di filtri digitali che sottragga la curva di equalizzazione erroneamente applicata in fase di digitalizzazione, per poi aggiungere quella corretta. Questo procedimento deve garantire che non vengano effettuate trasformazioni irreversibili sulla prima copia di conservazione. I filtri non devono intaccare direttamente il file digitale che rappresenta la prima digitalizzazione, seppure erronea. Essa infatti, come esposto nella sezione 1.2.2, rappresenta un'informazione cronologica importante dal punto di vista della conservazione attiva del documento sonoro. La realizzazione e la valutazione delle prestazioni dei filtri digitali appena esposti è l'obiettivo di questo lavoro di tesi.

1.4.1 Stato dell'arte

In letteratura si possono trovare alcuni approcci inerenti al problema dell'equalizzazione, prevalentemente orientati alla riproduzione in digitale delle curve di equalizzazione fornite dagli standard. Le applicazioni descritte in [12] e [35] hanno reso necessario lo sviluppo di curve digitali, avendo l'obiettivo di riprodurre fedelmente le caratteristiche dei dispositivi di riproduzione. In REWIND [35], l'utente può scegliere tra le più comuni curve di equalizzazione per grammofoni (RIAA, RCA, HMV, FFRR, NAB), oltre ad avere la possibilità di creare una curva personalizzata.

Operativamente, le curve sono state realizzate con l'uso di 32 filtri di tipo *peaking* (figura 1.3) in serie. Ciascuno di questi filtri è centrato in una determinata frequenza ed ha una forma "a campana". L'altezza della campana è definita dal valore di gain, mentre la sua larghezza è descritta dal *quality factor* Q , fissato a 5.72 (un quarto di ottava). L'uso di questa serie di filtri, equidistanti in frequenza (l'equidistanza va

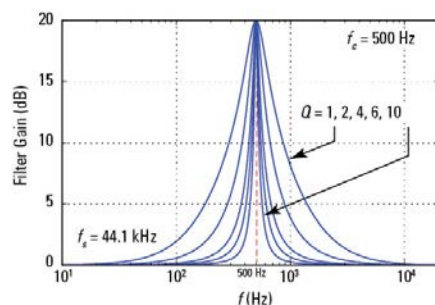


FIGURA 1.3: Risposta in frequenza di un filtro *peaking*

intesa in scala logaritmica), permette quindi di coprire tutto il range spettrale. Pilotando per ciascuno il valore di gain, è possibile ottenere la curva desiderata. Per riprodurre le curve analogiche, si è partiti dalle frequenze di *bass turnover*, *high turnover* (sezione 2.1.3) e dal parametro di *rolloff*, i quali definiscono i comportamenti a

bassa e alta frequenza di ogni filtro standard. Queste informazioni sono state utilizzate per approssimare, per quanto possibile, il comportamento in frequenza dei vari standard modulando il guadagno di ogni filtro *peaking*. Questa soluzione è molto versatile, in quanto si può facilmente permettere all'utente di personalizzare la curva. Tuttavia le limitazioni intrinseche legate ai filtri *peaking* non permettono di avere una riproduzione perfetta della curva analogica.

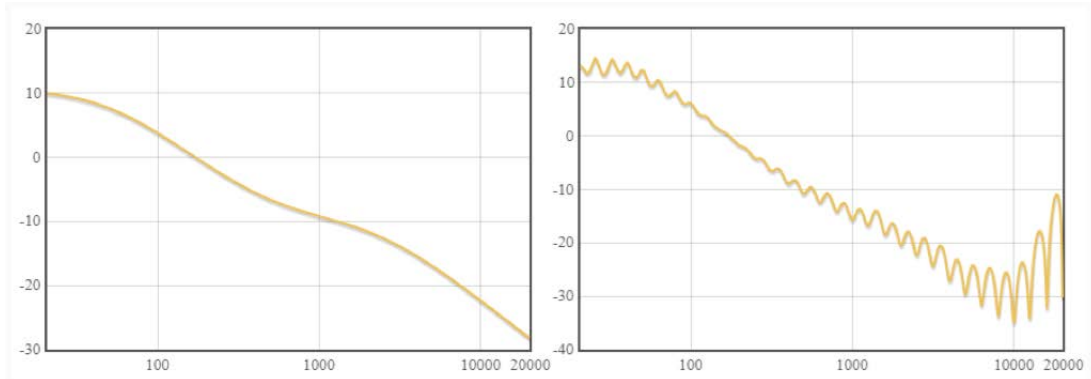


FIGURA 1.4: Risposta in frequenza della realizzazione della curva RIAA con il metodo dei filtri *peaking*, per diversi valori del *Q-factor*

Come si può vedere in figura 1.4, la risposta in frequenza presenta effetti oscillatori dovuti alla struttura della serie di filtri. L'effetto può essere limitato scegliendo diversi valori del *Q-factor*, ma mai eliminato del tutto. Per questi motivi non può essere considerato un approccio rigoroso di design, non garantendo la massima accuratezza nell'approssimazione delle curve analogiche.

In altri studi si è percorsa una strada differente [3, 54], concentrandosi sull'obiettivo di ottenere un'approssimazione più fedele delle curve analogiche. Partendo da una descrizione formale matematica di queste curve, si è ricavata la funzione di trasferimento analogica del filtro. Dopodiché, con l'uso di metodi di trasformazione analogico-digitale si è ottenuto un filtro digitale che approssima quello di partenza. In [54], ci si è occupati della realizzazione in digitale della curva di equalizzazione NAB di post-efasi. Con l'uso della trasformazione bilineare, si è ottenuto un filtro digitale IIR approssimante con una differenza impercettibile acusticamente [54]. In [3], si utilizza lo stesso approccio per ottenere un filtro IIR che approssimi la curva RIAA dei grammofoni. Entrambi gli studi utilizzano la trasformazione bilineare, sottolineandone le interessanti proprietà riguardanti la stabilità. Come in [3], anche l'azienda austriaca NOA⁵ in un recente lavoro presentato alla Preservation and Restoration Conference dell'AES (2018), ha progettato un filtro digitale che approssima la curva RIAA post-efasi dei grammofoni, mostrando di poter ottenere risultati soddisfacenti.

Le conclusioni promettenti dei lavori appena esposti hanno portato alla scelta di perseguire questa strada anche in questo lavoro di tesi, con lo scopo di estenderne i risultati al caso delle curve di equalizzazione dei nastri magnetici NAB e CCIR a tutte le velocità di riproduzione. Inoltre, verranno presentati dei filtri digitali dedicati specificatamente alla soluzione del problema dell'equalizzazione: attraverso la composizione delle funzioni di trasferimento analogiche, si possono ottenere filtri digitali di ordine superiore, che permettono di sintetizzare l'intera procedura correttiva in un

⁵www.noa-archive.com/assets/Uploads/ARSC-Paper-on-Digital-Deemphasis-Peter-Kuhnle-NOA.pdf

unico filtro. Utilizzando un metodo simile a quello in [35], il *tool* sviluppato in questo lavoro di tesi è in grado di correggere anche gli errori nella velocità di riproduzione. Di nuovo, si è deciso di formalizzare e aggregare i vari step della procedura correttiva in un unico filtro. Lo scopo di questa operazione di raggruppamento è scrivere in un file .wav la risposta impulsiva di ogni filtro digitale progettato, ciascuno corrispondente ad un possibile caso correttivo. La risposta impulsiva descrive univocamente il contenuto del filtro digitale, con il vantaggio di essere molto versatile. Infatti, l'operazione di filtraggio può essere eseguita operando la convoluzione tra il segnale di ingresso e la risposta impulsiva del filtro correttivo, anche in un framework diverso da quello di progettazione del filtro.

Un esempio in questo senso è la libreria *Web Audio API* [48], utilizzata in [35] per gestire componenti audio complesse. Questa soluzione permette di superare le limitazioni del HTML5 `<audio>`, offrendo la possibilità di sviluppare applicazioni audio elaborate senza dover ricorrere a plugin come Flash o QuickTime. L'infrastruttura prevista in questa libreria permette di rappresentare il flusso audio dalla sorgente (file audio) alla destinazione (cuffie o diffusori acustici) in un grafo diretto di nodi, modificabile dinamicamente. Tra i nodi che permettono di trasformare il segnale audio, è presente il *Convolver Node*, che calcola la convoluzione tra due segnali in input. In questo caso, avere un set di risposte impulsive pronte all'uso è fondamentale per la correzione degli errori di equalizzazione anche nelle interfacce d'accesso web.

Capitolo 2

Correzione degli errori di equalizzazione

2.1 Caso studio: i nastri magnetici

Storicamente, la persona che per primo ha progettato una macchina in grado di registrare le alterazioni di un'onda sonora nel tempo è Edouard-Leon Scott de Martinville, intorno alla metà del diciannovesimo secolo. La sua creazione era in grado di eseguire la sola registrazione delle onde, ma non di riprodurle. Circa vent'anni dopo, nel 1877, Thomas Edison inventa il fonografo, un dispositivo capace di riprodurre dei suoni attraverso delle vibrazioni a partire da un'onda impressa su un cilindro di ottone. Per la prima volta nella storia una macchina è in grado di riprodurre un suono registrato su un supporto. Questo porta alla progettazione di macchine sempre più efficienti per la registrazione e la trasmissione, arrivando così all'invenzione del telefono e dando vita ad una vera e propria rivoluzione tecnologica. Nel 1888, Oberlin Smith pubblica un articolo nel quale parla del concetto di registrazione magnetica, il primo in assoluto [24].

L'ingegnere Valdemar Poulsen, ispirato da questa intuizione, costruisce dieci anni dopo il telegrafo, un registratore a filo in grado di catturare il segnale magneticamente. Prima dell'inizio della seconda guerra mondiale, negli anni '30, viene presentato in Germania il primo prototipo di registratore a nastro. La guerra blocca inevitabilmente il progresso in quest'ambito, fino a quando, terminato il conflitto, la continua ricerca porta alla nascita dei primi magnetofoni equipaggiati con tecnologie avanzate come l'AC bias e la registrazione stereo. Da qui cominciano a nascere le prime aziende, come la Ampex negli Stati Uniti e la Studer in Europa. Quest'ultima in particolare, da piccola realtà svizzera, si trasformerà nell'azienda leader nel settore a livello europeo in pochi anni. I registratori su nastro raggiungono il grande pubblico con la nascita delle cosiddette compact cassette, sviluppate dall'azienda olandese Philips. Nel giro di brevissimo tempo si impongono come standard a livello mondiale, prima di essere abbandonate intorno agli inizi degli anni '90 in favore dei supporti digitali.

2.1.1 Descrizione del supporto fisico

Il supporto magnetico è costituito da un nastro di materiale plastico sul quale viene depositato uno strato uniforme di ossido di ferro; viene generato un campo magnetico, attraverso l'utilizzo di una testina di registrazione, in grado di memorizzare il segnale audio utilizzando la variazione della magnetizzazione residua dell'ossido. I supporti possono essere di vario tipo. Essi si differenziano per la larghezza del nastro e della bobina che ne permette la conservazione, la registrazione e la riproduzione. I tre tipi principali sono: nastri a bobina aperta *reel-to-reel* (riproduzione attraverso magnetofono); cassette a nastro e cartucce nastro; dischi (ad esempio hard disk e floppy

disk). I dispositivi *reel-to-reel* hanno rappresentato il formato di registrazione principale negli studi di registrazione professionali fino alla fine degli anni '80, quando l'audio digitale ha trasformato il mondo della musica. Tuttavia, essi sono stati ampiamente utilizzati anche per l'home recording e per attività di ricerca in linguistica e antropologia [17]. In ambito domestico vengono solitamente utilizzati nastri da 1/4 di inch e bobine da 7 inch, mentre in ambito professionale nastri da 2 inch e bobine da 10.5 inch [20].

I nastri possono essere registrati e riprodotti a diverse velocità, misurate in ips (inch per second). Esistono sei velocità standard: 30 ips (76,2 cm/s), 15 ips (38,1 cm/s), 7,5 ips (19,05 cm/s), 3,75 ips (4,76 cm/s), 1,875 ips (4,76 cm/s) e 0,9375 ips (2,38 cm/s). Tra le più utilizzate abbiamo la 7.5 ips per uso domestico, e la 15 ips per uso professionale [14]. Non esistono dispositivi di riproduzione in grado di riprodurre tutte e sei le velocità e la risposta in frequenza del dispositivo cambia in funzione della velocità di riproduzione selezionata [10].



FIGURA 2.1: Un nastro magnetico da 1/4 di inch alloggiato su un bobina da 7 inch

È utile analizzare le parti che compongono il supporto magnetico per comprendere i fattori che possono portare al deterioramento del supporto [20]. Nonostante possano cambiare da un tipo di nastro all'altro, i componenti del nastro possono essere riassunti come segue (figura 2.2):

- Pellicola di base;
- Rivestimento *binder/oxide* (inclusa lubrificazione);
- Rivestimento inferiore (*Back coating*).

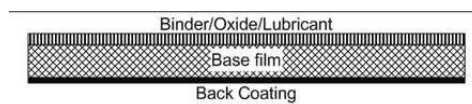


FIGURA 2.2: Composizione di un generico nastro magnetico

Pellicola di base

La pellicola di base rappresenta la parte più delicata e garantisce l'integrità strutturale del nastro. In caso di danneggiamento è impossibile recuperare l'informazione.

Le principali pellicole utilizzate nel corso dei decenni sono acetato di cellulosa, PVC (Luvitherm), paper e polietilene tereftalato (PET). Nato nel 1953, il PET è il materiale che viene utilizzato ancora nei giorni nostri. La pellicola può deteriorarsi in vari modi. Pessime condizioni di stoccaggio e un avvolgimento di bassa qualità possono portare a varie problematiche [20]:

- *Country laning*: Rappresenta una deformazione fisica del nastro. Esso non è dritto ma curvo (figura 2.3 a). Quando passa sotto le testine per la riproduzione vaga avanti e indietro come fosse una vecchia strada di campagna, da qui il nome. La curvatura può essere dovuta ad una bobina difettosa, oppure ad un errore commesso al momento del taglio, aggravatosi con il passare del tempo.
- Bordi increspati: Il nastro potrebbe arricciarsi o deteriorarsi in prossimità dei bordi. Questo può essere causato dal calore sprigionato in fase di registrazione o riproduzione dalle macchine o dal nastro stesso.
- Difetti di avvolgimento: Il nastro potrebbe presentare delle anomalie nell'avvolgimento (figura 2.3 b), a causa delle numerose riproduzioni avvenute nel corso degli anni. Queste, provocando una perdita aderenza tra la testina il nastro, determinano una perdita di qualità in fase di riproduzione.

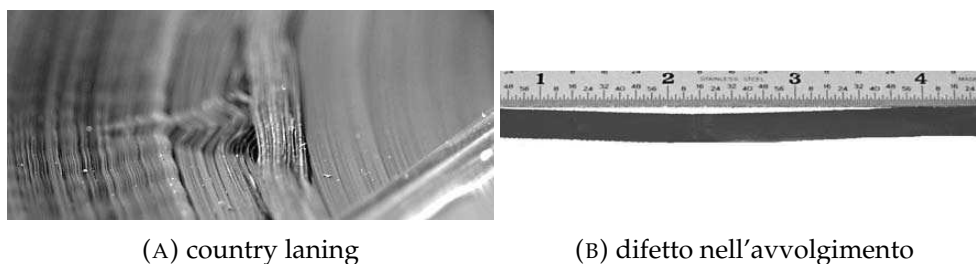


FIGURA 2.3: Esempi di deterioramento del supporto magnetico

Rivestimento *binder/oxide*

Il rivestimento *oxide* è formato da un insieme di particelle magnetiche in grado di trattenere il magnetismo impresso dalla testina di registrazione. Esso viene fissato alla pellicola di base attraverso un particolare tipo di colla, il *binder*. Inoltre, viene aggiunto al rivestimento complessivo *binder/oxide* un lubrificante, in modo da ridurre l'attrito tra nastro e testina. Nel caso di nastri audio, il lubrificante è l'unico componente adibito alla riduzione dell'attrito. Con il passare del tempo la polvere e la muffa potrebbero causare il suo esaurimento, comportando così danni irreparabili al nastro in fase di riproduzione.

Rivestimento inferiore

Il rivestimento inferiore ha lo scopo di conferire robustezza all'intero nastro ed è generalmente composto da carbone nero. Con il passare degli anni, il *back coating* ha trovato sempre più utilizzo grazie al fatto che conferisce maggior grip al movimento del nastro, permette la scarica elettrostatica e riduce il *print-through* [17]. Gli stessi agenti descritti per il rivestimento *binder/oxide* potrebbero portare all'usura del rivestimento inferiore, annullando così alcune delle caratteristiche appena elencate.

2.1.2 Conservazione attiva e accesso ai nastri magnetici

Negli ultimi 20 anni, uno dei principali campi di ricerca del Centro di Sonologia Computazionale di Padova è stata la conservazione di documenti sonori storici [13]. Il quadro metodologico generale per la conservazione attiva, presentato nella sezione 1.2 è stato adattato alle esigenze dei nastri magnetici [7, 17] e testato durante diversi progetti internazionali di conservazione, in collaborazione con alcuni dei più importanti archivi nazionali e internazionali, ad esempio Paul Sacher Stiftung (CH), Fondazione Arena di Verona (IT), Archivio storico del Teatro Regio di Parma (IT), Luigi Nono Archive (IT).

Come esposto nella Sezione 1.2, dopo il processo di conservazione attiva il documento sonoro perde la sua materialità e il suo contenuto viene conservato in forma digitale. Tuttavia, affrontando il tema dei nastri magnetici, devono essere considerate alcune caratteristiche specifiche del supporto in fase di ri-mediazione [36], non esistenti in altri scenari. L'aspetto più grande è legato all'impareggiabile possibilità di manipolazione che il nastro magnetico offre. La *tape music* [17] è un esempio in cui questa opportunità è stata sfruttata per intenzioni artistiche, creando un legame quasi indissolubile tra opera musicale e supporto magnetico. Tagli, giunzioni e persino annotazioni scritte sul nastro stesso appartengono al contenuto dell'opera e sono cruciali per la performance musicale. D'altro canto, le caratteristiche che erano viste dagli artisti come opportunità, oggi complicano considerevolmente il lavoro dei tecnici audio nella fase di digitalizzazione, rendendo oltretutto difficile formalizzare metodologie rigorose. Inoltre, nonostante le grandi possibilità di trattamento manuale, i nastri magnetici sono comunque molto fragili, hanno breve durata e sono soggetti agli agenti atmosferici. Per tutti questi motivi si può affermare che il nastro magnetico è il supporto analogico più esigente in termini di risorse richieste durante il processo di conservazione attiva [17]. Gli aspetti che vanno considerati e riportati in fase di digitalizzazione sono i seguenti:

1. La struttura materiale del nastro, cioè l'insieme delle sue componenti fisico-chimiche;
2. Gli standard utilizzati (velocità ed equalizzazione);
3. Il segnale audio (informazioni primarie) contenuto nel nastro magnetico;
4. Le informazioni contestuali (o secondarie) [7, 49]: note sulla scatola, discontinuità sul supporto magnetico (corruzioni, giunzioni, segni, ecc.);
5. I metadati;
6. La cronologia della ri-mediazione del documento (archiviazione, duplicazione, ecc.).

Tutte queste informazioni, dati e metadati devono essere archiviati nella copia di conservazione digitale, che rappresenta il vero e proprio master di conservazione da utilizzare per tutti i futuri accessi, immaginando che tra anni o decenni il nastro magnetico originale scomparirà o non sarà più accessibile.

Il segnale audio del documento digitalizzato, contenuto nella copia di conservazione, dev'essere memorizzato in file stereo o mono di alta qualità e non compresso. È preferibile utilizzare una frequenza di campionamento a 94 kHz e una risoluzione a 24 bit [34]. Le informazioni contestuali possono essere memorizzate attraverso foto del nastro o scansioni delle scatole e delle note. I metadati, invece, vanno memorizzati includendo la descrizione dello stato iniziale del nastro, i potenziali restauri fisici del supporto e qualsiasi altra informazione relativa al processo di digitalizzazione.

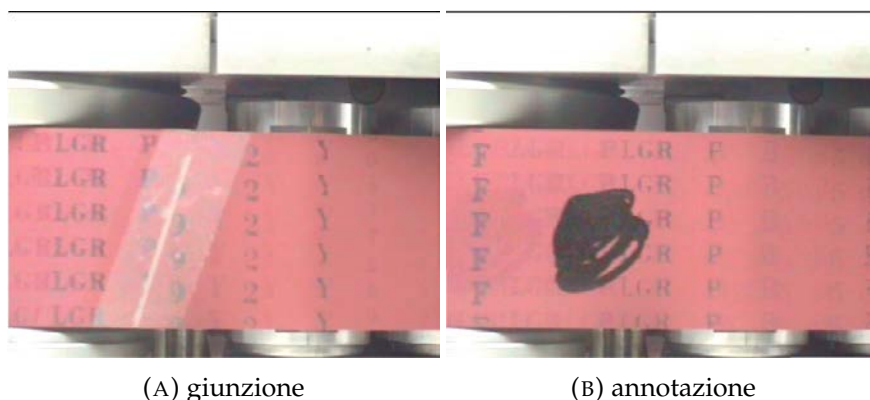


FIGURA 2.4: Fotogrammi estratti dal video di un nastro a bobina aperta durante la digitalizzazione

Un altro aspetto molto importante della digitalizzazione dei nastri magnetici è la registrazione video, che riprende la parte posteriore del nastro che scorre sulla testina del registratore durante la lettura, sviluppato in [7]. Questo rappresenta un modo molto potente per sintetizzare tutte le caratteristiche fisiche del nastro. In figura 2.4 si può notare una giunzione (a) e un'annotazione dell'artista (b), che demarca un preciso evento nella composizione musicale. Oltre alle informazioni contestuali, relative alle discontinuità del nastro, e alla possibilità di discriminare le alterazioni intenzionali da quelle non intenzionali, la registrazione video permette anche di verificare irregolarità nella velocità di riproduzione del nastro che causano variazioni di frequenza. Con l'uso di questi file video, è poi possibile eseguire algoritmi di analisi delle immagini che rilevano automaticamente la presenza di tagli, giunzioni o annotazioni [36]. Durante la lettura del nastro, grazie ad un ascolto continuo del contenuto musicale, i tecnici audio possono rilevare cambiamenti di velocità nel nastro. In questo caso, il nastro viene digitalizzato una seconda volta, nella stessa copia di conservazione con i relativi metadati e con una nuova copia del video.

Per quanto riguarda l'accesso ai documenti sonori su supporti magnetici, valgono le considerazioni fatte nella sezione 1.3. Le ipotesi di lavoro relative alla conservazione attiva dei nastri permettono di memorizzare in modo rigoroso le informazioni contestuali e i metadati, indispensabili per l'accesso. REMIND [12] rappresenta lo stato dell'arte nell'accesso e fruizione della copia di conservazione digitale.

2.1.3 Gli standard di equalizzazione

Dopo aver descritto le caratteristiche principali del supporto magnetico e della sua conservazione, si procede ora con l'analisi dei più comuni standard per la riproduzione e la registrazione dei nastri magnetici. Gli standard di equalizzazione vengono solitamente indicati con gli acronimi delle organizzazioni che li hanno proposti. Nel corso degli anni si sono diffusi standard differenti in Europa e America. Quello più utilizzato a livello europeo è stato lo IEC1 dell'International Electrotechnical Commission, chiamato anche CCIR dall'acronimo "Comité Consultatif International pour la Radio". In America si è diffuso lo IEC2, chiamato anche NAB dall'American National Association of Broadcaster. D'ora in poi, questi standard di equalizzazione saranno definiti CCIR e NAB. Affinché la traccia audio registrata sul supporto magnetico sia riprodotta fedelmente, è necessaria l'applicazione in fase di riproduzione della curva di post-enfasi NAB o CCIR corrispondente alla curva pre-enfasi utilizzata

nella fase di registrazione. D'ora in avanti definiremo questa operazione come "equalizzazione corretta", distinguendola da quella "errata", in cui si utilizzano standard di registrazione e riproduzione diversi tra loro.

Lo standard NAB

La NAB Recording and Reproducing Standards Committee fu riunita per la prima volta nel 1941. Le prime indicazioni redatte dalla commissione furono adottate dal consiglio di amministrazione nel 1942, 1949, 1950 e 1953. Durante il corso degli anni lo standard ha subito delle piccole modifiche fino ad arrivare alla forma che conosciamo oggi [49]. Il comitato NAB beneficiò dei contributi di diverse organizzazioni internazionali e fu aperto alla partecipazione di qualsiasi individuo e comitato interessato. Fu in particolare composto da rappresentanti di produttori ed emittenti radiotelevisive. Lo stretto contatto con esse favorì la piena comprensione coordinata, l'intercambiabilità e lo sposalizio degli ultimi progressi tecnologici dell'arte. Gli standard furono definiti per i sistemi destinati alla registrazione su nastri magnetici ad una, due e quattro tracce alla velocità di 7.5 ips. Venne trattata anche la velocità di 15 ips per i sistemi ad alta efficienza.

Lo standard NAB prevede che la curva di riproduzione rappresentante la relazione tra ampiezza (Volt) e frequenza (Hz) debba essere uniforme, tranne sulle code, alle quali vanno applicate:

- Un'attenuazione dell'ampiezza nei bassi, attraverso l'utilizzo di un filtro passa-alto resistivo-capacitivo con costante di tempo t_1 ;
- Un incremento dell'ampiezza nelle alte frequenze, grazie all'inverso di un filtro passa-basso resistivo capacitivo con costante di tempo t_2 .

La curva espressa in decibel è rappresentata dall'espressione (2.1):

$$N_{dB} = 20 \log_{10} \omega t_1 \sqrt{\frac{1 + (\omega t_2)^2}{1 + (\omega t_1)^2}} \quad (2.1)$$

dove $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione e (t_1, t_2) sono le costanti di tempo appena descritte [49, 21]. Le costanti, in funzione della velocità di riproduzione del nastro magnetico, sono indicate nella tabella 2.1.

TABELLA 2.1: Costanti di tempo per la curva NAB post-enfasi

Tape speed	t_1 (μs)	t_2 (μs)
3.75 ips	3180	90
7.5 ips	3180	50
15 ips	3180	50

Grazie a t_1 e t_2 e mediante la formula $f_c = \frac{1}{2\pi t}$, è possibile calcolare le frequenze di taglio dei due filtri; al di sotto della frequenza f_{c1} sarà presente un'attenuazione mentre al di sopra di f_{c2} un'amplificazione. Le frequenze vengono anche chiamate, rispettivamente, frequenza di *bass turnover* e frequenza di *high turnover*.

Quanto detto vale per la fase di riproduzione del nastro. In fase di registrazione, invece, avviene l'esatto contrario: le basse frequenze vengono amplificate, mentre vengono attenuate le alte frequenze. La curva risultante è rappresentata in figura 2.5.

in cui si possono osservare le curve relative alle velocità 7.5 e 15 ips (curva A) e alle velocità 3.75 e 1.875 ips (curva B) [49].

La curva di registrazione corrisponde all'inversa di quella in figura 2.5.

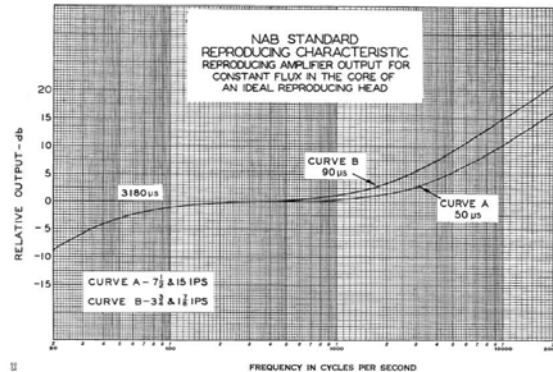


FIGURA 2.5: Curva NAB per la riproduzione a 7.5/15 e 3.75/1.875 ips

Lo standard CCIR

Lo standard CCIR, a differenza di quello NAB, non altera le basse frequenze. La curva di riproduzione è ottenibile con la stessa formula utilizzata per l'equalizzazione NAB (figura 2.6) [30]. Le costanti di tempo sono presenti nella tabella 2.2 [30]:

TABELLA 2.2: Costanti di tempo per la curva CCIR post-enfasi

Tape speed	$t_1(\mu s)$	$t_2(\mu s)$
7.5 ips	∞	70
15 ips	∞	35

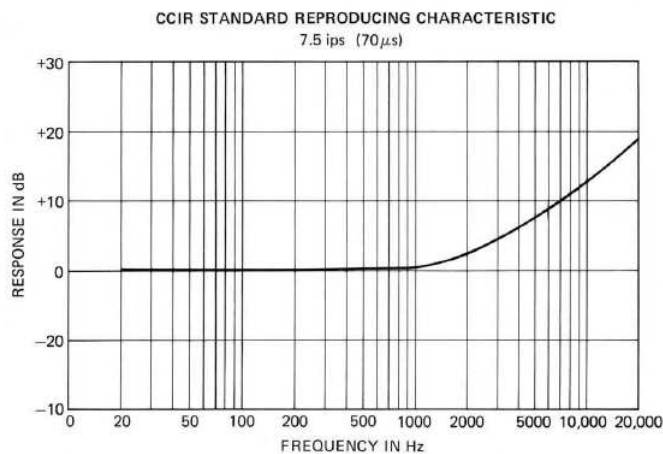


FIGURA 2.6: Curva CCIR per la riproduzione a 7.5 ips

2.2 Funzioni di trasferimento dei filtri analogici

Il primo passo consiste nell'analisi delle curve pre- e post-enfasi per ogni standard. Una curva di post-enfasi può essere espressa dalla seguente formula [21]:

$$N_{dB} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 t_1^2} \right) - 10 \log_{10} (1 + 4\pi^2 f^2 t_2^2) \quad (2.2)$$

dove f è la frequenza espressa in Hz , mentre t_1 e t_2 sono le costanti di tempo (in μs) dello standard utilizzato. Si può facilmente verificare, sfruttando le proprietà del logaritmo, che l'equazione (2.2) rappresenta un'alternativa alla formula (2.1) già presentata per lo standard NAB. La funzione di trasferimento che rappresenta la suddetta curva di post-enfasi è:

$$R(s) = \frac{st_1(1 + st_2)}{1 + st_1} \quad (2.3)$$

dove $s \in \mathbb{C}$. Per dimostrarlo è sufficiente valutare la funzione appena ottenuta sull'asse immaginario $j\omega$ e calcolarne il modulo quadro. Si ottiene:

$$|R(j\omega)|^2 = R(j\omega)\overline{R(j\omega)} = \frac{\omega^2 t_1^2 (1 + \omega^2 t_2^2)}{1 + \omega^2 t_1^2} \quad (2.4)$$

che corrisponde all'argomento della radice quadrata nella (2.1). Il filtro di pre-enfasi, essendo l'inverso di quello in equazione (2.3), è descritto dalla seguente funzione di trasferimento:

$$W(s) = \frac{1 + st_1}{st_1(1 + st_2)} \quad (2.5)$$

La notazione scelta prevede d'ora in avanti l'utilizzo della lettera W per rappresentare le quantità relative alla fase pre-enfasi di registrazione (*writing*) e la lettera R per rappresentare le quantità relative alla fase post-enfasi di riproduzione (*reading*). Partendo dalle funzioni di trasferimento appena trattate, si ottengono le curve in figura 2.7 e 2.8 che rappresentano la risposta in frequenza in registrazione (pre-enfasi) e riproduzione (post-enfasi) rispettivamente dello standard NAB e CCIR. Con l'uso delle formule analitiche delle curve standard NAB e CCIR, è ora possibile creare i filtri correttivi allo scopo di compensare gli errori di equalizzazione.

2.2.1 Il processo di correzione: formulazione matematica

In questa sezione viene analizzato il processo di correzione del segnale errato. Lo schema a blocchi è rappresentato in figura 2.9. I domini delle grandezze in oggetto sono:

- $L^2(\mathbb{R})$ indicante lo spazio delle funzioni integrabili $\mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$ e rappresentante lo spazio dei segnali;
- \mathbb{C}^n lo spazio discreto dei vettori di lunghezza finita, il quale rappresenta il modello per i segnali digitali e i filtri.

Prima dell'effettiva trasformazione in digitale, il segnale analogico $x \in L^2$ attraversa due fasi, una di registrazione e una di riproduzione, corrispondenti ai filtri W e R . La loro funzione di trasferimento è rispettivamente $W(s)$ e $R(s)$ e l'equalizzazione che questi filtri applicano al segnale è di tipo pre-enfasi durante la registrazione e

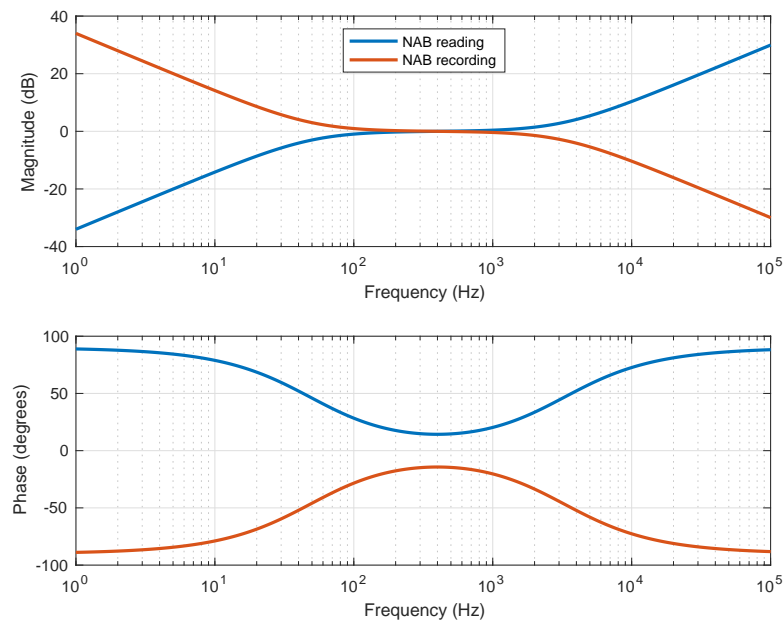


FIGURA 2.7: Risposta in frequenza e diagramma di fase dello standard NAB in pre e post-enfasi

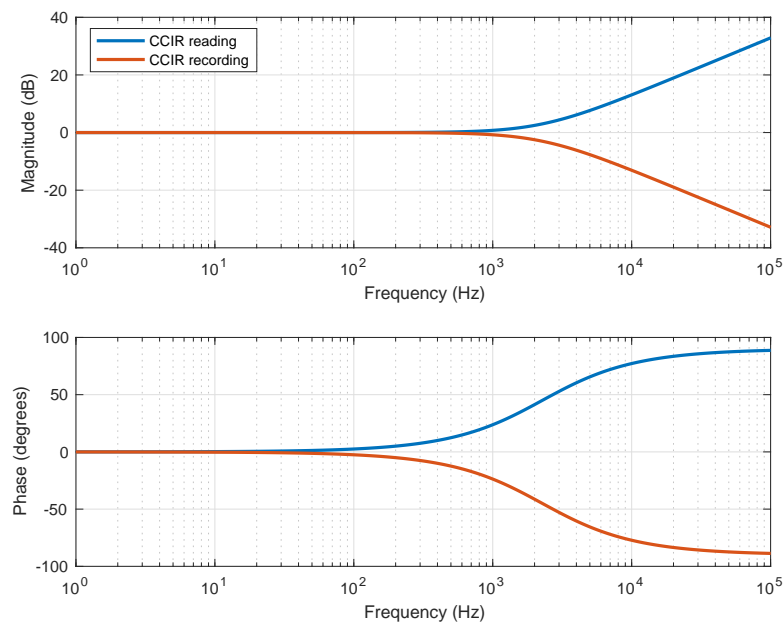


FIGURA 2.8: Risposta in frequenza e diagramma di fase dello standard CCIR in pre e post-enfasi

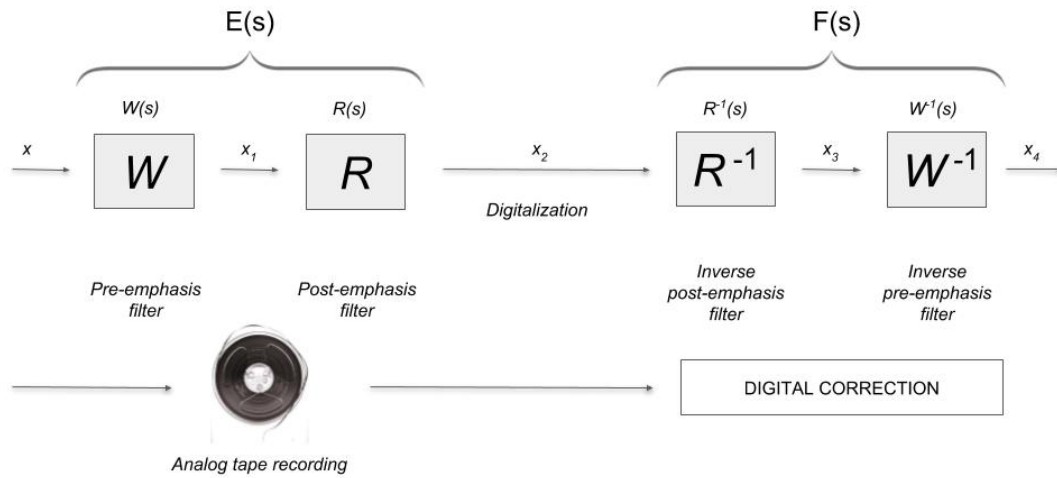


FIGURA 2.9: Schema a blocchi che rappresenta il processo di correzione dell'equalizzazione

di tipo post-enfasi durante la riproduzione. In ciascuna delle due fasi avviene la convoluzione del segnale d'ingresso con le risposte impulsive $w \in L^2(\mathbb{R})$ e $r \in L^2(\mathbb{R})$, rispettivamente dei filtri di registrazione e riproduzione.

Il segnale x_2 può essere ottenuto anche filtrando x con un unico filtro risultante \mathcal{E} , dato dalla composizione di \mathcal{R} e \mathcal{W} , ovvero $\mathcal{E}(x) = \mathcal{R} \circ \mathcal{W}$. Se l'equalizzazione \mathcal{E} è flat, allora significa che non ci sono stati errori di equalizzazione e quindi che i parametri della digitalizzazione sono corretti. Una curva piatta si può ottenere soltanto se la funzione di trasferimento $E(s)$ del filtro \mathcal{E} è l'identità. In questo caso $R(s)$ e $W(s)$ devono essere reciproci:

$$W = R^{-1} \quad (2.6)$$

Questo si verifica quando si utilizzano le giuste curve di riproduzione e registrazione appartenenti allo stesso standard. In questo lavoro di tesi ci si occupa invece del caso in cui sia avvenuto un errore nell'equalizzazione. In tal caso la risposta in frequenza di \mathcal{E} non è piatta, rendendo necessario l'intervento di un filtro digitale correttivo \mathcal{F} tale che la composizione tra \mathcal{E} ed \mathcal{F} abbia una risposta complessiva piatta. Il filtro \mathcal{F} ha una funzione di trasferimento $F: \mathbb{C} \rightarrow \mathbb{C}$ tale che $E(s) \cdot F(s) = id$, quindi della forma:

$$F = W^{-1} \cdot R^{-1} \quad (2.7)$$

D'ora in avanti saranno chiamati "filtri standard" i filtri \mathcal{R} e \mathcal{W} di pre- e post-enfasi, mentre saranno chiamati "filtri composti" (ad esempio \mathcal{E} e \mathcal{F}) quelli risultanti dalla cascata di due o più filtri semplici.

Lo schema a blocchi rappresentato in figura 2.9 descrive \mathcal{R} e \mathcal{W} come filtri generici. Tuttavia, il caso studio di questo lavoro di tesi è limitato ai nastri magnetici, perciò si farà riferimento, da qui in avanti, agli standard NAB e CCIR. In altre parole, il filtro \mathcal{W} potrebbe corrispondere solo al filtro NAB o CCIR in registrazione (pre-enfasi), mentre il filtro \mathcal{R} potrebbe corrispondere solo al filtro NAB o CCIR in riproduzione

(post-enfasi). Per fare un esempio, si ipotizzi il caso di un nastro magnetico registrato con equalizzazione NAB ed erroneamente riprodotta, durante la digitalizzazione, con l'utilizzo della curva CCIR. Applicando la procedura correttiva, si ha:

$$W_{NAB} \cdot R_{CCIR} \cdot R_{CCIR}^{-1} \cdot W_{NAB}^{-1} = id, \quad (2.8)$$

dove le funzioni di trasferimento $E = W_{NAB} \cdot R_{CCIR}$ e $F = R_{CCIR}^{-1} \cdot W_{NAB}^{-1}$ sono tra loro inverse. Limitando il caso di studio ai soli NAB e CCIR, nel corso della trattazione si farà uso soltanto di quattro costanti di tempo, che per comodità si ridefiniscono come segue:

$$\begin{aligned} t_1 &= \infty; \\ t_2 &= 70\mu s \\ t_3 &= 3180\mu s; \\ t_4 &= 50\mu s. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Le costanti di tempo t_1 e t_2 sono relative al CCIR, mentre t_3 e t_4 sono relative al NAB. Consideriamo momentaneamente i filtri standard alla velocità di 7.5 ips, rimandando il lettore alla sezione (2.2.3) per l'estensione ai casi in cui la velocità di riproduzione è diversa da quella di registrazione. Si possono ora scrivere le funzioni di trasferimento analogiche dei filtri dello standard NAB:

$$NAB_r(s) = \frac{st_3(1 + st_4)}{1 + st_3} \quad (2.10)$$

$$NAB_w(s) = \frac{1 + st_3}{st_3(1 + st_4)} \quad (2.11)$$

Le funzioni di trasferimento analogiche dei filtri dello standard CCIR possono essere scritte in forma semplificata eliminando $t_1 = \infty$, in quanto un polo (o zero) all'infinito può non essere esplicitato nella funzione di trasferimento [4]. Esse risultano quindi:

$$CCIR_r(s) = 1 + st_2 \quad (2.12)$$

$$CCIR_w(s) = \frac{1}{1 + st_2} \quad (2.13)$$

Il caso NAB_w presenta un polo nell'origine. Esso non compromette la stabilità del filtro, essendo un polo semplice (molteplicità 1) e accompagnato da un polo a parte reale negativa ($s = -1/t_4$). [4]. Il sistema non risulta essere instabile, perciò si evita il pericolo di avere una risposta all'impulso divergente. Tuttavia, a causa del polo nell'origine, il sistema è solo marginalmente stabile. Il fatto di non godere della stabilità asintotica implica che per $t \rightarrow \infty$ la risposta impulsiva non raggiungerà asintoticamente il valore zero. Nella figura 2.10 è rappresentata la risposta impulsiva del NAB_w , in cui si può notare l'asintoto orizzontale che indica la stabilità solo marginale del filtro (valore asintotico: 314.47).

2.2.2 Funzioni di trasferimento dei filtri correttivi

Se gli standard utilizzati in pre- e post-enfasi sono diversi, si ottiene una risposta in frequenza del filtro composto \mathcal{E} non piatta, con una conseguente modifica indesiderata del segnale in ingresso x . In questo caso $x \neq x_2$, perciò è necessario applicare

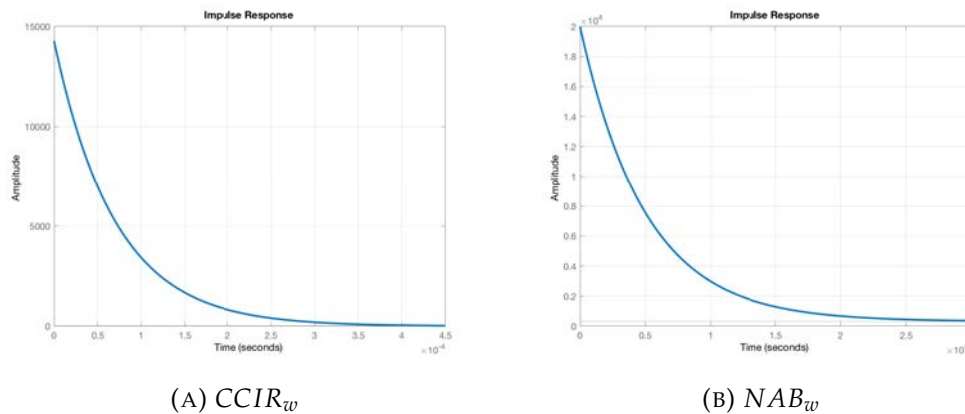


FIGURA 2.10: Risposte impulsive dei filtri analogici CCIR e NAB pre-
enfasi

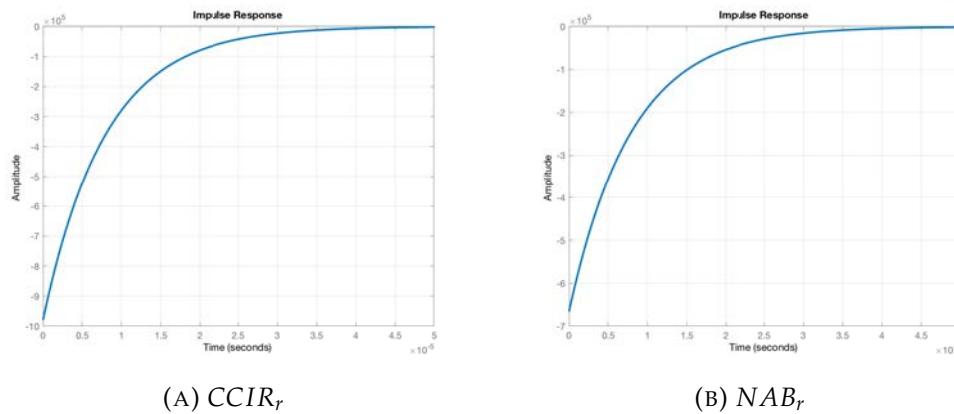


FIGURA 2.11: Risposte impulsive dei filtri analogici CCIR e NAB post-
enfasi

il filtro digitale correttivo \mathcal{F} discusso in precedenza, composto dai filtri standard applicati nel giusto ordine. Si identificano quattro casi possibili:

1. $W=NAB_w$ e $R=NAB_r$ \longrightarrow Nessun intervento
2. $W=CCIR_w$ e $R=CCIR_r$ \longrightarrow Nessun intervento
3. $W=NAB_w$ e $R=CCIR_r$ $\longrightarrow R^{-1} = (CCIR_r)^{-1}$ e $W^{-1} = (NAB_w)^{-1}$
4. $W=CCIR_w$ e $R=NAB_r$ $\longrightarrow R^{-1} = NAB_w$ e $W^{-1} = CCIR_r$

I casi 1 e 2 non richiedono nessun intervento perché la curva risultante dall'applicazione in registrazione e riproduzione del medesimo standard è *flat*. I casi 3 e 4 richiedono invece l'intervento di un filtro correttivo.

Si può osservare nelle figure [2.12](#) e [2.13](#) come l'errata giustapposizione delle curve in fase di pre- e post-enfasi possono causare delle importanti alterazioni dello spettro, compromettendo l'autenticità del documento sonoro digitalizzato. L'alterazione maggiore si manifesta nelle alte frequenze: dai 5 kHz in poi, si hanno 2.9 dB di alterazione, corrispondenti nel caso 3 ad una diminuzione di circa il 25% (aumento, nel caso 4) dell'intensità sonora percepita in quel range spettrale.

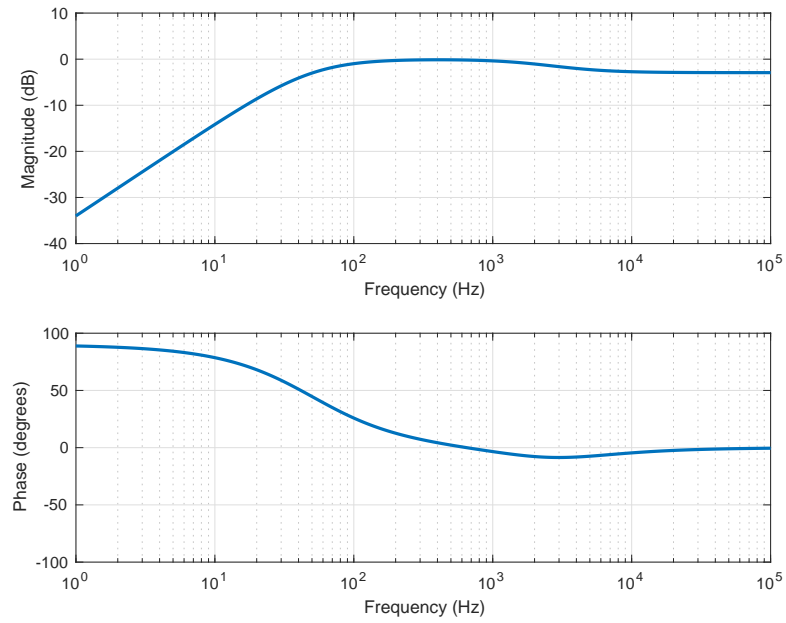


FIGURA 2.12: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro analogico correttivo del caso 3

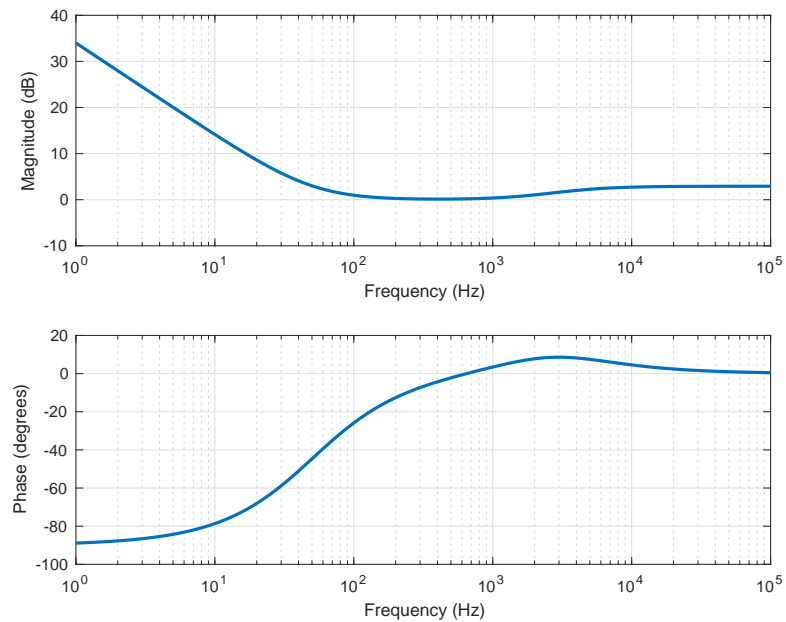


FIGURA 2.13: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro analogico correttivo del caso 4

Per definizione, i filtri pre- e post-enfasi dello stesso standard sono tra loro inversi. Perciò sono valide le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} (CCIR_r)^{-1} &= CCIR_w \\ (CCIR_w)^{-1} &= CCIR_r \\ (NAB_r)^{-1} &= NAB_w \\ (NAB_w)^{-1} &= NAB_r \end{aligned} \quad (2.14)$$

I casi 3 e 4 possono essere quindi riscritti come segue:

$$3. W=NAB_w \text{ e } R=CCIR_r \longrightarrow R^{-1} = CCIR_w \text{ e } W^{-1} = NAB_r$$

$$4. W=CCIR_w \text{ e } R=NAB_r \longrightarrow R^{-1} = NAB_w \text{ e } W^{-1} = CCIR_r$$

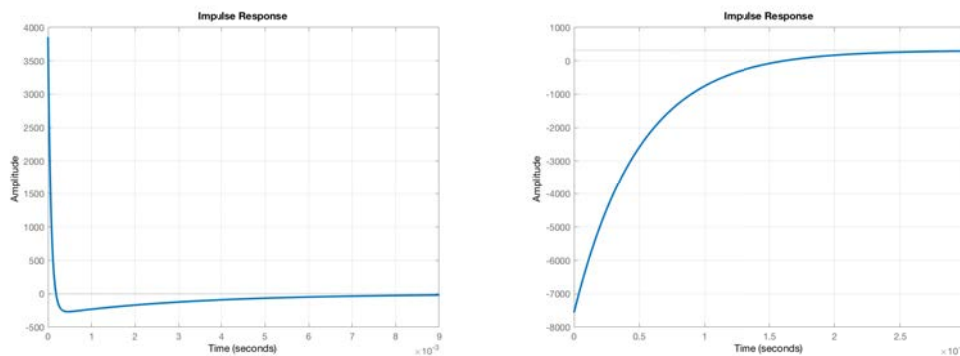
Disponendo la funzione di trasferimento analogica degli standard in oggetto, è possibile ottenere la funzione di trasferimento composta facendo il prodotto tra le singole funzioni di trasferimento [4]. La funzione di trasferimento del filtro correttivo del caso 3, ottenuta moltiplicando $R^{-1} = CCIR_w$ per $W^{-1} = NAB_r$ (2.10 e 2.13) risulta essere:

$$F_3(s) = \frac{st_3(1 + st_4)}{(1 + st_3)(1 + st_2)} \quad (2.15)$$

La funzione di trasferimento del filtro correttivo del caso 4, ottenuta moltiplicando $R^{-1} = NAB_w$ per $W^{-1} = CCIR_r$ (2.11 e 2.12) risulta essere:

$$F_4(s) = \frac{(1 + st_3)(1 + st_2)}{st_3(1 + st_4)} \quad (2.16)$$

Si noti la reciprocità di $F_3(s)$ e $F_4(s)$. Riguardo la presenza del polo $s = 0$, la questione è analoga al caso NAB_w . Per completezza, si riportano nelle figure 2.14a e 2.14b le risposte impulsive dei filtri composti esaminati (casi 3 e 4).



(A) Caso 3

(B) Caso 4

FIGURA 2.14: Risposte impulsive dei filtri analogici correttivi

2.2.3 Introduzione al problema del cambio di velocità

Come già discusso, durante la digitalizzazione gioca un ruolo essenziale la corretta configurazione del dispositivo di riproduzione. Il tecnico audio deve impostare sul

magnetofono lo standard e la velocità di riproduzione, in modo concorde ai parametri utilizzati in fase di registrazione del nastro. Se si sbaglia la scelta della velocità di riproduzione, si ha sia un rallentamento o un'accelerazione della traccia audio, sia un errore di equalizzazione. La procedura correttiva è quindi più complessa rispetto a [2.2.2](#) ed è divisa in due sotto-procedure:

1. È necessario riportare il file digitale alla velocità giusta: la versione digitalizzata risulta accelerata o rallentata rispetto all'originale, causando differenze notevoli di tono e tempo;
2. Dev'essere comunque effettuata un'operazione di filtraggio, dal momento che le curve di pre- e post-enfasi dei diversi standard cambiano al cambiare delle velocità di registrazione/riproduzione utilizzate.

La sotto-procedura (1) è necessaria perché il cambio di velocità ha effetti molto grandi sulla traccia audio digitalizzata, alterandone sia la durata sia le caratteristiche timbriche. Dal punto di vista del segnale, accelerare (rallentare) la velocità significa operare uno *shifting* in frequenza verso destra (sinistra) nello spettro del segnale. Questo si può intuire facilmente pensando ad un segnale di input sinusoidale di periodo T : raddoppiando la velocità di lettura del nastro magnetico, si ha che il nuovo periodo sinusoidale è $T_{new} = T/2$ e quindi la frequenza $f_{new} = 1/T_{new}$ raddoppia, causando una traslazione verso destra del picco nello spettro del segnale. Considerazioni duali valgono per il rallentamento di un segnale audio. Si noti che la moltiplicazione in frequenza genera una traslazione (e non una dilatazione) dello spettro perché la scala delle frequenze è logaritmica. Da queste considerazioni si può concludere che, operativamente, la tecnica per effettuare il cambio velocità della traccia audio dev'essere basata sul ri-campionamento. Tuttavia, non è sufficiente ri-campionare il segnale di input, in quanto l'effettiva velocità della traccia non cambia. Si è quindi scelto di utilizzare la funzione MATLAB *resample*, che accelera o rallenta il file in ingresso di un fattore k , restituendolo però campionato alla stessa f_s del file origine.

La sotto-procedura (2) può essere ricondotta alla problematica affrontata nel capitolo [2.2.2](#), in quanto consiste nel correggere l'applicazione di una curva sbagliata con un filtro composto. In particolare, la forma delle curve pre- e post enfasi a velocità diverse è pressoché identica: a variare sono le costanti di tempo responsabili dei comportamenti a bassa ed alta frequenza, secondo le tabelle [2.1](#) e [2.2](#), modificando le frequenze di taglio dei filtri.

I casi affrontati nella sezione [2.2.2](#) possono essere estesi aggiungendo al problema la variabile del cambio di velocità. Durante la digitalizzazione, si possono presentare quattro scenari nella fase di riproduzione del nastro magnetico:

- *SCENARIO 1.* Sia lo standard che la velocità scelte sono corrette;
- *SCENARIO 2.* La velocità è corretta ma lo standard è sbagliato;
- *SCENARIO 3.* Lo standard è corretto ma la velocità è sbagliata;
- *SCENARIO 4.* Sia lo standard che la velocità sono sbagliati.

Nel primo scenario non è necessaria alcuna operazione. Il secondo scenario invece, corrisponde esattamente alla situazione trattata nella sezione [2.2.2](#). Il terzo e il quarto scenario sono accomunati dalla presenza di un errore nella velocità di riproduzione. Nello schema a blocchi di figura [2.15](#) si può osservare la situazione più generale possibile, rappresentata dallo scenario 4.

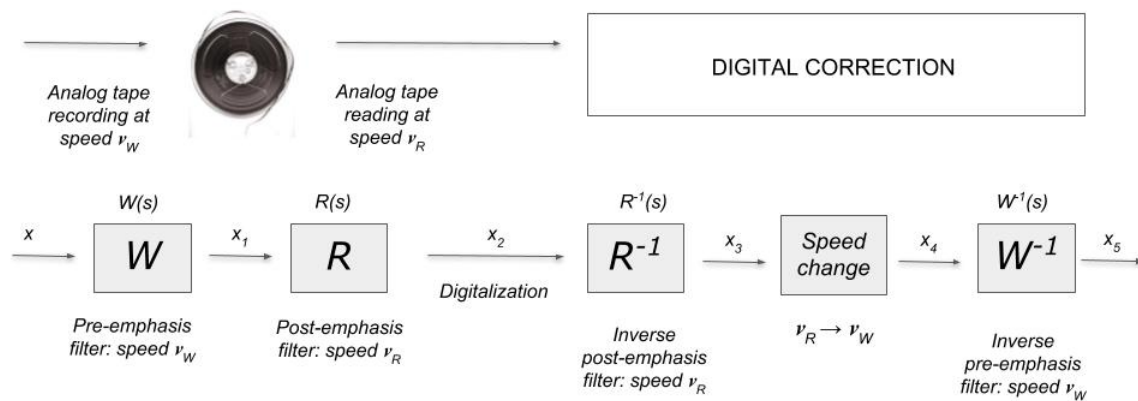


FIGURA 2.15: Schema a blocchi che rappresenta la procedura correttiva per il cambio di velocità

In fase di digitalizzazione, si decide a che velocità v_R riprodurre il nastro magnetico: se $v_R = v_W$ si rientra negli scenari 1 e 2. Se $v_R \neq v_W$ (scenari 3 e 4) allora si deve procedere nel dominio digitale con la procedura correttiva composta, rispettivamente, da R^{-1} , cambio di velocità e W^{-1} . Il filtro R^{-1} , alla velocità v_R , serve per correggere l'applicazione della curva di riproduzione sbagliata; il cambio di velocità riporta il file audio alla velocità corretta; il filtro W^{-1} applica il filtro di riproduzione corretto, utilizzando lo standard di W alla velocità v_W . Per semplicità, si limita momentaneamente l'analisi agli standard CCIR e NAB e alle sole velocità 15 e 7.5 ips. L'estensione a tutti i casi possibili è presentata nella sezione [2.4.2](#). Nella tabella [2.3](#) sono rappresentati gli 8 casi, tutti inclusi negli scenari 3 e 4, in cui c'è la necessità di operare un cambio di velocità.

CASO	Filtro W	Filtro R
V1	$NAB_{w,15}$	$CCIR_{r,7.5}$
V2	$CCIR_{w,15}$	$NAB_{r,7.5}$
V3	$NAB_{w,7.5}$	$CCIR_{r,15}$
V4	$CCIR_{w,7.5}$	$NAB_{r,15}$
V5	$CCIR_{w,15}$	$CCIR_{r,7.5}$
V6	$CCIR_{w,7.5}$	$CCIR_{r,15}$
V7	$NAB_{w,15}$	$NAB_{r,7.5}$
V8	$NAB_{w,7.5}$	$NAB_{r,15}$

TABELLA 2.3: Casi possibili per cambio di velocità 7.5 ips e 15 ips

In questa tabella si utilizza la notazione per cui, ad esempio, $NAB_{w,15}$ rappresenta la curva di pre-enfasi dello standard NAB con le costanti di tempo corrispondenti

alla velocità di 15 ips. Il prefisso V al numero del caso è utilizzato per evitare la confusione con i casi che saranno esaminati nella sezione 2.4.2. Esaminando il caso V1, si può notare che $v_W = 15$ ips e $v_R = 7.5$ ips (cambio velocità di fattore $v_R/v_W = 1/2$), perciò la fase successiva alla digitalizzazione è rappresentata da: $R^{-1} = CCIR_{r,7.5}^{-1}$; cambio di velocità di fattore $v_W/v_R = 2$; $W^{-1} = NAB_{w,15}^{-1}$. Come nel capitolo precedente, anche qui si sfrutta la reciprocità dei filtri di pre- e post-enfasi (relazioni dell'equazione 2.14). Le procedure correttive per ciascun caso sono evidenziate in tabella 2.4.

CASO	Filtro R^{-1}	Fattore di cambio velocità	Filtro W^{-1}
V1	$CCIR_{w,7.5}$	2	$NAB_{r,15}$
V2	$NAB_{w,7.5}$	2	$CCIR_{r,15}$
V3	$CCIR_{w,15}$	1/2	$NAB_{r,7.5}$
V4	$NAB_{w,15}$	1/2	$CCIR_{r,7.5}$
V5	$CCIR_{w,7.5}$	2	$CCIR_{r,15}$
V6	$CCIR_{w,15}$	2	$CCIR_{r,7.5}$
V7	$NAB_{w,7.5}$	1/2	$NAB_{r,15}$
V8	$NAB_{w,15}$	1/2	$NAB_{r,7.5}$

TABELLA 2.4: Procedure correttive per i casi in cui si verifica il cambio di velocità

Nella procedura correttiva così esposta si utilizzano i filtri standard NAB e CCIR. Tuttavia, come nel caso a velocità costante, l'obiettivo è riuscire a riassumere la procedura correttiva in un unico filtro composto, che abbia le stesse caratteristiche filtranti nella banda d'interesse.

Utilizzo di filtri composti

Nella situazione a velocità costante, i filtri correttivi sono stati creati con la giustapposizione di due filtri standard R^{-1} e W^{-1} . Tuttavia, come si può osservare in figura 2.15, in questo caso specifico i filtri da comporre non sono consecutivi, bensì separati dal blocco *speed change*. È necessario quindi modificare questa configurazione, in modo da ottenerne una equivalente, in cui però la fase di cambio di velocità anticipa tutte le altre operazioni di filtraggio. Questa modifica è lecita solo se si trasforma il filtro R^{-1} in un nuovo filtro R_{mod}^{-1} , in modo tale che il segnale in uscita non cambi nelle due configurazioni. Una volta progettato R_{mod}^{-1} , si può procedere nel giustapporre R_{mod}^{-1} e W^{-1} per ottenere il filtro composto F_v . La nuova situazione, che sarà chiamata *configurazione alternativa*, è riassunta nello schema 2.16. In figura 2.17 si può osservare una comparazione tra la configurazione base (a) e quella alternativa (b).

Si presenta ora il problema di ottenere R_{mod}^{-1} modificato a partire dal R^{-1} di partenza. Il filtro R_{mod}^{-1} dev'essere progettato in modo tale che, a parità di input x_2 (campione appena digitalizzato), si ottenga lo stesso segnale x_4 in ingresso al blocco W^{-1} nelle due configurazioni. La differenza sostanziale tra i due casi è che in (a) il cambio di velocità si applica al segnale filtrato $x_{3,a}$, mentre in (b) interviene direttamente sul segnale x_2 e il filtro agisce a posteriori. Questo implica che in (a) il cambio di velocità, corrispondendo ad una traslazione in frequenza, "sposta" tutto il segnale, compresi gli effetti che precedentemente il filtro ha avuto su di esso. Per esempio, si immagini di invertire semplicemente i due blocchi del caso (a): l'output x_4 non

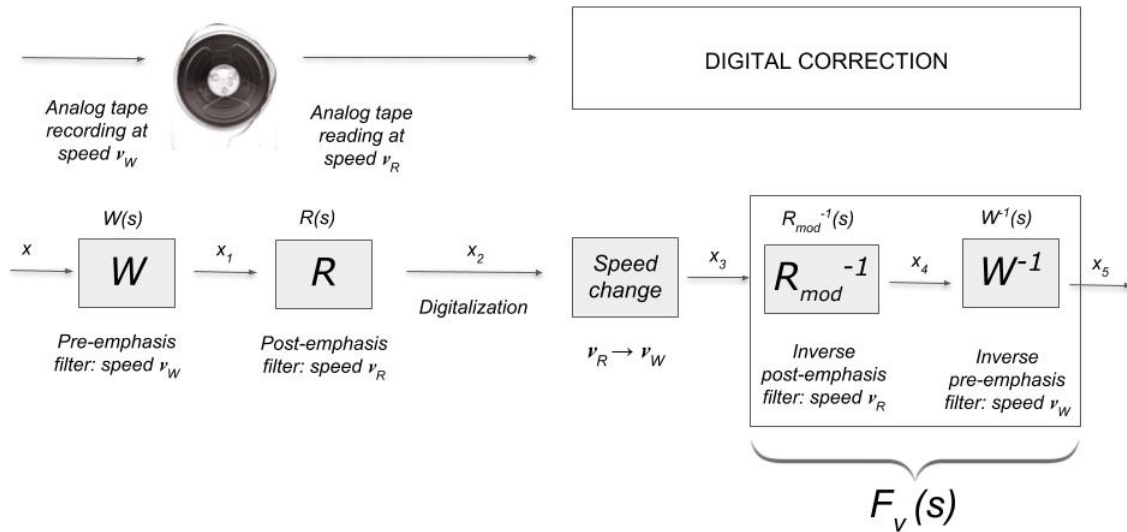


FIGURA 2.16: Schema a blocchi della configurazione alternativa per la procedura correttiva del cambio di velocità

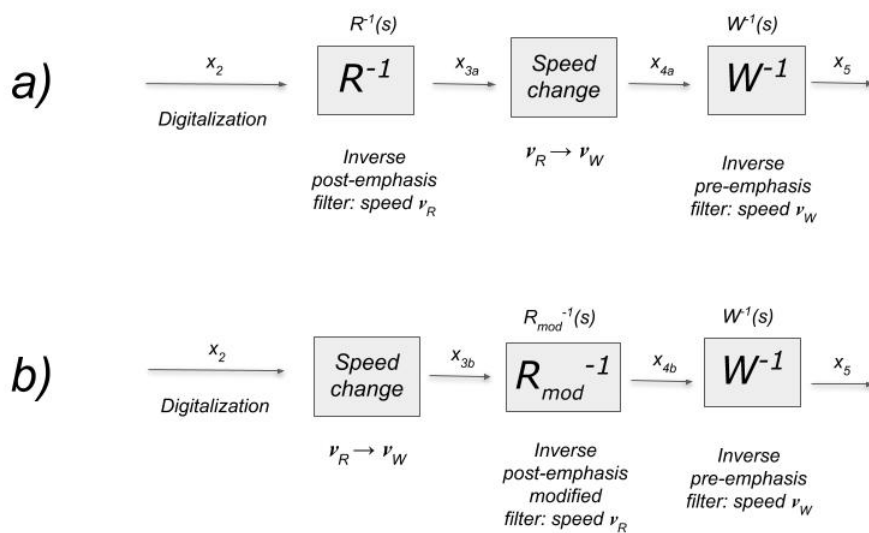


FIGURA 2.17: Confronto tra configurazione base (a) e configurazione alternativa (b)

può essere il medesimo, perché si perde l'effetto di *shifting* che il cambio di velocità imprime anche sull'azione filtrante di R^{-1} . In altre parole, nel caso (a) il cambio velocità accelera/rallenta anche il comportamento in frequenza di R^{-1} , spostandone di fatto i valori di cutoff. Per ottenere R_{mod}^{-1} si deve quindi traslare il comportamento in frequenza di R^{-1} . Questo si ripercuote sulle costanti di tempo, che vanno quindi moltiplicate per il fattore v_W/v_R .

Si prenda come esempio il caso V1. Nella configurazione base R^{-1} corrisponde al filtro $CCIR_{w,15}$, il cambio velocità prevede un raddoppiamento e W^{-1} corrisponde al filtro $NAB_{r,15}$. Nella configurazione alternativa il filtro R_{mod}^{-1} corrisponde al $CCIR_{w,15}$ modificato. Sia, per entrambi, l'input x_2 un rumore bianco di durata 1s e di frequenza di campionamento $48kHz$. Analizziamo il percorso del segnale in (a):

- R^{-1} effettua un taglio sulla frequenza $f_2 = 1/(2\pi t_2) = 4550Hz$ (costante di tempo $t_2 = 35\mu s$) attenuando le alte frequenze di x_2 ;
- Il cambio velocità accelera il file audio x_{3a} dimezzandone la durata e raddoppiandone il pitch: x_{4a} risulterà un rumore bianco di durata 0.5s e traslato in frequenza di un fattore 2.

Osservando il segnale x_{4a} , ci si accorge che anche l'effetto di attenuazione è stata traslata in frequenza: il taglio sulle alte frequenze si osserva ora in corrispondenza di $2f_2 = 9100Hz$. Si intuisce come il comportamento filtrante sia stato mutato a causa del cambio di velocità. Analizziamo ora il percorso del segnale in (b):

- Il cambio velocità accelera il file audio x_2 dimezzandone la durata e raddoppiandone il pitch: x_{3b} risulterà un rumore bianco di durata 0.5s e traslato in frequenza di un fattore 2.
- R_{mod}^{-1} effettua un taglio sulla frequenza f_{mod} attenuando le alte frequenze di x_{3b} ;

Se si utilizzasse $f_{mod} = f_2$ (quindi $R_{mod}^{-1} = R^{-1}$) si otterrebbe un segnale attenuato a $4550Hz$, ma non corrisponderebbe a x_{4a} . Si può intuire che una condizione necessaria e sufficiente per avere $x_{4a} = x_{4b}$ è in questo caso che $f_{mod} = 2f_2$. Questo si ottiene dimezzando la costante di tempo. Il filtro R_{mod}^{-1} sarà caratterizzato quindi da una costante di tempo $t_{mod} = t_2/2 = 17.5\mu s$. Generalizzando questa osservazione, si può concludere che il filtro R_{mod}^{-1} si ottiene moltiplicando le costanti di tempo di R^{-1} per il fattore v_R/v_W , inverso del fattore di cambio velocità nel blocco speed change (v_W/v_R).

2.3 I filtri digitali

Nella teoria dei segnali un filtro digitale (o filtro numerico) è un filtro che permette di compiere alcune funzioni matematiche su campioni di segnali discreti nel tempo, al fine di modificare alcuni aspetti del segnale analizzato [26]. Essi possono essere implementati e simulati su macchine digitali, ad esempio microprocessori o processori specializzati come i DSP. I filtri digitali si sono imposti come soluzione ideale a problematiche applicative di media ed elevata complessità nella maggior parte dei campi tecnici. L'analisi e la sintesi dei segnali vocali, l'elaborazione delle immagini, l'audio digitale, l'automazione, la strumentazione biomedica e di laboratorio, e in generale l'elettronica destinata alle applicazioni consumer, sono solo alcune delle applicazioni dei filtri digitali [37]. Il vantaggio sui filtri analogici è duplice:

- Essi possono essere riprogrammati via software sullo stesso hardware;

- È possibile modificare in tempo reale i coefficienti dei filtri, ottenendo in tal modo filtri “adattativi”

I principali tipi di filtri digitali sono i filtri FIR (Finite Impulse Response) e IIR (Infinite Impulse Response) [26, 31].

2.3.1 Filtri FIR

Un filtro FIR è un sistema LTI causale con risposta finita all’impulso. La funzione di trasferimento di un filtro FIR risulta essere un polinomio in z^{-1} . Il rapporto ingresso-uscita è descritto dalla seguente equazione alle differenze finite:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n-k), \quad (2.17)$$

in cui il segnale d’uscita $y(n)$ corrisponde alla convoluzione tra segnale di ingresso $x(n)$ e la risposta impulsiva $h(n)$ del filtro. Passando alle trasformate z e applicando la proprietà della traslazione temporale, si ottiene:

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.18)$$

Dove $H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)z^{-k}$ è un polinomio in z^{-1} . Le caratteristiche più interessanti dei filtri FIR sono le seguenti:

- Un filtro FIR può avere fase lineare, importante per non introdurre distorsioni di fase nel filtraggio.
- Un filtro FIR è sempre causale e stabile; ciò può essere rilevato dal fatto che $H(z)$ è un polinomio in z^{-1} e quindi ha un solo polo in $z=0$ di fatto interno al cerchio di raggio 1.

Quest’ultima condizione è un forte svantaggio, in quanto evidenzia che i FIR non hanno un esatto equivalente analogico. L’approccio di design in questo lavoro di tesi richiede invece di poter progettare un filtro digitale molto simile a quello analogico, partendo dalle caratteristiche d’ampiezza di quest’ultimo. Per questo motivo non si utilizzano FIR in questo lavoro di tesi. Si farà uso invece di un altro tipo di filtri, infinite impulse response (IIR), i quali permettono un *mapping* diretto analogico-digitale a partire da filtri analogici noti.

2.3.2 Filtri IIR

Con filtri IIR si intende quella sottoclasse dei sistemi LTI causali con risposta anche infinita all’impulso, dotati di una funzione di trasferimento razionale in z^{-1} . La relazione ingresso-uscita verifica l’equazione ricorsiva alle differenze finite:

$$\sum_{k=0}^{L-1} a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^{M-1} b_k y(n-k), \quad (2.19)$$

con $a_{L-1} \neq 0$. Si osservi che, per $L = 1$, la 2.19 definisce un filtro FIR. Passando alle trasformate, vale la medesima relazione dei FIR:

$$Y(z) = H(z)X(z), \quad (2.20)$$

ma in questo caso $H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^{L-1} a_k z^{-k}}$ è una funzione razionale in $z - 1$ dotata di poli di-

stinti da $z = 0$. Questo comporta che, se il filtro è causale, la risposta $h(n)$ all'impulso unitario è nulla per $n < 0$, ma risulta diversa da 0 per infiniti n positivi: la fase di questi filtri non può essere lineare [31]. Un'altra importante conseguenza della presenza di poli è la possibile instabilità del filtro digitale. Questi svantaggi sono compensati in vari casi dalla maggior semplicità realizzativa dei filtri IIR rispetto ai filtri FIR e dalle migliori caratteristiche di attenuazione a parità di ordine delle equazioni [26].

2.3.3 Metodi di trasformazione analogico-digitale

Per ottenere un filtro digitale IIR a partire dagli standard analogici si è scelto di utilizzare un *mapping* analogico-digitale delle funzioni di trasferimento. L'obiettivo è creare un filtro digitale che approssimi il più possibile quello analogico in oggetto, cercando una trasformazione dal piano s al piano z che preservi alcune proprietà essenziali. Al *mapping* $s \rightarrow z$ si richiede infatti che:

1. Trasformi una funzione di trasferimento razionale in s in una funzione di trasferimento razionale in z ;
2. Preservi la stabilità: se $H(s)$ è stabile allora $H(z)$ è stabile;
3. Trasformi l'asse immaginario $s = j\omega$ nel cerchio di raggio unitario $z = e^{j\theta}$.

In linea di principio, rappresenta una mappa potenziale qualsiasi procedura di discretizzazione di un'equazione differenziale lineare a coefficienti costanti che porti ad una equazione lineare alle differenze finite a coefficienti costanti. Un metodo possibile per la progettazione di un filtro IIR è quello dell'approssimazione di derivate. Ciò consiste nel sostituire la derivata continua con il rapporto incrementale finito ($t_n = nT$): la mappa corrisponde a $s = (1 - z^{-1})/T$. Tuttavia, questo approccio soddisfa solo la condizione (1), rendendo questo filtro utile solo a scopi didattici [26]. I metodi di trasformazione utilizzati sono i seguenti:

- il metodo della trasformazione bilineare
- il metodo dell'invarianza all'impulso
- il metodo del *matching* zero-polo

Metodo della trasformazione bilineare

La trasformazione bilineare è stata introdotta nel 1947 per l'analisi di filtri numerici da Arnold Tustin. Per questo motivo prende anche il nome di *metodo di Tustin*. Per comprendere questo metodo si introduce la trasformazione di Möbius, la quale è definita come:

$$s = \frac{\alpha z + \beta}{\gamma z + \delta} \quad (2.21)$$

con $s, z, \alpha, \beta, \gamma, \delta \in \mathbb{C}$ e $\alpha\delta - \beta\gamma \neq 0$. Assegnando ai parametri i valori tali per cui l'asse immaginario $s = j\omega$ venga mappato nel cerchio di raggio unitario $z = e^{j\theta}$, si ottiene:

$$s = \frac{z - 1}{z + 1} \longleftrightarrow z = \frac{1 + s}{1 - s} \quad (2.22)$$

In particolare, emerge la corrispondenza:

$$\begin{aligned} s = 0 &\longleftrightarrow z = 1 \\ s = \infty &\longleftrightarrow z = -1 \\ s = -1 &\longleftrightarrow z = 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

La prima e la seconda delle [2.23] garantiscono che i comportamenti in frequenza zero e infinito vengano mappati rispettivamente nei valori $z = 1 = e^{j0}$ e $z = -1 = e^{j\pi}$ (massima frequenza in z). La terza assicura che sia preservata la stabilità asintotica [29], in quanto tutti i poli a parte reale negativa vengono mappati in poli il cui modulo è strettamente minore di 1. Il metodo di Tustin è un caso particolare della trasformazione appena descritta: partendo da un *mapping* $z = e^{sT_s}$ e applicando l'approssimazione trapezoidale, si ottiene:

$$z = e^{sT_s} \approx \frac{1 + sT_s/2}{1 - sT_s/2} \quad (2.24)$$

Da cui si può esplicitare s' funzione di z :

$$s' = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.25)$$

in cui è evidente l'analogia con [2.22]. Avendo a disposizione la funzione di trasferimento analogica si può ottenere quella digitale con:

$$H_d(z) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} = H_a \left(\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \right). \quad (2.26)$$

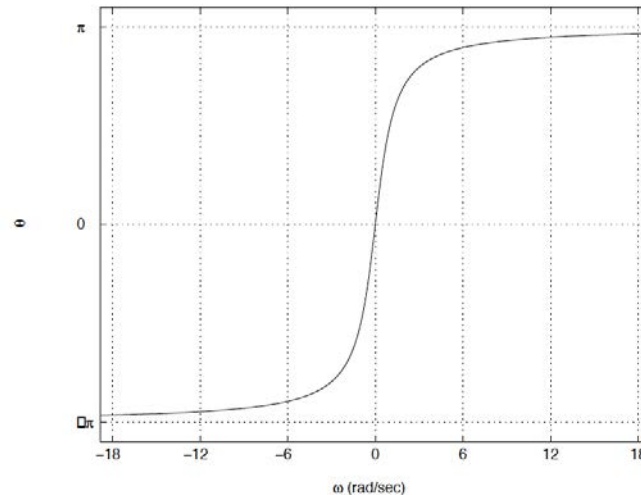
Questa equazione rappresenta il *mapping* analogico-digitale. Si può dimostrare che, in corrispondenza della trasformazione bilineare tra i piani z e s , esiste una relazione non lineare tra θ e ω [26]:

$$\omega = \tan \frac{\theta}{2} \longleftrightarrow \theta = 2 \arctan \omega \quad (2.27)$$

Questa relazione, che si può osservare in figura [2.18], è nota come *frequency warping*. L'effetto consiste in una distorsione dell'asse delle frequenze:

$$H_a(\omega) \longrightarrow H(e^{j\theta}) = H_a(\omega) \Big|_{\omega = \tan \theta/2} \quad (2.28)$$

A causa del *frequency warping*, alle alte frequenze l'approssimazione non è fedele. Più ci si avvicina alla frequenza di Nyquist ($\omega = \pi$), più la risposta in frequenza del filtro digitale risulterà deformata e tenderà al valore che quella analogica raggiunge a frequenza infinita. In altre parole, la risposta in frequenza del filtro digitale corrisponde a quella analogica, ma compressa orizzontalmente nell'asse delle frequenze. Questo effetto cresce al crescere della frequenza, con un andamento rappresentato in figura [2.18]. La proprietà appena esposta ha il vantaggio di evitare il problema dell'*aliasing* della risposta in frequenza, in quanto quest'ultima non avrà valori non nulli oltre la frequenza $f_s/2$ e quindi soddisferà con certezza il criterio di Nyquist. Tuttavia, in corrispondenza di $f_s/2$ il filtro digitale si discosta molto da quello analogico, soprattutto se quest'ultimo tende a $\pm\infty$ per $f \rightarrow \infty$, come si vedrà nella sezione [2.4]. Per compensare la compressione dell'asse delle frequenze, si è soliti alterare le specifiche del filtro analogico di partenza in modo da dilatarne preventivamente

FIGURA 2.18: Trasformazione bilineare: relazione tra θ e ω

l'asse delle frequenze (fase di *pre-warping*). In questa fase è prevista la definizione di una frequenza di *mapping* ω_0 , spesso coincidente con una frequenza di risonanza, di taglio, o comunque di particolare interesse per il filtro progettato. Con l'uso del *pre-warping*, il *mapping* diventa il seguente:

$$s' = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1} \quad (2.29)$$

dove per $\omega_0 \rightarrow 0$ la trasformazione ritorna quella originale di [2.25](#).

Metodo dell'invarianza all'impulso

Il metodo dell'invarianza all'impulso, o *Impulse Invariant Transformation* (IIT), si basa sull'idea di ottenere la risposta all'impulso del nuovo filtro digitale più simile possibile a quella del filtro analogico di partenza [\[45\]](#). La risposta impulsiva del filtro numerico corrisponderà a quella analogica campionata con un opportuno intervallo. Più precisamente, siano $h_a(t)$ e $h_d(n)$ le risposte all'impulso, corrispondenti rispettivamente all'anti-trasformata delle risposte in frequenza $H_a(s)$ e $H_d(z)$. Il metodo dell'invarianza all'impulso definisce il nuovo filtro come:

$$h_d(n) = h_a(nT_s). \quad (2.30)$$

Analizziamo come vengono mappati i poli $s = s_k$ della funzione di trasferimento continua. Essi possono essere riscritti nell'espansione ai fratti semplici mediante il teorema dei residui, come:

$$H_c(s) = \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{s - s_k} \quad (2.31)$$

L'espansione ai fratti semplici è possibile solo se la funzione di trasferimento analogica è strettamente propria [\[45\]](#), cioè se l'ordine del numeratore è minore di quello del denominatore. Applicando in sequenza l'anti-trasformata di Laplace, il campionamento di periodo T_s e la trasformata z , si ottiene la funzione di trasferimento

discreta:

$$H(z) = T_s \sum_{k=1}^N \frac{A_k}{1 - e^{s_k T} z^{-1}} \quad (2.32)$$

Dal momento che i poli ($s = s_k$) del filtro analogico vengono mappati in poli del filtro digitale ($z = e^{s_k T}$), si ha che i poli del semipiano sinistro di Laplace vengono mappati all'interno del cerchio unitario del piano z . Questo implica che se il filtro analogico è almeno marginalmente stabile (causale) anche quello digitale è almeno marginalmente stabile. Con questa trasformazione non si verificano effetti di deformazione di scala delle frequenze, perciò la forma d'onda analogica tende ad essere preservata.

Un lato negativo di questo metodo è che espone il filtro digitale a fenomeni di aliasing [31]. Infatti, a differenza della trasformazione bilineare dove si ha una compressione dell'asse delle frequenze, nel IIT tutti i valori della risposta in frequenza analogica oltre $f_s/2$ vengono ri-mappati circolarmente all'interno del range di frequenze $[0, f_s/2]$ sommandosi alla risposta già presente. Si precisa che non si ha un aliasing del segnale, come solitamente si è abituati a pensare, bensì della risposta in frequenza del filtro numerico realizzato: essa sarà differente da quella analogica a causa dalle repliche create dal campionamento. Un effetto causato dall'aliasing è una componente DC non nulla, quindi spesso è necessario effettuare degli aggiustamenti di gain al filtro digitale ottenuto [32]. Il metodo dell'invarianza all'impulso fornisce risultati soddisfacenti solo con filtri di tipo LP e BP, essendo l'aliasing intollerabile in situazioni differenti (ad esempio HP o Band-elimination). Con il metodo IIT, si ha inoltre la controindicazione che il guadagno tende ad essere eccessivamente alto in corrispondenza di valori bassi di T_s [19].

Metodo del *matching zero-polo*

Il metodo del *matching zero-polo* (*pole-zero mapping*, MPZ) è una tecnica che prevede di mappare, dal piano s al piano z , tutti gli zeri e tutti i poli secondo la regola $z = e^{s_k T}$. Per quanto riguarda i poli, la trasformazione è la medesima dell'invarianza all'impulso, che lascia però gli zeri liberi di posizionarsi nel piano complesso. Il *matching zero-polo*, imponendo $z = e^{s_k T}$ anche per gli zeri, cambia completamente la forma della risposta impulsiva digitale, che non risulterà più un semplice campionamento di quella analogica. Di contro, la risposta in frequenza tende ad essere più fedele a quella analogica rispetto a IIT. Nel caso di filtri analogici tutti-poli, il IIT e MPZ combaciano. Sia $H(s)$ la funzione di trasferimento analogica di partenza:

$$H(s) = k_a \frac{\prod_{i=1}^M (s - \zeta_i)}{\prod_{i=1}^N (s - p_i)} \quad (2.33)$$

La funzione di trasferimento digitale, di periodo di campionamento T_s , è data da:

$$H(z) = k_d \frac{\prod_{i=1}^M (1 - e^{\zeta_i T_s} z^{-1})}{\prod_{i=1}^N (1 - e^{p_i T_s} z^{-1})} \quad (2.34)$$

Si assume che gli zeri di $H(s)$ all'infinito vengano mappati in $z = -1$, come nella trasformazione bilineare. Il *matching zero-polo* mappa l'asse immaginario $j\omega$ lungo la circonferenza unitaria ciclicamente: ciò implica che ogni zero o polo oltre la frequenza di Nyquist causerà aliasing, analogamente al metodo IIT. Questa trasformazione preserva stabilità e fase minima. Inoltre, grazie al fatto che zeri e poli vengono mappati allo stesso modo, il fattore di gain viene conservato da $F(s)$ in $F(z)$ [50].

2.4 Progettazione dei filtri digitali

Si progettano ora i filtri digitali utilizzando i metodi di *mapping* appena analizzati. Sono d'interesse principalmente i filtri composti esposti nelle sezioni 2.2.1 e 2.2.3, finalizzati alla procedura correttiva. Tuttavia, per completezza, si riportano prima le digitalizzazioni dei filtri standard di pre- e post-enfasi NAB e CCIR.

2.4.1 Progettazione dei filtri NAB e CCIR

L'obiettivo è progettare i filtri digitali a partire dai già discussi filtri analogici CCIR e NAB in pre e post-enfasi, di cui si richiamano le funzioni di trasferimento analogiche (2.10, 2.11, 2.12, 2.13) e i grafici (2.7, 2.8). Saranno presentate la risposta in frequenza e il diagramma di fase. In ciascun plot si può osservare il comportamento in frequenza del filtro analogico e dei filtri digitalizzati secondo trasformazione bilineare, invarianza all'impulso (IIT), *matching zero-polo* (MPZ).

Filtri di pre-enfasi

In figura 2.19 e 2.20 possiamo osservare i filtri pre-enfasi digitalizzati alla frequenza di campionamento $f_s = 48\text{kHz}$. Sulle alte frequenze IIT e MPZ hanno un com-

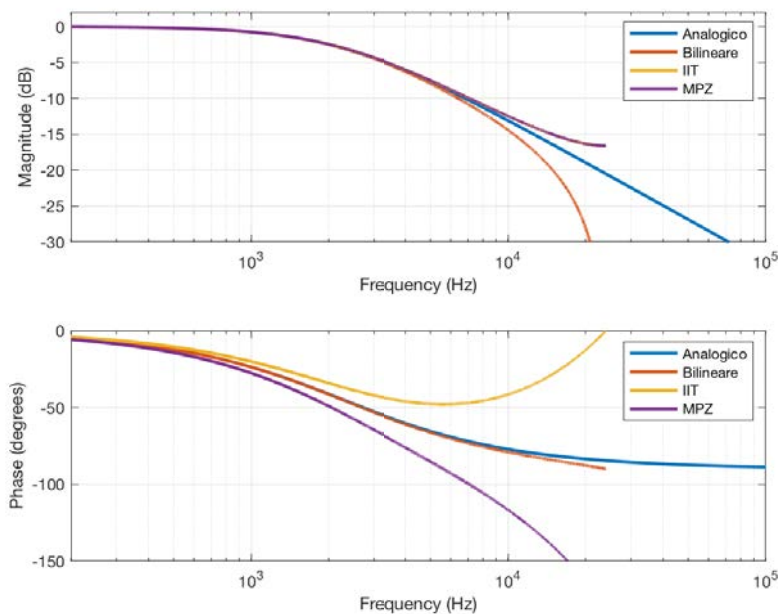


FIGURA 2.19: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_w$ (pre-enfasi) con f_c a 48 kHz

portamento simile tra loro, tendendo entrambe a raggiungere una pendenza nulla in corrispondenza della frequenza di Nyquist. La trasformazione bilineare invece, come già discusso nella sezione 2.3.3, tende a $-\infty$ avvicinandosi a $f_s/2$, a causa della compressione della scala delle frequenze. Ad alta frequenza aderiscono in modo migliore alla curva analogica i metodi MPZ e IIT: in corrispondenza di 20kHz hanno entrambi uno scostamento di 2.6 dB dall'analogico, a differenza della trasformazione bilineare che presenta una differenza di circa 9 dB. Relativamente al NAB, alle basse

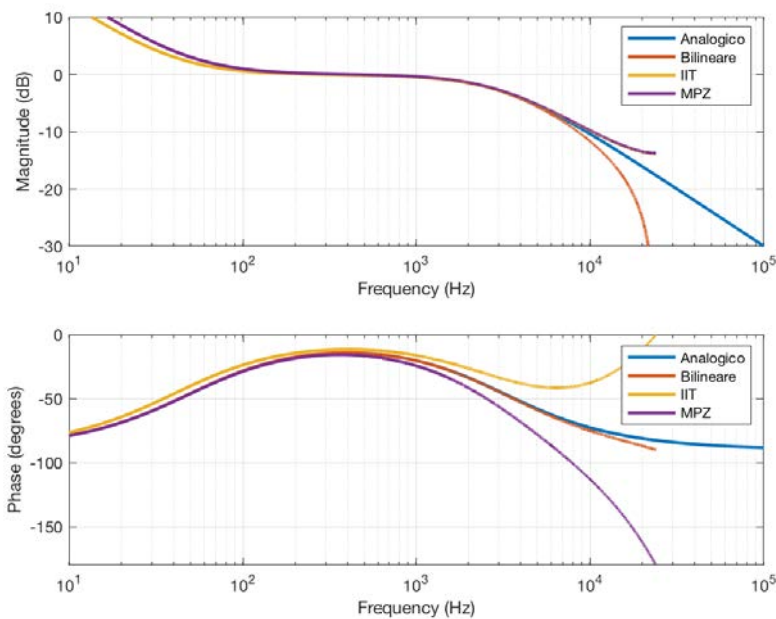


FIGURA 2.20: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro NAB_w (pre-enfasi) con f_c a 48 kHz

frequenze il metodo più soddisfacente è la trasformazione bilineare, che segue perfettamente l'andamento analogico con uno scostamento minore di 0.01 dB ai 20 Hz. Anche il MPZ ha un basso scostamento (0.04 dB ai 20 Hz), mentre IIT è più lontano, con una differenza dall'analogico di 1.5 dB ai 20 Hz. Complessivamente, il MPZ è il miglior metodo di approssimazione. La trasformazione IIT può necessitare di una correzione di gain, perché, a causa dell'aliasing, la componente DC può non essere preservata durante la trasformazione in digitale (per dettagli si veda [32]). In questo caso sono stati aggiunti 1.14 dB di gain.

Una precisazione sul NAB pre-enfasi: il polo $s = 0$ della funzione di trasferimento analogica, responsabile del boost a bassa frequenza, implica una risposta a $+\infty$ in corrispondenza della frequenza zero. Il filtro digitale non risulta asintoticamente stabile, perciò la risposta impulsiva (esponenziale decrescente) presenta un asintoto orizzontale diverso da zero. In generale, si usa spostare di un valore ϵ il polo digitale $z = 1$ che causa la stabilità marginale, verso l'interno del raggio unitario [37]. Scegliendo ad esempio $\epsilon = 10^{-5}$ si ottiene un filtro asintoticamente stabile, con una differenza alle basse frequenze di soli 0.005 dB ai 20 Hz. Tuttavia, questa operazione risulta inutile in questo caso specifico. Infatti, quando sarà poi generato il file *.wav* della risposta impulsiva, dovrà essere necessariamente effettuato un troncamento, rendendo di poco interesse il suo comportamento asintotico. Per questi motivi, il polo analogico nell'origine non rappresenta un problema.

Nella figura 2.21 si può osservare il comportamento dell'approssimazione migliore (MPZ) pre-enfasi in funzione della frequenza di campionamento. Si noti che l'errore alle alte frequenze è dipendente dal campionamento utilizzato. In particolare, il caso peggiore è a 44.1 Hz, che presenta ai 20 kHz una differenza con l'analogico di 3.2 dB. Un campionamento a 48 kHz porta ad una differenza con l'analogico di 2.7 dB, mentre con un campionamento a 96 kHz ci si avvicina molto, arrivando ad una differenza di 0.6 dB. Queste considerazioni sono valide anche per il NAB, in quanto

presenta lo stesso comportamento del CCIR in alta frequenza.

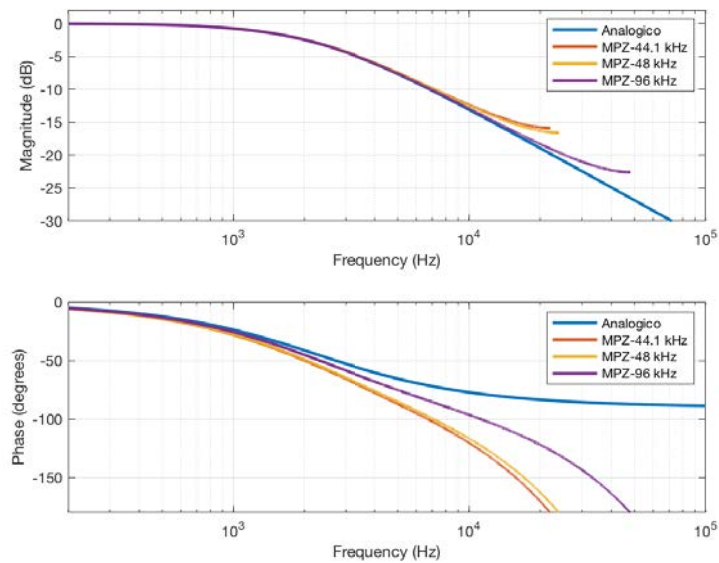


FIGURA 2.21: Risposta in frequenza e diagramma di fase del CCIR pre-enfasi con f_c variabile (44.1 kHz, 48kHz, 96 kHz)

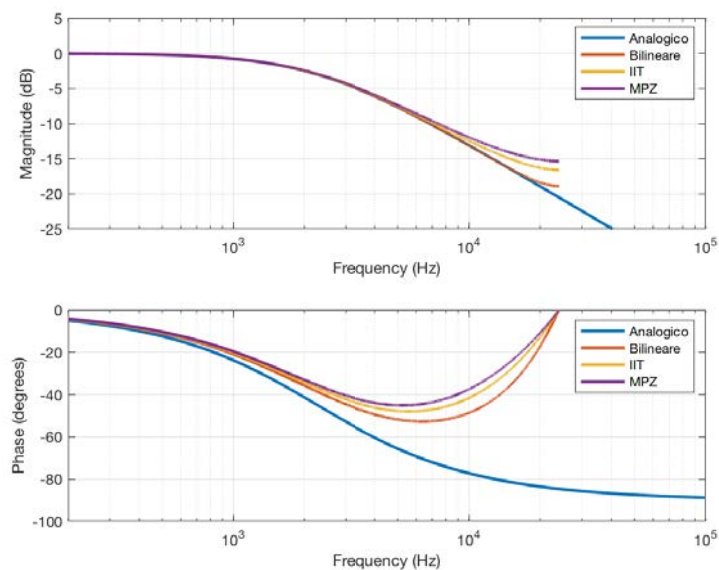


FIGURA 2.22: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_w$ modificato aggiungendo zero ad alta frequenza ($f_c = 48$ kHz)

Le prestazioni dei filtri digitali che approssimano NAB e CCIR in pre-enfasi possono essere migliorate. In particolare, si può notare che la trasformazione bilineare si discosta molto in alta frequenza a causa dell'asintoto verticale centrato in $f_s/2$ [41]. Per contrastare questo comportamento asintotico, si può aggiungere alla funzione di trasferimento analogica uno zero fittizio in alta frequenza. Come si può vedere in figura 2.22, che rappresenta la curva $CCIR_w$ modificata, applicando i metodi di

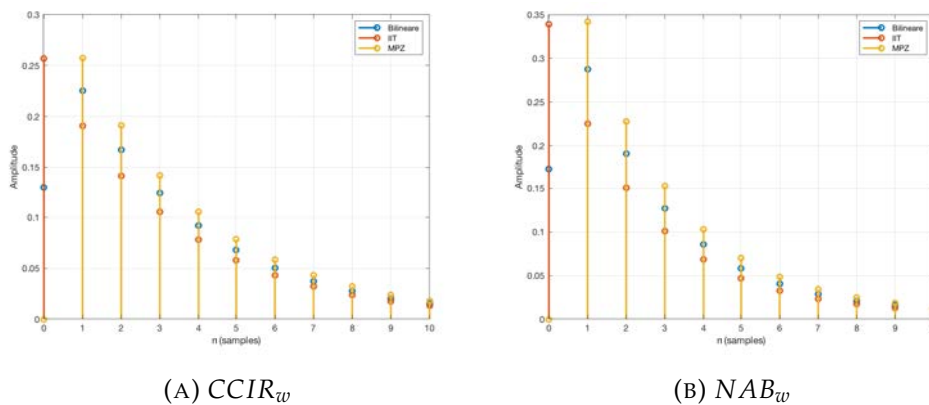


FIGURA 2.23: Risposte impulsive dei filtri digitali pre-enfasi CCIR e NAB

mapping alla funzione di trasformazione analogica modificata si ottiene un filtro digitale più performante. La frequenza in cui centrare lo zero aggiuntivo è stata scelta procedendo per tentativi, raggiungendo le performance migliori a 20kHz. La trasformazione bilineare dista dall'analogico di 0.55 dB ai 20 kHz, mentre gli altri metodi presentano una differenza comunque superiore a 1 dB. Le stesse considerazioni valgono per il NAB_w . Il diagramma di fase evidenzia che alla frequenza di Nyquist si verifica una differenza di 90 gradi dall'analogico. In figura 2.23 si possono osservare i primi (più significativi) campioni delle risposte impulsive dei filtri digitali CCIR e NAB: emerge con evidenza che solo il metodo IIT segue fedelmente la forma esponenziale decrescente propria della risposta analogica di figura 2.10.

Filtri di post-enfasi

In figura 2.24 e 2.25 si possono osservare i filtri post-enfasi digitalizzati alla frequenza di campionamento $f_s = 48kHz$. Osservando la funzione di trasferimento analogica dei filtri post-enfasi in equazione 2.10 e 2.12, ci si accorge che l'ordine del numeratore è maggiore dell'ordine del denominatore (funzione di trasferimento impropria). Questa proprietà rende anti-causale il sistema analogico rappresentato dalla suddetta funzione di trasferimento. La proprietà di anti-causalità consiste nella dipendenza del segnale di uscita del filtro dai valori d'ingresso futuri, quindi nel mondo analogico i filtri anti-causali sono fisicamente irrealizzabili. Nel dominio digitale invece, non solo i filtri anti-causali esistono, ma hanno anche alcuni interessanti ambiti di applicazione pratica, ad esempio elaborazione immagini, in cui il dominio non è temporale ma spaziale.

In questo caso studio, è evidente che non si ha a che fare con sistemi anti-causali, bensì con filtri audio assolutamente realizzabili, utilizzati da decenni, le cui curve sono descritte dalle formule degli standard NAB e CCIR. È lecito quindi operare una modifica alla funzione di trasferimento analogica, per rendere il filtro causale. È sempre possibile vedere i poli (o gli zeri) non rappresentati nella funzione di trasferimento come poli (o zeri) sottintesi e centrati punto $+\infty$. In tal caso ogni funzione impropria può essere vista come una funzione propria con uno o più poli $s = +\infty$ [4]. La soluzione è quindi aggiungere un polo fittizio alla funzione di trasferimento e collocarlo in alta frequenza, fuori dalla banda d'interesse. I metodi di trasformazione $s \rightarrow z$ esaminati incontrano dei problemi realizzativi quando in input hanno un filtro anti-causale, cioè quando devono operare il *mapping* partendo da funzioni

di trasferimento improprie. Infatti, pur essendo possibile ricavare manualmente i coefficienti digitali del *mapping* utilizzato, le funzioni MATLAB predisposte a fare la trasformazione si rifiutano di eseguire l'operazione, generando l'errore seguente:

```
Error: improper anti-causal filter
```

La motivazione di questa eccezione è legata alle procedure di design dei filtri digitali: non è buona norma partire da un analogico improprio (irrealizzabile) per ottenerne la versione anti-causale digitale. Nel caso in cui sia necessario un filtro digitale improprio, ad esempio per le elaborazioni viste sopra, è più sensato sviluppare il progetto direttamente nel dominio digitale. Con l'aggiunta del polo in alta frequenza, le funzioni MATLAB di *mapping* non sollevano eccezioni, permettendo di ottenere i grafici delle figure 2.24 e 2.25. Si può notare che questa modifica risulta essere duale rispetto all'aggiunta dello zero fittizio nei filtri pre-enfasi. Anche in questo caso, è stato scelto di centrare il polo nel punto tale da massimizzare le prestazioni. Per ogni frequenza di campionamento è possibile scegliere la posizione del polo che meglio approssima la curva analogica.

Il filtro digitale ottenuto permette alla trasformazione bilineare di superare le prestazioni del MPZ per i filtri standard di pre- e post enfasi. La trasformazione bilineare presenta ai 20 kHz una differenza dall'analogico di 0.55 dB.

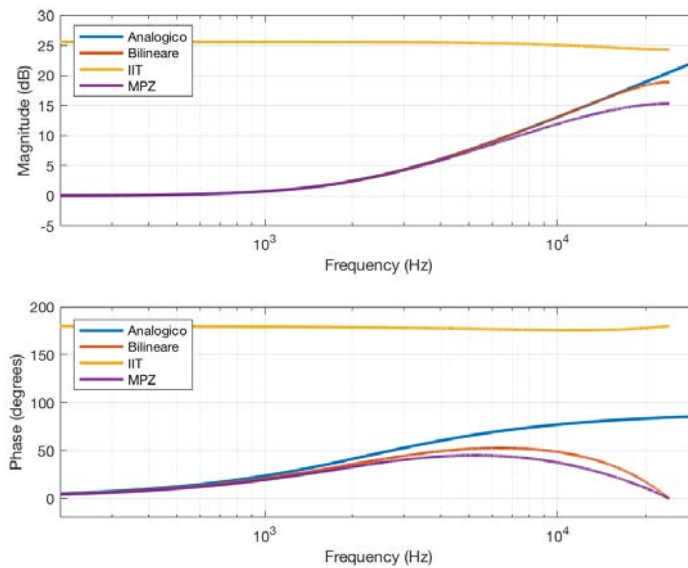


FIGURA 2.24: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro $CCIR_7$ (post-enfasi) modificato con polo ad alta frequenza, con $f_c = 48\text{kHz}$

L'approssimazione ottenuta con il metodo IIT non è efficace, a causa del fatto che il *matching* analogico-digitale viene ottimizzato per la risposta impulsiva. Infatti, come si può notare in figura 2.26, IIT è il metodo che meglio rappresenta la risposta impulsiva analogica (in figura 2.11). Gli altri metodi di *mapping*, nonostante abbiano una risposta impulsiva più imprecisa, sono molto più performanti in frequenza.

Analogamente al caso pre-enfasi, in figura 2.27 si può osservare il comportamento del filtro post-enfasi $CCIR_7$ digitale in funzione della frequenza di campionamento. La figura rappresenta le varie curve ottenute con l'uso del metodo di *mapping* $s \rightarrow z$ migliore (trasformazione bilineare) fissando il polo a 19 kHz per $f_s = 44.1\text{kHz}$, a

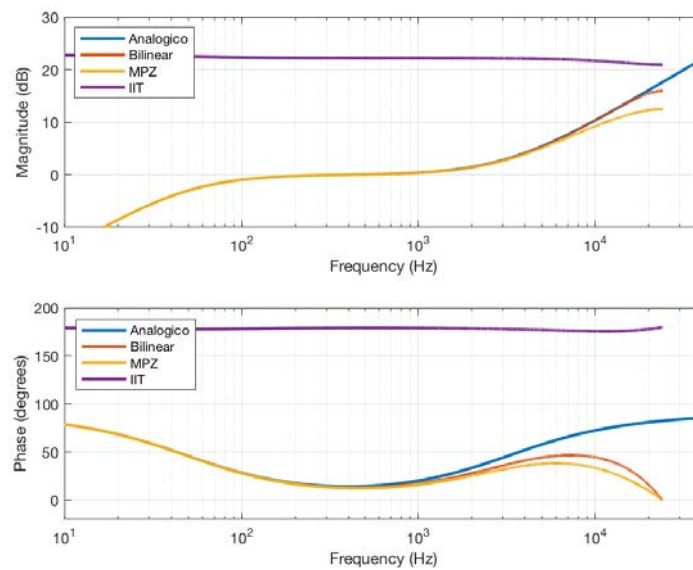


FIGURA 2.25: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro NAB_r (post-enfasi) modificato con polo ad alta frequenza, con $f_c = 48\text{kHz}$

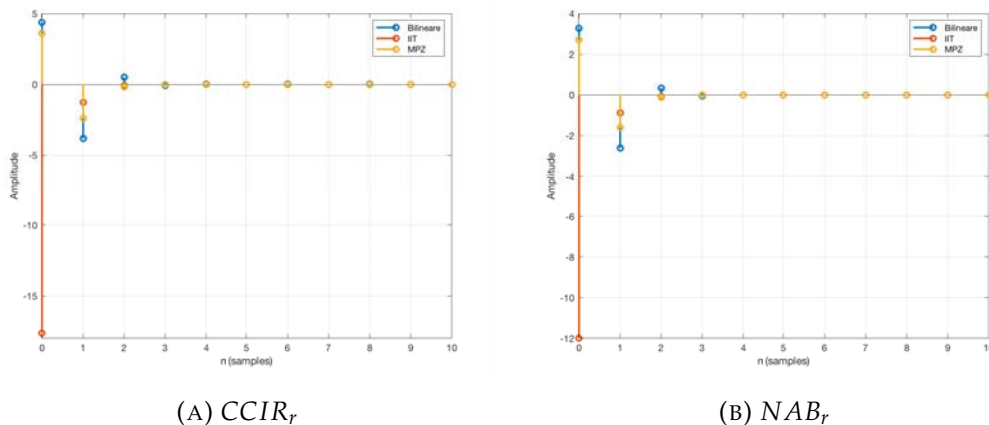


FIGURA 2.26: Risposte impulsive dei filtri digitali pre-enfasi $CCIR_r$ e NAB_r

20.6 kHz per $f_s = 48\text{kHz}$ e a 40 kHz per $f_s = 96\text{kHz}$. A causa dell'aggiunta di un polo fittizio, la fase subisce un cambiamento di -90 gradi, raggiungendo lo zero alla frequenza di Nyquist.

2.4.2 Progettazione dei filtri composti

Ci si occupa ora della progettazione dei filtri digitali correttivi, introdotti nelle precedenti sezioni. Innanzitutto devono essere individuati tutti i casi possibili, appartenenti agli scenari presentati nella sezione [2.2.3](#). Dal momento che i filtri digitali composti saranno poi utilizzati per correggere gli errori di velocità ed equalizzazione, si devono considerare tutte le velocità che il tecnico audio può selezionare sul

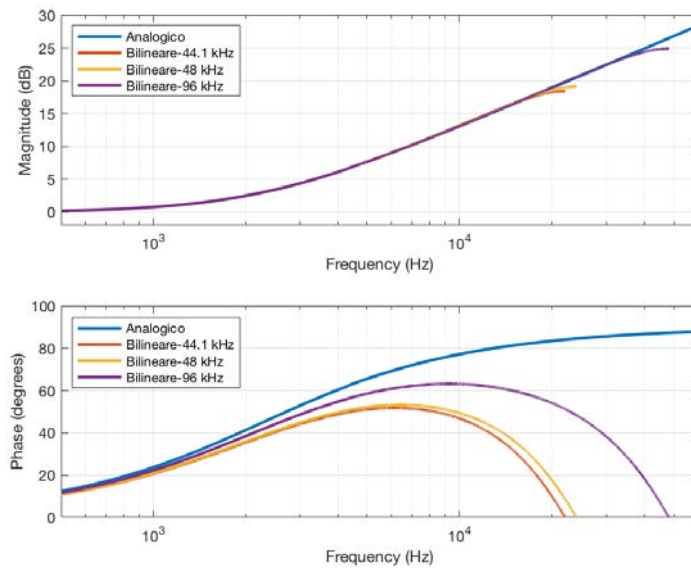


FIGURA 2.27: Risposta in frequenza e diagramma di fase dei filtri pre-fasi modificati con zero ad alta frequenza, con f_c variabile (44.1 kHz, 48kHz, 96 kHz)

magnetofono Studer A810, utilizzato in questo lavoro di tesi per effettuare le digitalizzazioni. Alle opzioni possibili appartengono, oltre le velocità già discusse, anche 30 ips e 3.75 ips. Per quanto riguarda la velocità di 30 ips, gli standard NAB e CCIR coincidono e sono rappresentati dalla curva AES, mostrata in figura 2.28 [30]. Le sue costanti di tempo sono $t_1 = +\infty$ e $t_2 = 17.5\mu s$: la forma è la medesima della curva di equalizzazione CCIR. Per quanto riguarda la velocità 3.75 ips, lo standard CCIR non esiste. Nello Studer A810 viene utilizzata per entrambi gli standard la curva di equalizzazione $NAB_{3.75}$.

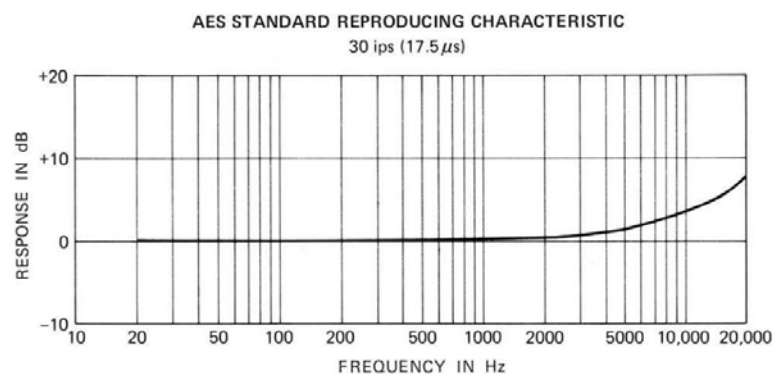


FIGURA 2.28: Curva di equalizzazione AES per la velocità di riproduzione di 30 ips

Per calcolare i casi possibili, si deve considerare che le coppie $\langle \text{standard}, \text{velocità} \rangle$ diverse tra loro sono 6, in quanto sono presenti due curve differenti (NAB e CCIR) per la velocità 7.5 ips, altre due per la velocità 15 ips, una per la velocità 3.75 ips e una per la velocità 30 ips. In tutto, dovendo contare ciascuna coppia due volte (sia per la fase

di registrazione che per quella di riproduzione), i possibili casi di digitalizzazione diventano 36 e sono rappresentati in tabella 2.5. I casi sono raggruppati come segue:

- Casi 1-14: rappresentano lo scenario 4, il più generale, in cui sono stati sbagliati sia la velocità che lo standard.
- Casi 15-26: rappresentano lo scenario 3, in cui è stata sbagliata la scelta della velocità di riproduzione.
- Casi 27-30: rappresentano lo scenario 2, in cui è stata sbagliata la scelta dello standard.
- Casi 31-36: rappresentano lo scenario 1, che non richiede procedure correttive.

Filtri correttivi a velocità costante

Sono qui presentati i filtri correttivi corrispondenti allo scenario 2, di cui si richiamano i grafici analogici (2.12 e 2.13). In particolare, i casi V3 e V4 analizzati nella sezione 2.2.2 per introdurre il problema, corrispondono nel quadro generale ai casi 29 e 30. Si ricorda che i seguenti filtri digitali composti non sono stati ottenuti dalla giustapposizione dei singoli filtri standard CCIR e NAB digitali, bensì attraverso la trasformazione in digitale del filtro già composto in analogico \mathcal{F} , esposto nella sezione 2.2.1. Le funzioni di trasferimento composte $F_{29}(s)$ e $F_{30}(s)$ (2.15, 2.16) vengono poi mappate in digitale per ottenere i filtri numerici correttivi. Questa scelta è stata fatta allo scopo di non introdurre errori di digitalizzazione in cascata. Nelle figure 2.29 e 2.31 si può osservare il comportamento in frequenza del filtro del caso 29, nella versione analogica e in quelle digitalizzate secondo trasformazione bilineare, invarianza all'impulso (IIT), *matching zero-polo* (MPZ).

Risulta evidente come la trasformazione IIT abbia performance pessime: all'aumentare della complessità del filtro, IIT genera una risposta in frequenza digitale sempre meno aderente a quella analogica. Questo accade perché, come nel caso dei filtri standard, IIT si concentra su un *matching* nella risposta impulsiva e quindi perde dettaglio in frequenza [19]. Nella risposta impulsiva di figura 2.32b si può notare che, a differenza degli altri metodi di *mapping*, IIT cerca di approssimare il più possibile la risposta analogica di figura 2.14b. Anche per quanto riguarda la fase le prestazioni non sono buone: alla frequenza di 654 Hz si verifica un'inversione di fase da -180 a +180 gradi. Gli altri metodi di *mapping* hanno invece performance soddisfacenti, come si può osservare nell'ingrandimento in figura 2.30. Alle alte frequenze il MPZ e la trasformazione bilineare si allontanano dall'analogico rispettivamente di 0.015 dB e 0.04 dB ai 20kHz. Alle frequenze medie e basse entrambi hanno scostamenti inferiori al millesimo di dB. Per il caso 30 (figura 2.31) valgono le medesime considerazioni sulle prestazioni: gli errori di approssimazione sono identici per la simmetria dei filtri 29 e 30. Nel complesso, il metodo MPZ supera le performance della trasformazione bilineare. I filtri composti hanno prestazioni molto migliori rispetto a quelli standard (0.015 dB contro 0.5 dB ai 20 kHz): questo accade perché essi hanno un comportamento costante alle alte frequenze, dove i metodi di *mapping* hanno più difficoltà ad approssimare andamenti crescenti o decrescenti. Una volta progettati i filtri composti si può procedere con la scrittura della risposta impulsiva su file audio (.wav). Tuttavia, con il caso 30, in MATLAB viene generato un warning:

```
Warning: Data clipped during write to file .wav
```

CASO	Filtro R	Filtro W	→	Filtro R^{-1}	Cambio velocità	Filtro W^{-1}
1	CCIR ₃₀	NAB ₁₅		NAB ₁₅	x2	CCIR ₃₀
2	CCIR ₃₀	NAB _{7.5}		NAB _{7.5}	x4	CCIR ₃₀
3	CCIR ₃₀	NAB _{3.75}		NAB _{3.75}	x8	CCIR ₃₀
4	NAB ₁₅	CCIR ₃₀		CCIR ₃₀	0.5	CCIR ₁₅
5	NAB ₁₅	CCIR _{7.5}		CCIR _{7.5}	x2	CCIR ₁₅
6	CCIR ₁₅	NAB _{7.5}		NAB _{7.5}	x2	CCIR ₁₅
7	CCIR ₁₅	NAB _{3.75}		NAB _{3.75}	x4	CCIR ₁₅
8	NAB _{7.5}	CCIR ₃₀		CCIR ₃₀	x0.25	CCIR _{7.5}
9	NAB _{7.5}	CCIR ₁₅		CCIR ₁₅	x0.5	CCIR _{7.5}
10	CCIR _{7.5}	NAB ₁₅		NAB ₁₅	x0.5	CCIR _{7.5}
11	CCIR _{7.5}	NAB _{3.75}		NAB _{3.75}	x2	CCIR _{7.5}
12	NAB _{3.75}	CCIR ₃₀		CCIR ₃₀	x0.125	CCIR _{3.75}
13	NAB _{3.75}	CCIR ₁₅		CCIR ₁₅	x0.25	CCIR _{3.75}
14	NAB _{3.75}	CCIR _{7.5}		CCIR _{7.5}	x0.5	CCIR _{3.75}
15	CCIR ₃₀	CCIR ₁₅		CCIR ₁₅	x2	CCIR ₃₀
16	CCIR ₃₀	CCIR _{7.5}		CCIR _{7.5}	x4	CCIR ₃₀
17	NAB ₁₅	NAB _{7.5}		NAB _{7.5}	x2	CCIR ₁₅
18	NAB ₁₅	NAB _{3.75}		NAB _{3.75}	x4	CCIR ₁₅
19	CCIR ₁₅	CCIR ₃₀		CCIR ₃₀	x0.5	CCIR ₁₅
20	CCIR ₁₅	CCIR _{7.5}		CCIR _{7.5}	x2	CCIR ₁₅
21	NAB _{7.5}	NAB ₁₅		NAB ₁₅	x0.5	CCIR _{7.5}
22	NAB _{7.5}	NAB _{3.75}		NAB _{3.75}	x2	CCIR _{7.5}
23	CCIR _{7.5}	CCIR ₃₀		CCIR ₃₀	x0.25	CCIR _{7.5}
24	CCIR _{7.5}	CCIR ₁₅		CCIR ₁₅	x0.5	CCIR _{7.5}
25	NAB _{3.75}	NAB ₁₅		NAB ₁₅	x0.25	CCIR _{3.75}
26	NAB _{3.75}	NAB _{7.5}		NAB _{7.5}	x0.5	CCIR _{3.75}
27	NAB ₁₅	CCIR ₁₅		CCIR ₁₅	x1	CCIR ₁₅
28	CCIR ₁₅	NAB ₁₅		NAB ₁₅	x1	CCIR ₁₅
29	NAB _{7.5}	CCIR _{7.5}		CCIR _{7.5}	x1	CCIR _{7.5}
30	CCIR _{7.5}	NAB _{7.5}		NAB _{7.5}	x1	CCIR _{7.5}
31	CCIR ₃₀	CCIR ₃₀		-	-	-
32	NAB ₁₅	NAB ₁₅		-	-	-
33	CCIR ₁₅	CCIR ₁₅		-	-	-
34	NAB _{7.5}	NAB _{7.5}		-	-	-
35	CCIR _{7.5}	CCIR _{7.5}		-	-	-
36	NAB _{3.75}	NAB _{3.75}		-	-	-

TABELLA 2.5: Procedure correttive per i casi in cui si verifica il cambio di velocità (configurazione base)

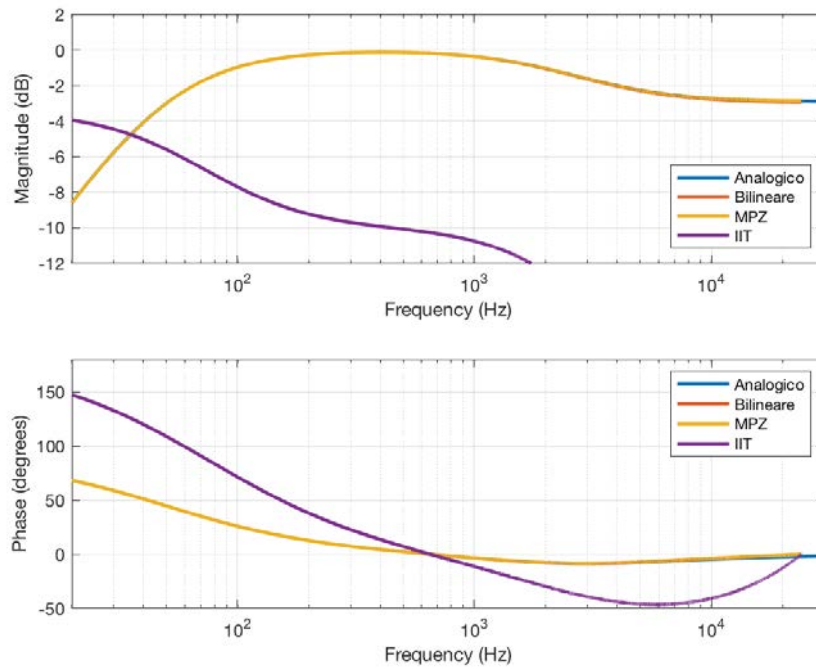


FIGURA 2.29: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 29 con f_c a 48 kHz

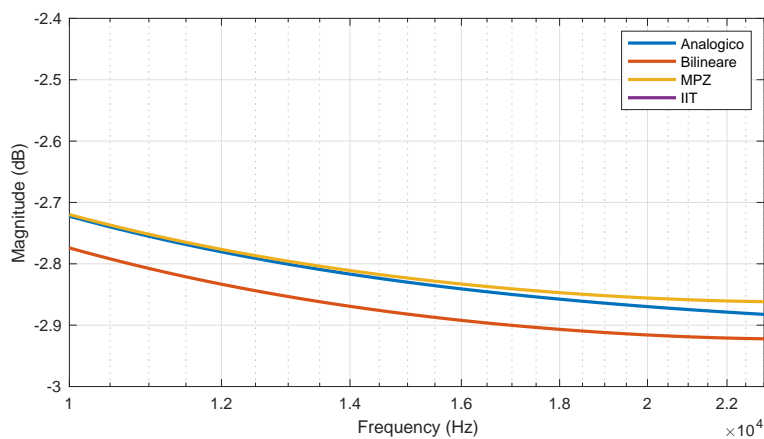


FIGURA 2.30: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 29 con f_c a 48 kHz (ingrandimento)

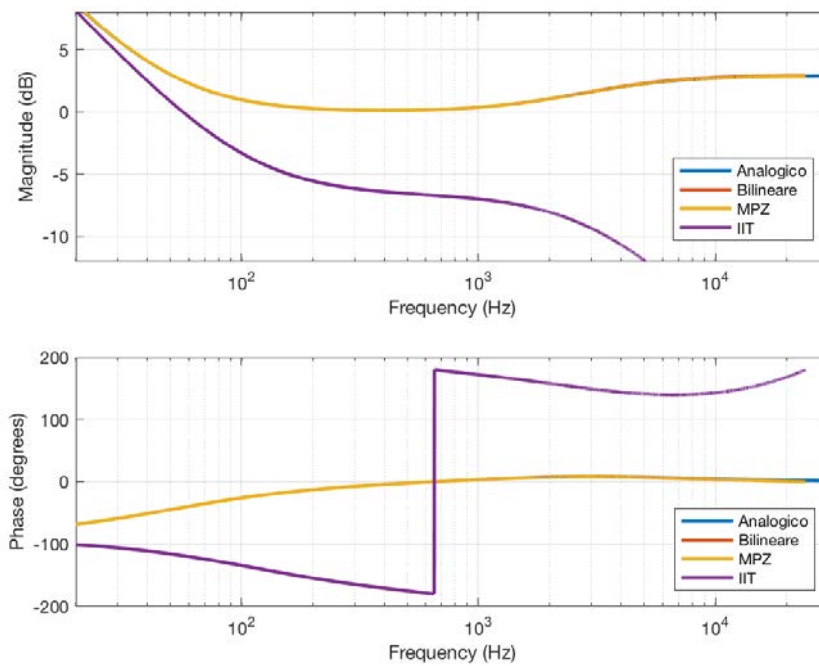


FIGURA 2.31: Risposta in frequenza e diagramma di fase del filtro composto del caso 30 con f_c a 48 kHz

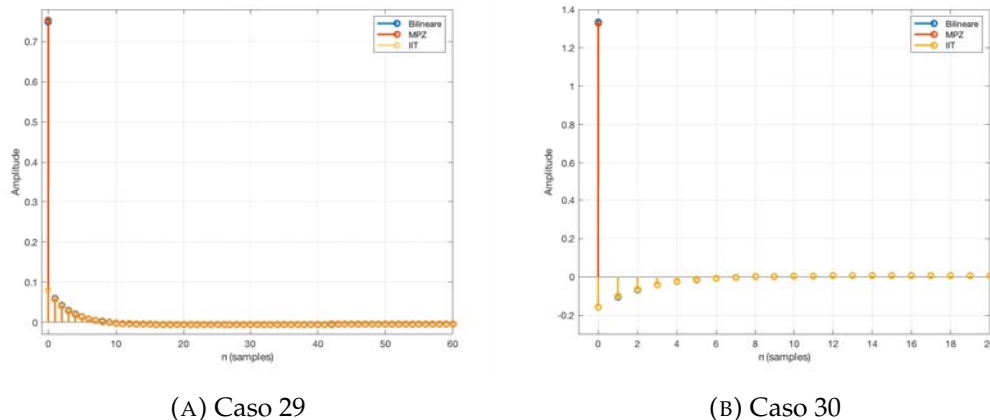


FIGURA 2.32: Risposte impulsive dei filtri digitali composti dei casi 29 e 30, con $f_c = 48$ kHz

Questo avviso comunica che si è verificata una distorsione digitale, la quale rende il file *.wav* corrotto e quindi inutilizzabile la risposta impulsiva del filtro. Sorge quindi il problema di avere una risposta impulsiva priva di distorsione digitale. Questo punto è cruciale per gli scopi di questo lavoro di tesi: l'obiettivo è ottenere una risposta impulsiva che rappresenti fedelmente il filtro digitale progettato. Per comprendere la relazione tra il comportamento del filtro e il clipping è necessario analizzare la risposta impulsiva digitale. Per la generazione di quest'ultima, MATLAB implementa la definizione [23]: viene creato un vettore $x(n) = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots]$ (delta di Dirac) e viene mandato quest'ultimo in ingresso al filtro digitale. In corrispondenza dell'input $x(n)$, si ha che l'output $y(n) = h(n)$ è la risposta impulsiva del filtro. Avendo a che fare con

filtri audio che non prevedono echi o riverberi, la risposta impulsiva discreta presenta sempre il suo valore massimo nel primo campione, cioè quello al tempo $n = 0$. Se questo valore è maggiore di 1 allora si verifica il clipping della risposta impulsiva, in quanto ciascun campione dev'essere compreso nell'intervallo $] - 1, 1[$. Nella figura [2.32b](#), si può osservare la risposta all'impulso del filtro composto del caso 30, in cui il primo campione ha un valore di circa 1.36 nel caso della trasformazione bilineare e del MPZ. Nonostante l'attenzione di questo lavoro di tesi sia concentrata sui filtri correttivi composti, si può notare che questo problema è presente anche nei filtri NAB e CCIR in post-enfasi ([2.26](#)) e che le soluzioni che seguono sono valide anche per i filtri standard.

Ci si domanda a questo punto quali sono le ragioni per cui il primo campione della risposta impulsiva ha esattamente quel valore. Per rispondere, si analizza la funzione di trasferimento $H(z)$ di un generico filtro digitale, che può essere espressa come:

$$Y(z) = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + \dots + b(n_b + 1)z^{-n_b}}{1 + a(2)z^{-1} + \dots + a(n_a + 1)z^{-n_a}} X(z), \quad (2.35)$$

da cui si può ricavare la seguente equazione alle differenze:

$$\begin{aligned} a(1)y(n) = b(1)x(n) + b(2)x(n-1) + \dots + b(n_b + 1)x(n-n_b) \\ - a(2)y(n-1) - \dots - a(n_a + 1)y(n-n_a). \end{aligned} \quad (2.36)$$

Si assume, per normalizzazione, $a(1) = 1$.

Eliminando i termini nulli e considerando che, per $n = 1$, tutti gli $y(n-k)$ sono nulli quando $k > 0$, si ha che:

$$a(1)y(1) = b(1) \quad \longrightarrow \quad h(1) = b(1). \quad (2.37)$$

La [2.37](#) dimostra che $b(1)$, il coefficiente del grado massimo del numeratore della funzione di trasferimento digitale, è il primo valore della risposta impulsiva, cioè quello responsabile del clipping digitale. In altre parole, la risposta impulsiva di un qualsiasi filtro digitale non va in distorsione se e solo se $b(1) < 1$ nella corrispondente funzione di trasferimento. Ogni metodo di trasformazione $s \rightarrow z$ mappa i coefficienti della funzione di trasferimento analogica in coefficienti digitali in modo diverso. In particolare, i coefficienti $b(1)$ ottenuti dalla trasformazione bilineare e dal metodo MPZ sono leggermente diversi ($b(1)_{Bilineare} = 1.3645$, $b(1)_{MPZ} = 1.3624$). Tuttavia nessuno di questi valori è strettamente inferiore a 1, quindi si verifica la distorsione digitale. Ciò non accade per IIT ($b(1) = -0.079$), che però presenta i problemi esposti sopra.

Per impedire il clipping e rendere utilizzabili i filtri digitali progettati si può intervenire su più livelli. In primo luogo, si potrebbe pensare di modificare la funzione di trasferimento del filtro analogico, in modo tale che i nuovi coefficienti analogici producano un coefficiente digitale $b(1) < 1$. Questa alterazione del filtro analogico deve tuttavia preservare le caratteristiche di interesse, cioè è necessario che abbia una risposta in frequenza molto simile a quella originale nella banda udibile (20Hz – 20kHz). Operando dei tagli al di fuori di questo range di frequenze, si potrebbe sperare di ridurre l'energia spettrale complessiva del filtro. Se questo non fosse sufficiente, si potrebbero effettuare dei tagli più netti intaccando anche le frequenze udibili, a patto che si resti al di sotto del margine di tolleranza. Tutto il procedimento appena descritto si traduce, all'atto pratico, nell'aggiunta di un polo nella funzione di trasferimento analogica.

Un'altra strada percorribile è quella di normalizzare la risposta impulsiva senza

modificare il filtro digitale: sarà sufficiente dividere ogni campione della risposta impulsiva per la massima escursione raggiunta, in questo caso specifico $\max(h(n)) = h(1) = b(1)$, per avere che tutti i valori siano compresi nell'intervallo $] - 1, 1[$. Quest'operazione coincide con una diminuzione del guadagno del filtro, che dev'essere restituito al momento del filtraggio del segnale. Questa risulta essere la principale controindicazione di questo approccio, in quanto sarebbe desiderabile che la risposta impulsiva contenesse l'intero comportamento del filtro. Inoltre, questa soluzione potrebbe portare a degli artefatti dovuti ad effetti di quantizzazione. Riassumendo, gli approcci appena descritti che evitano la distorsione digitale sono:

1. Alterazione della funzione di trasferimento analogica con l'aggiunta di un polo fittizio in alta frequenza.
2. Normalizzazione della risposta impulsiva.

Alterazione della funzione di trasferimento

Questo metodo può essere attuato solo utilizzando la trasformazione bilineare, la quale, grazie al *frequency warping*, permette di poter regolare l'attenuazione in alta frequenza in funzione di dove si decide di posizionare il polo fittizio analogico. La frequenza in cui centrare il polo dev'essere la maggiore possibile, per non modificare eccessivamente il segnale nello spettro udibile. Essa è stata ottenuta in modo analitico. Sia $F_{30,HFP}$ la funzione di trasferimento modificata con l'aggiunta del polo. Si ha che:

$$F_{30,HFP}(s) = F_{30}(s) \frac{1}{1 + s\tau} \quad (2.38)$$

dove τ è la costante di tempo del polo fittizio.

Applicando a questa funzione di trasferimento la trasformazione bilineare, con la formula [2.26](#) si ottiene:

$$F_{30,HFP}(z) = \frac{b(1)z^2 + b(2)z + b(3)}{z^2 + a(2)z + a(3)} \quad (2.39)$$

dove $a(1)=1$. I coefficienti di [2.39](#), compresa la costante τ , sono in generale dipendenti dalla frequenza di campionamento e dalle costanti di tempo del filtro. Il coefficiente $b(1)$, responsabile del clipping, risulta essere:

$$b(1) = \frac{1 + 4t_2t_3f_s^2 + 2f_s(t_2 + t_3)}{2f_s t_3(1 + 2f_s t_4)(1 + 2\tau f_s)} \quad (2.40)$$

Per evitare la distorsione digitale, si impone $b(1) < 1$, ottenendo il vincolo su τ :

$$\tau > \frac{4t_3(t_2 - t_4)f_s^2 + 2t_2f_s + 1}{8t_3t_4f_s^3 + 4t_f^2} = \tau_{min} \quad (2.41)$$

È necessario quindi che il polo fittizio sia centrato al massimo alla frequenza $f_{max} = 1/(2\pi\tau_{min})$, oltre la quale si verifica distorsione digitale. I parametri ottenuti sono mostrati in tabella [2.6](#) e sono validi limitatamente al caso 30.

In figura [2.33a](#) sono mostrate le risposte impulsive digitali del filtro del caso 30 originale contro quello modificato con il polo aggiuntivo. Si può notare che il primo campione della risposta impulsiva è esattamente uguale a 1, quindi il clipping è evitato. Gli effetti sulla risposta in frequenza si possono osservare invece nella figura

f_s (kHz)	τ_{min} (μs)	f_{max} (kHz)
44.1	3.751	42.430
48	3.494	45.551
96	1.898	83.854

TABELLA 2.6: Costante di tempo minima e frequenza massima del polo fittizio al variare di f_s

2.33b, in funzione della frequenza di campionamento. Il caso peggiore è alla frequenza 44.1 kHz, con una differenza dall'analogico di quasi 8 dB ai 20 kHz e quindi inaccettabile. A 48 kHz la differenza dall'analogico è di circa 4 dB, mentre a 96 kHz è di 0.15 dB. Per quanto riguarda la fase, per tutte le frequenze di campionamento si verifica un cambiamento di fase da 0 a 90 gradi.

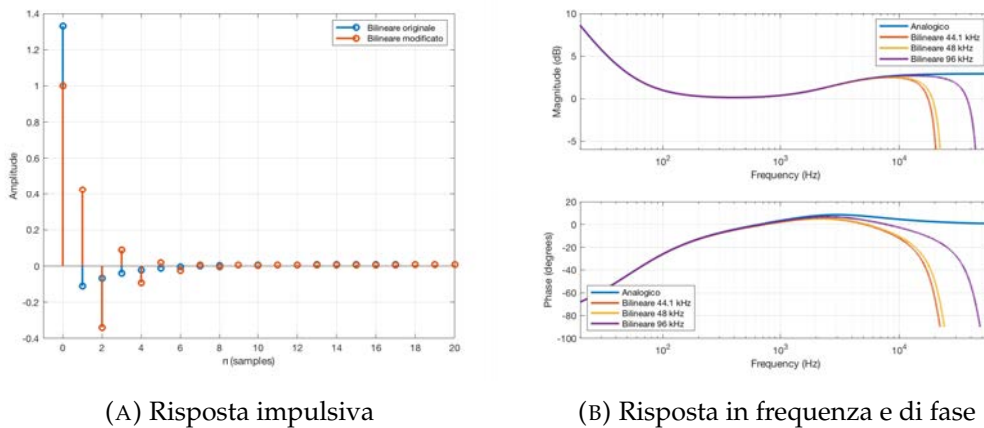
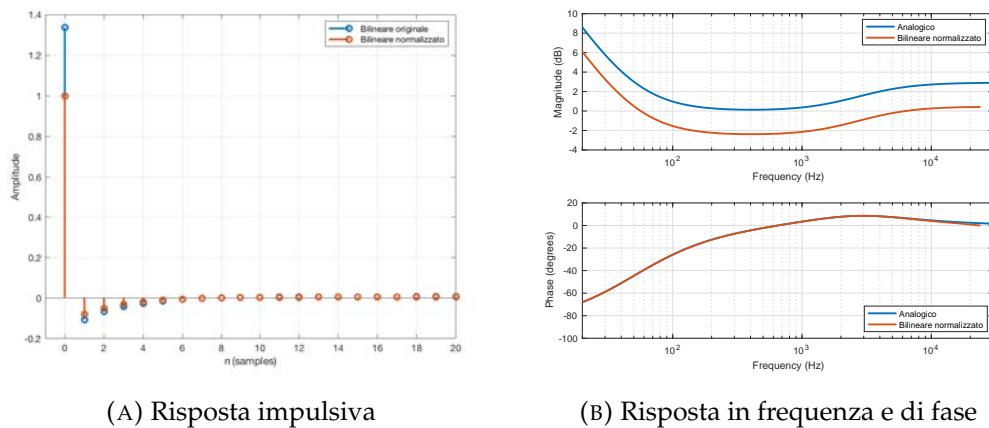


FIGURA 2.33: Metodo dell'alterazione della funzione di trasferimento con polo fittizio ($f_s = 48kHz$)

Normalizzazione della risposta impulsiva

Il secondo metodo consiste nel dividere per il coefficiente $b(1)$, detto fattore di normalizzazione, tutti i campioni della risposta impulsiva. In figura **2.34a** si può osservare che il primo campione risulta essere appena minore di 1 e quindi permette di evitare il clipping. La risposta impulsiva normalizzata risulta una versione "compressa" di quella originale, conservandone la forma e l'andamento. In frequenza, questa operazione si traduce con una diminuzione del guadagno del filtro, pari a $20 \log_{10} b(1)$ dB. In figura **2.34b** si può notare che la fase risulta pressoché identica, mentre la distanza in ampiezza tra l'analogico e il digitale normalizzato è costante e pari a 2.54 dB. Memorizzando questo valore, in aggiunta alla risposta impulsiva, si hanno tutte le informazioni necessarie per un utilizzo efficace del filtro digitale progettato, anche in altri framework (ad esempio Web Audio API): dal momento che la convoluzione è un'operazione lineare, sarà sufficiente pre-moltiplicare la risposta impulsiva per il fattore di normalizzazione.

Questa soluzione è preferibile rispetto al polo aggiuntivo, in quanto non prevede una modifica strutturale del filtro con una conseguente perdita di qualità nelle alte frequenze. Inoltre, la qualità del filtro progettato è indipendente dalla frequenza



(A) Risposta impulsiva

(B) Risposta in frequenza e di fase

FIGURA 2.34: Metodo della normalizzazione ($f_s = 48kHz$)

di campionamento scelta, fornendo quindi prestazioni più omogenee e rendendo il sistema più versatile.

Il fattore di normalizzazione, dipendendo dalle costanti di tempo, è differente per ogni caso della tabella 2.5. Tuttavia, se la qualità della risposta impulsiva digitale rimane sufficiente, si potrebbe utilizzare per tutti i casi lo stesso fattore di normalizzazione (n_{max}). La scelta di un fattore grande a piacere potrebbe creare degli artefatti nella risposta impulsiva dovuti all'effetto della quantizzazione: essendo i campioni memorizzati con una precisione finita, più si riduce il range d'ampiezza, più c'è il rischio che molti valori non rappresentino fedelmente il loro corrispettivo analogico. Per verificare se questo problema esiste, si è generata la risposta impulsiva normalizzata in un file *.wav* (16 bit per campione), a cui è stato poi riapplicato in fase di lettura il fattore di normalizzazione, per riportare le ampiezze nel range originale. Successivamente, è stato fatto il confronto tra quest'ultima e la risposta impulsiva ideale, cioè senza l'applicazione del metodo di normalizzazione (figura A.5b). Il fattore di normalizzazione scelto, unico per tutti i casi, è $n_{max} = 3.9811$ (corrispondente esattamente a 12 dB di guadagno), appena maggiore del coefficiente $b(1) = 3.9639$ del caso 25, che rappresenta la massima ampiezza della risposta impulsiva tra tutti i 36 casi in esame. Per valutare gli effetti della quantizzazione nel caso peggiore, dev'essere esaminato un filtro in cui n_{max} sia molto più grande del necessario. Un esempio può essere il caso 30, in cui il coefficiente $b(1)$ corrisponde a 1.36. Gli effetti sono quasi impercettibili in figura A.5b. Si può visualizzare la differenza campione per campione in figura A.5d. Il valore RMS della differenza risulta essere $1.42 \cdot 10^{-7}$, cioè il 0.001% rispetto al valore RMS della risposta impulsiva ideale, pari a $8.9 \cdot 10^{-3}$.

Filtri correttivi a velocità variabile

Le considerazioni viste nella sezione precedente si possono estendere anche agli scenari 3 e 4, caratterizzati da una velocità variabile. Per quanto riguarda lo scenario 3, in cui lo standard è corretto ma la velocità sbagliata, il filtro correttivo (in configurazione alternativa, figura 2.17) è composto dalla giustapposizione delle curve R_{mod}^{-1} e W^{-1} . La funzione di trasferimento risulta essere la moltiplicazione di due curve dello stesso standard, inverse tra loro. Se non esistesse la trasformazione $R^{-1} \rightarrow R_{mod}^{-1}$, tutti gli zeri e i poli si semplificherebbero, facendo rientrare questi casi all'interno dello scenario 4. La funzione di trasferimento invece ha la seguente forma:

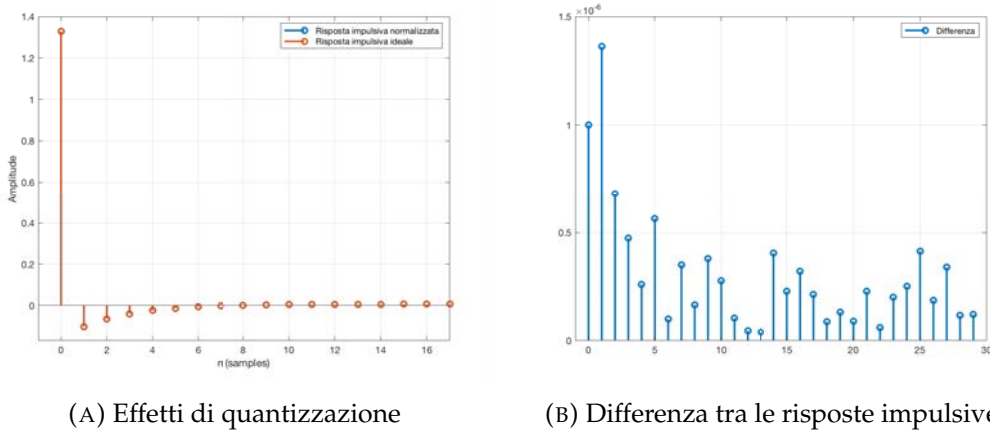


FIGURA 2.35: Prestazioni sulla scelta del fattore normalizzazione

$$F_{NAB,NAB}(s) = \frac{t_1 (1 + st_1')(1 + st_2)}{t_1' (1 + st_1)(1 + st_2')} \quad (2.42)$$

$$F_{CCIR,CCIR}(s) = \frac{1 + st_2}{1 + st_2'} \quad (2.43)$$

Dove sono contrassegnate con ' le costanti di tempo modificate. Nel caso NAB, la semplificazione del fattore $s = 0$ porta all'eliminazione del polo nell'origine, permettendo di ottenere un filtro asintoticamente stabile. Inoltre, come dimostrato nella sezione 2.2.3, il guadagno t_1/t_1' del filtro correttivo corrisponde per costruzione al fattore v_W/v_R , inverso a quello in tabella 2.5. Nei casi in cui si è verificato il clipping della risposta impulsiva, si è utilizzato il metodo della normalizzazione, con $n_{max} = 3.9811$. Per quanto riguarda lo scenario 4, la funzione di trasferimento composta ha la stessa forma del caso a velocità costante, discusso nella sezione 2.4.2. Anche qui è necessario reinterpretare le costanti di tempo del filtro R_{mod}^{-1} . Nello specifico, per i casi in cui $\mathcal{W} = NAB_w$ e $\mathcal{R} = CCIR_r$, la funzione di trasferimento è della forma:

$$F_{NAB,CCIR}(s) = \frac{st_3(1 + st_4)}{(1 + st_3)(1 + st_2')} \quad (2.44)$$

in cui t_2' rappresenta la costante del filtro CCIR modificata per il cambio velocità. Per i casi in cui $\mathcal{W} = CCIR_w$ e $\mathcal{R} = NAB_r$ la funzione di trasferimento è della forma:

$$F_{CCIR,NAB}(s) = \frac{(1 + st_3')(1 + st_2)}{st_3'(1 + st_4')} \quad (2.45)$$

in cui t_3' e t_4' rappresentano le costanti di tempo del filtro NAB modificate per il cambio velocità. Le prestazioni dell'approssimazione sono simili per tutti i filtri: pur variando le costanti di tempo a seconda dei casi, NAB e CCIR presentano la stessa attenuazione (20 dB per decade) e quindi il filtro \mathcal{F} ha un comportamento costante alle alte frequenze. Il caso peggiore è rappresentato dal filtro correttivo 23, che a causa degli effetti di cambio velocità, ai 20 kHz ha ancora un comportamento crescente. L'errore di approssimazione è in questo caso di 0.2 dB, ampiamente all'interno dei margini di tolleranza. In appendice A sono riportati i grafici della risposta in frequenza di tutti i casi esaminati, nella versione analogica e digitale ($f_s = 48kHz$).

2.5 Descrizione del software

A completamento del lavoro di progettazione, è stato sviluppato un *tool* digitale per la correzione degli errori di velocità ed equalizzazione. Per lo sviluppo del Software si è utilizzato il framework MATLAB. I pacchetti utilizzati sono *Control System Toolbox* e *Signal Processing Toolbox*. Il software, in base ai parametri forniti dall'utente, individua la curva correttiva da applicare al segnale d'ingresso, genera la risposta impulsiva del filtro realizzato ed effettua il filtraggio del segnale d'ingresso, producendo la traccia audio corretta. Il software è composto da tre file: *main*, *digital_equalization* e *total_correction*. *Main.m* è il programma con cui l'utente si interfaccia, inserendo il nome del file da equalizzare e i parametri utili alla correzione. Dopo la lettura del file audio, il programma *main.m* chiama la funzione *digital_equalization.m* che svolge le operazioni di filtraggio. I parametri d'ingresso forniti dall'utente sono:

- $Standard_W$: standard del filtro applicato al campione in fase di scrittura, può essere "NAB" oppure "CCIR".
- Vel_W : velocità di riproduzione legata allo standard in scrittura, può essere 3.75, 7.5, 15, 30.
- $Standard_R$: standard del filtro applicato al campione in fase di digitalizzazione (lettura), può essere "NAB" oppure "CCIR".
- Vel_R : velocità di riproduzione legata allo standard in lettura, può essere 3.75, 7.5, 15, 30.
- $nBit$: profondità, in bit per campione, della risposta impulsiva generata. Può essere 8, 16, 24, 32, 64.
- F_s : frequenza di campionamento con cui viene effettuato il *mapping* $s \rightarrow z$ e con cui viene scritta la risposta impulsiva digitale. Può valere 44100, 48000 e 96000.

Durante la fase di lettura, la funzione MATLAB *audioread* ottiene la frequenza di campionamento dalla traccia audio da correggere, perciò nel caso di omissione del parametro F_s , il programma utilizzerà quello del file d'ingresso. La funzione *digital_equalization.m* ha il compito di calcolare il caso v_case (secondo la tabella 2.5) a partire dai parametri forniti da *main*. Il numero del caso è passato alla funzione *total_correction.m*, che ha il compito di generare i filtri e visualizzarne la risposta in frequenza di modulo e fase.

Capitolo 3

Valutazione dei filtri digitali

3.1 Set-up sperimentale

I filtri digitali progettati nei capitoli precedenti sono finalizzati alla correzione degli errori di equalizzazione. Per verificarne l'efficacia è necessario effettuare una valutazione, attraverso un test sperimentale. L'esperimento consiste nell'effettuare il processo di ri-mediazione su nastri magnetici registrati *ad-hoc* con dei parametri pre-stabiliti e quindi noti. In particolare, sono state digitalizzate 10 tracce, appartenenti a differenti generi musicali (musica pop ed elettroacustica), ciascuna della durata di 10 secondi. Per la registrazione è stato utilizzato lo standard CCIR per le prime 5 tracce, NAB per le seconde 5. Successivamente, ciascuna delle tracce è stata riprodotta dal magnetofono due volte: la prima volta con l'uso della curva di equalizzazione corretta, la seconda volta con l'uso della curva di equalizzazione errata. La prima traccia è usata come riferimento corretto (*reference track*), mentre la seconda contiene delle alterazioni spettrali dovute allo standard di riproduzione errato (*altered track*). Quest'ultima dev'essere corretta dal *tool* digitale sviluppato in questo lavoro di tesi. La frequenza di campionamento utilizzata per la conversione analogico-digitale è stata 96 kHz, in entrambi i casi. La velocità di riproduzione selezionata è per tutte le tracce di 7.5 ips. Come dispositivo di registrazione e riproduzione, lo strumento utilizzato è lo Studer A810 (figura 3.1). Si tratta di un magnetofono a due piste, che permette di riprodurre i nastri alle velocità 3.75, 7.5, 15 e 30 ips. La lista delle tracce utilizzate per il test è fornita nella seguente tabella.

	Nome traccia	Standard W	Start (s)	End (s)
0	Panic! At The Disco - High Hopes	CCIR	1:10	1:20
1	Artikulation - György Ligeti	CCIR	2:58	3:08
2	Shake It Off - Taylor Swift	CCIR	2:45	2:55
3	Differénces (1959) - Luciano Berio	CCIR	0:35	0:45
4	Carmina Burana - Fortuna Imperatrix Mundi	CCIR	01:41	01:51
5	Poeme eletronique - Edgar Varèse (1958)	NAB	7.45	7.55
6	Syntaxis - Bruno Maderna	NAB	9:59	10:09
7	We Will Rock You (Remastered) - Queen	NAB	1:29	1:39
8	Continuo - Bruno Maderna	NAB	5:05	5:15
9	Ride of the Valkyrie - Richard Wagner	NAB	1:53	2:03

TABELLA 3.1: Tracce utilizzate come campione sperimentale

I filtri progettati hanno lo scopo di correggere la traccia errata e riportarla il più vicino possibile alla traccia di riferimento. La traccia che si ottiene è chiamata *repaired track*. L'obiettivo di questa fase di valutazione è verificare che la traccia *repaired* sia



FIGURA 3.1: Il dispositivo di riproduzione *reel-to-reel* Studer A810

distante da quella di riferimento meno della traccia *altered*. In generale, questo può essere effettuato in due modi:

- Test psicoacustici: si conducono alcuni test con l'obiettivo di misurare la differenza percepita tra le tracce sopra descritte. Un valido esempio è il MUSHRA test [38], raccomandato dall'International Telecommunication Union, utilizzato principalmente per valutare la qualità degli output di algoritmi di compressione *lossy*.
- Test numerici: si effettuano misurazioni di tipo numerico sulle tracce per quantificare la somiglianza tra i due segnali audio.

In questo lavoro di tesi si effettua una valutazione di tipo numerico. Per ciascuno dei primi 5 campioni, la traccia errata è caratterizzata da un'equalizzazione in scrittura $W = CCIR_{7.5}$ e in lettura $R = NAB_{7.5}$. Perciò, dalle indicazioni della tabella 2.5, il filtro correttivo da utilizzare è quello del caso 30 (figura 2.13). Per i campioni 5-9 la situazione è inversa, perciò il filtro correttivo è quello del caso 29 (figura 2.12).

3.2 Misure di valutazione

3.2.1 Cross-correlazione

La funzione di cross-correlazione (o correlazione mutua) è la funzione più indicata per valutare le differenze tra due segnali sul dominio del tempo [32].

$$R_{xy}(m) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)y^*(n-m) \quad (3.1)$$

Essa è molto utile per individuare eventuali ritardi temporali tra i segnali. Il calcolo di R_{xy} richiede di determinare il prodotto tra $x(n)$ e la versione ritardata $y(n-m)$, per poi valutarne la sommatoria, che evidentemente risulterà funzione del ritardo. Il valore m che massimizza questa funzione corrisponde al ritardo temporale tra i due

segnali: se il punto di massimo è l'origine allora i due segnali sono allineati. Essendo registrati in momenti diversi, probabilmente i segnali *reference* e *altered* non sono allineati tra loro: grazie a questo calcolo è possibile riallineare i segnali. Idealmente, se i segnali fossero esattamente alla stessa velocità, sarebbe sufficiente calcolare la funzione lungo tutto il segnale. Tuttavia, la velocità di riproduzione del nastro magnetico non è perfettamente costante, a causa delle meccaniche interne del magnetofono (*flutter*) [25]. E' stato perciò necessario applicare la tecnica del *windowing* (finestratura) [47], in modo da effettuare un allineamento finestra per finestra. La finestratura consiste nel valutare il segnale d'ingresso analizzandone una piccola porzione alla volta, composta da un numero di campioni predefinito. Essa è largamente utilizzata nell'analisi spettrale audio [32], in cui si effettua, per ciascuna porzione, la FFT allo scopo di evidenziarne le caratteristiche frequenziali. In figura 3.2 si può osservare un esempio dell'andamento del ritardo tra il segnale *altered* e il segnale *reference*.

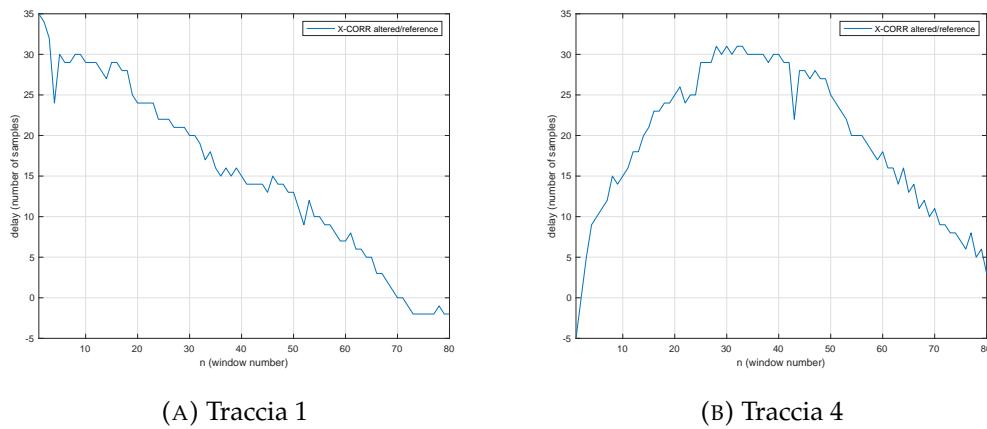


FIGURA 3.2: Cross-correlazione tra le tracce *altered* e *reference* (lunghezza finestre $N=16384$ campioni)

Una volta allineati i segnali, il valore assunto dalla funzione di cross-correlazione nell'origine individua l'energia mutua $E_{xy} = R_{xy}(0)$ [32]. Siano $ref(n)$ la traccia di riferimento, $alt(n)$ la traccia *altered*, cioè riprodotta erroneamente dal magnetofono, e $rep(n)$ la traccia *repaired*, corretta dal tool digitale. Allora, dette $E_{rep,ref}$ e $E_{alt,ref}$ le due energie mutue rispetto alla *reference track*, si può osservare che nei primi 5 casi di studio $E_{rep,ref} > E_{alt,ref}$. Questo si verifica perché l'energia mutua è dipendente dal contributo energetico dei singoli segnali (si veda l'equazione 3.1) e la traccia *repaired* è stata ottenuta dalla traccia *altered* amplificando alcune zone spettrali, cioè aumentando l'energia. In modo duale, per le tracce 5-9 vale $E_{rep,ref} < E_{alt,ref}$, in quanto il filtro del caso 29 effettua solo attenuazioni.

3.2.2 Errore quadratico medio (RMSE)

Per valutare la distanza dei segnali *altered* e *repaired* dal segnale di riferimento è necessaria una misura che prenda in considerazione la differenza tra i singoli campioni. Una metrica largamente utilizzata a tale scopo è il *Root Mean Square Error* (RMSE) [40], è dato dalla formula:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n) - y(n))^2} \quad (3.2)$$

dove $x(n)$ e $y(n)$ sono i due segnali discreti da confrontare. Questa misura si basa sulla differenza campione per campione nel dominio temporale. Nello specifico, i valori da confrontare sono gli RMSE relativi al segnale alterato e al segnale corretto dal software. Siano essi $RMSE_{rep}$ e $RMSE_{alt}$, definiti come:

$$RMSE_{rep} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (rep(n) - ref(n))^2}$$

$$RMSE_{alt} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (alt(n) - ref(n))^2}$$
(3.3)

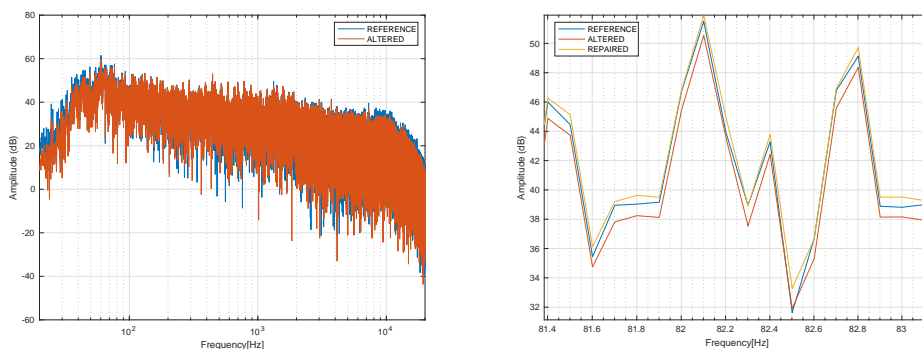
In questo caso studio, essendo interessati alla componente spettrale del segnale, è possibile effettuare l'analisi nel dominio delle frequenze, avvalendosi del teorema di Parseval [32]:

$$\sum_{n=0}^{N-1} (x(n) - y(n))^2 = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |X(m) - Y(m)|^2$$
(3.4)

dove $X(m) = FFT\{x(n)\}$. Ne consegue che il RMSE calcolato in frequenza risulta proporzionale a quello calcolato sul dominio temporale. Dovendo confrontare valori di RMSE relativi a finestre di uguale lunghezza N per entrambi i segnali, ci si può riferire da qui in avanti all'RMSE spettrale così definito:

$$RMSE = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{m=0}^{N-1} (X(m) - Y(m))^2}$$
(3.5)

Analizzando qualitativamente le FFT dei file audio generati dal magnetofono, si può notare che la traccia alterata ha il comportamento previsto: essa presenta un'attenuazione sulle basse e sulle alte frequenze (figura 3.3a). Applicando il filtro correttivo si è ottenuta la traccia *repaired*, che risulta avere un incremento in ampiezza in quelle zone spettrali. In figura 3.3b si può osservare un esempio in cui la curva *repaired* si avvicina alla *reference* grazie al filtraggio correttivo (traccia 3).



(A) FFT della traccia 0

(B) FFT della traccia 3 (zoom)

FIGURA 3.3: FFT esemplificative

Un primo approccio quantitativo è valutare l'RMSE spettrale sullo spettro appena ottenuto, relativo all'intera traccia audio. Se condizione $RMSE_{rep} < RMSE_{alt}$ è verificata, allora la procedura correttiva ha avuto successo. Il calcolo del RMSE è stato limitato all'intervallo spettrale udibile (dai 20Hz ai 20kHz). In tabella 3.2 sono

riportati i risultati.

Questa metrica fornisce buoni risultati per la procedura correttiva del caso 29, ma in

TRACCIA	$RMSE_{rep}$	$RMSE_{alt}$	Correzione
0	$1.20 * 10^{-5}$	$1.15 * 10^{-5}$	✗
1	$5.13 * 10^{-6}$	$4.80 * 10^{-6}$	✗
2	$7.96 * 10^{-6}$	$8.47 * 10^{-6}$	✓
3	$4.70 * 10^{-6}$	$4.43 * 10^{-6}$	✗
4	$5.60 * 10^{-6}$	$5.49 * 10^{-6}$	✗
5	$4.45 * 10^{-6}$	$5.74 * 10^{-6}$	✓
6	$5.93 * 10^{-6}$	$6.38 * 10^{-6}$	✓
7	$6.16 * 10^{-6}$	$6.86 * 10^{-6}$	✓
8	$5.76 * 10^{-6}$	$1.01 * 10^{-5}$	✓
9	$6.54 * 10^{-6}$	$6.90 * 10^{-6}$	✓

TABELLA 3.2: Risultati RMSE per tutte le tracce

4 casi su 5 l'utilizzo del filtro 30 fornisce un $RMSE_{alt}$ maggiore di $RMSE_{ref}$. Per ottenere una misura più accurata si utilizza la tecnica del *windowing*, allineando le tracce grazie alla funzione di cross-correlazione. Di ciascuna finestra del segnale si effettua la FFT, ottenendo uno spettro che ne rappresenta l'andamento in frequenza. Un basso numero di campioni per finestra permette di avere molto dettaglio temporale, ma la FFT può risultare approssimativa. Al contrario, finestre troppo grandi danno una FFT molto precisa ma considerano porzioni del file audio eccessivamente lunghe. Generalmente si sceglie un trade-off tra precisione temporale e spettrale [46]. In questa valutazione si utilizzano finestre di Hamming, di lunghezza $N=16384$ campioni, senza sovrapposizione parziale tra finestre (overlap). L'alto numero di campioni per finestra è giustificato dall'elevato campionamento delle tracce d'ingresso (96 kHz) e dalla necessità di un buon dettaglio in frequenza per una misura valida di RMSE spettrale. Come esempi, si riportano in figura 3.5 i grafici che mostrano l'RMSE delle tracce 2 e 4: nel primo caso l'errore relativo al *repaired* è minore, nel secondo caso i due andamenti si intersecano. Per un confronto diretto si utilizza il valore medio calcolato lungo le finestre ($E(RMSE_{alt})$ e $E(RMSE_{rep})$). Per quanto riguarda i casi 5-9, il valore medio RMSE delle tracce corrette dal software è nettamente inferiore a quello relativo alle tracce riprodotte con equalizzazione errata. Per i casi 0-4 invece i risultati sono discordanti e in 3 casi su 5 (tracce 1,3,4) la correzione non sembra dare esiti positivi (si veda la tabella 3.3, colonna $E(RMSE_{all})$).

Partendo dall'intuizione che le maggiori modifiche dello spettro attuate dal filtro sono legate solo alle basse e alle alte frequenze, si è approfondita l'analisi con il calcolo di uno specifico valore di RMSE per ogni porzione dello spettro 3.3. In particolare, si è diviso lo spettro in tre aree: low (20 Hz, 200 Hz); mid (200 Hz, 2kHz); high (2kHz, 20kHz). Di seguito sono riportati i grafici RMSE multibanda del caso 5. Si può osservare come in alta e bassa frequenza i risultati siano convincenti, mentre nell'intervallo dei medi l'azione correttiva peggiora le prestazioni.

Nella tabella 3.3 si riportano le misure relative al RMSE per ogni banda di riferimento.

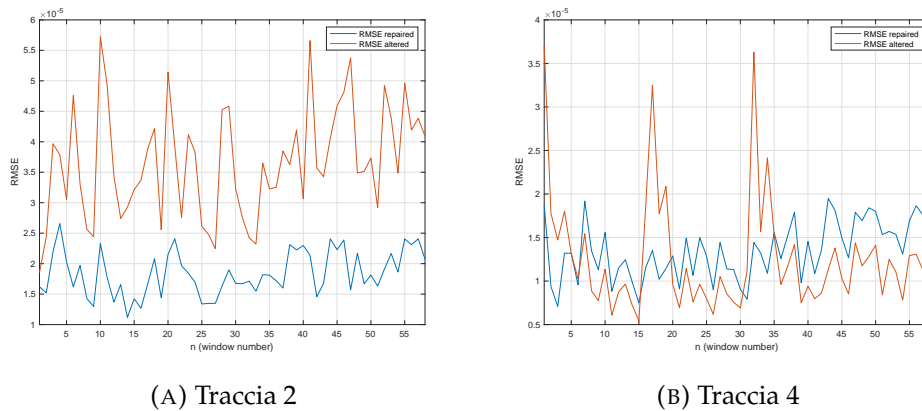
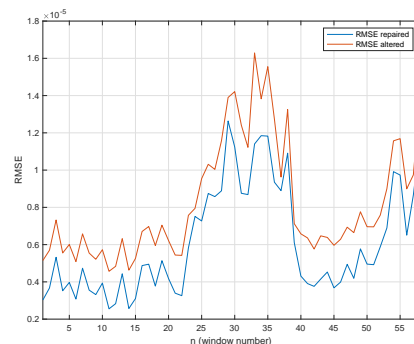
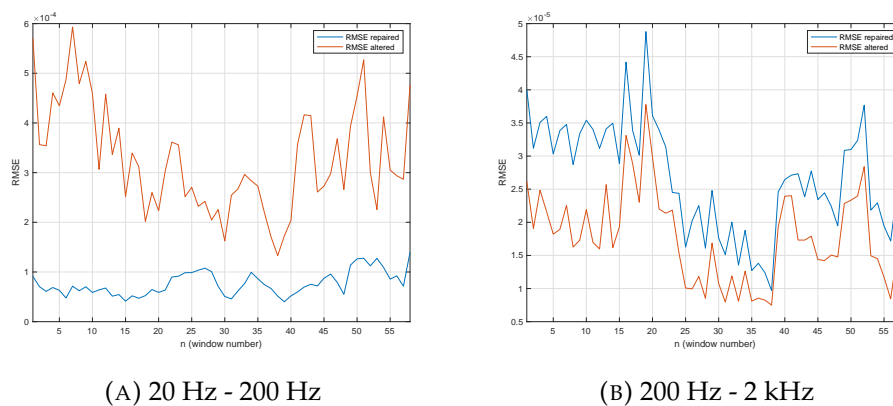
FIGURA 3.4: RMSE relativo alle finestre di lunghezza $N=16384$ 

FIGURA 3.5: RMSE multibanda relativo alla traccia 5

3.2.3 Discussione dei risultati

Nel complesso, la valutazione con la misura RMSE ha portato a risultati positivi. Utilizzando finestre di lunghezza $N = 16384$, in 7 casi su 10 l'errore sulla traccia corretta dal software è minore di quello relativo alla traccia errata. L'approfondimento con RMSE multibanda ha evidenziato che in tutte le tracce il filtro correttivo interviene in modo efficace in alta o in bassa frequenza. Alle basse frequenze, la traccia 1 rappresenta l'unico caso in cui il filtro correttivo non esegue l'azione sperata, dal momento che il valore atteso del RMSE *repaired* supera quello *altered*. Tuttavia, il problema non si evidenzia in alta frequenza, dove l'azione correttiva migliora le performance. Alle alte frequenze, nelle quali si ha la maggiore azione filtrante, si ha un miglioramento

per tutte le tracce del campione. Per quanto riguarda l'RMSE dell'intervallo delle medie frequenze (200 - 2000 Hz), si riscontra che il filtro non agisce in modo corretto. Tutti i campioni, inversamente alle attese, presentano un RMSE *repaired* più alto di quello della traccia errata. Questo deriva dal fatto che il magnetofono Studer, nell'applicazione della curva post-enfasi, altera la traccia alle medie frequenze meno di quanto sarebbe previsto dagli standard analogici utilizzati per la progettazione. Si prenda come riferimento il caso 0. Come si può osservare in figura 3.6, nelle medie frequenze le tracce *altered* e *reference* differiscono mediamente di 0.1 dB. L'eccessiva amplificazione del filtro correttivo in quell'intervallo spettrale è tale da portare la traccia *repaired* ampiamente al di sopra di quella di riferimento, con un guadagno relativo di 0.5 dB.

Il fattore di amplificazione del *tool* correttivo, nell'intervallo delle medie frequenze,

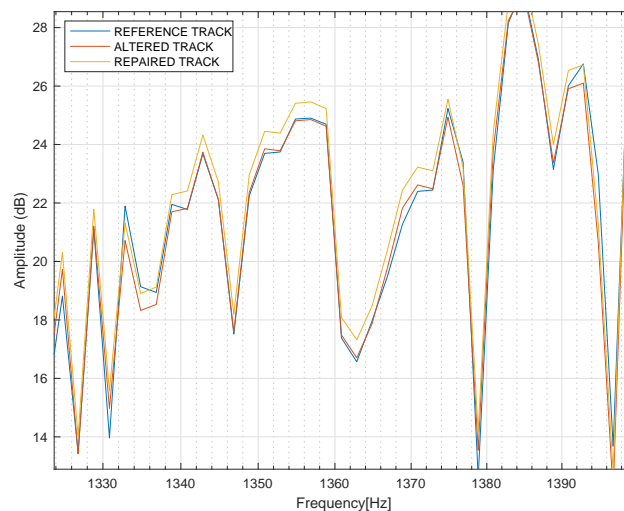


FIGURA 3.6: FFT della prima finestra della traccia 0 (intervallo spettrale: 20 Hz- 20 kHz)

rispecchia esattamente la risposta in frequenza del filtro digitale progettato, il quale è a sua volta una perfetta riproduzione dello standard analogico in quel range spettrale (0.001 dB di differenza). La causa di questo errore va quindi ricercata altrove, approfondendo empiricamente la reale curva analogica di equalizzazione post-enfasi che viene effettivamente applicata dallo Studer A480.

Track	$E(RMSE_{all})$	$E(RMSE_{low})$	$E(RMSE_{mid})$	$E(RMSE_{high})$
0	$rep = 2.49 * 10^{-5}$ $alt = 3.29 * 10^{-5}$	$rep = 5.63 * 10^{-5}$ $alt = 1.96 * 10^{-4}$	$rep = 2.83 * 10^{-5}$ $alt = 1.92 * 10^{-5}$	$rep = 2.35 * 10^{-5}$ $alt = 2.60 * 10^{-5}$
1	$rep = 9.65 * 10^{-6}$ $alt = 7.26 * 10^{-6}$	$rep = 2.93 * 10^{-5}$ $alt = 2.21 * 10^{-5}$	$rep = 2.60 * 10^{-5}$ $alt = 1.57 * 10^{-5}$	$rep = 4.57 * 10^{-6}$ $alt = 4.97 * 10^{-6}$
2	$rep = 1.84 * 10^{-5}$ $alt = 3.66 * 10^{-5}$	$rep = 7.74 * 10^{-5}$ $alt = 2.81 * 10^{-4}$	$rep = 2.50 * 10^{-5}$ $alt = 1.65 * 10^{-5}$	$rep = 1.24 * 10^{-5}$ $alt = 1.39 * 10^{-5}$
3	$rep = 1.16 * 10^{-5}$ $alt = 9.42 * 10^{-6}$	$rep = 2.52 * 10^{-5}$ $alt = 2.74 * 10^{-5}$	$rep = 3.14 * 10^{-5}$ $alt = 2.19 * 10^{-5}$	$rep = 5.74 * 10^{-6}$ $alt = 5.84 * 10^{-6}$
4	$rep = 1.35 * 10^{-5}$ $alt = 1.26 * 10^{-5}$	$rep = 3.74 * 10^{-5}$ $alt = 5.92 * 10^{-5}$	$rep = 3.19 * 10^{-5}$ $alt = 1.99 * 10^{-5}$	$rep = 4.76 * 10^{-6}$ $alt = 5.05 * 10^{-6}$
5	$rep = 1.30 * 10^{-5}$ $alt = 3.45 * 10^{-5}$	$rep = 7.67 * 10^{-5}$ $alt = 3.27 * 10^{-4}$	$rep = 2.68 * 10^{-5}$ $alt = 1.78 * 10^{-5}$	$rep = 6.10 * 10^{-6}$ $alt = 8.21 * 10^{-6}$
6	$rep = 1.13 * 10^{-5}$ $alt = 1.36 * 10^{-5}$	$rep = 2.81 * 10^{-5}$ $alt = 7.13 * 10^{-5}$	$rep = 2.72 * 10^{-5}$ $alt = 1.64 * 10^{-5}$	$rep = 6.70 * 10^{-6}$ $alt = 9.35 * 10^{-6}$
7	$rep = 1.21 * 10^{-5}$ $alt = 1.70 * 10^{-5}$	$rep = 3.47 * 10^{-5}$ $alt = 1.06 * 10^{-4}$	$rep = 2.89 * 10^{-5}$ $alt = 1.91 * 10^{-5}$	$rep = 7.43 * 10^{-6}$ $alt = 1.07 * 10^{-5}$
8	$rep = 1.24 * 10^{-5}$ $alt = 5.48 * 10^{-5}$	$rep = 7.58 * 10^{-5}$ $alt = 5.40 * 10^{-4}$	$rep = 2.11 * 10^{-5}$ $alt = 1.48 * 10^{-5}$	$rep = 7.48 * 10^{-6}$ $alt = 1.10 * 10^{-5}$
9	$rep = 1.13 * 10^{-5}$ $alt = 1.18 * 10^{-5}$	$rep = 2.51 * 10^{-5}$ $alt = 3.12 * 10^{-5}$	$rep = 2.92 * 10^{-5}$ $alt = 2.03 * 10^{-5}$	$rep = 6.41 * 10^{-6}$ $alt = 9.16 * 10^{-6}$

TABELLA 3.3: Valore medio del RMSE (multibanda) con finestre di lunghezza N=16384 campioni

Capitolo 4

Conclusioni e sviluppi futuri

4.1 Conclusioni

Questa tesi si colloca nell'ambito di ricerca della conservazione attiva dei documenti sonori storici. In questo lavoro è stato sviluppato un software per la correzione delle tracce digitalizzate in modo errato, affrontando il problema dell'equalizzazione e della velocità di riproduzione del supporto magnetico. Sono state formalizzate alcune procedure correttive, valutando i casi di possibile errore durante la fase di ri-mediazione, relativamente al dispositivo di riproduzione Studer A810. Per quanto riguarda l'equalizzazione, lo sviluppo dei filtri digitali si è concentrato sugli standard NAB e CCIR, partendo dalla descrizione matematica dei filtri analogici. Successivamente è stata approfondita l'analisi, progettando i filtri correttivi derivanti dalla combinazione dei filtri standard. I metodi utilizzati per digitalizzare i filtri analogici hanno fornito risultati soddisfacenti. Oltre alla trasformazione bilineare, largamente utilizzata in letteratura, sono stati esplorati altri metodi di trasformazione analogico-digitale: *matching* zero-polo e metodo dell'invarianza all'impulso. In questo caso studio il metodo del *matching* zero-polo ha fornito i migliori risultati: l'errore di approssimazione rispetto al filtro analogico è al massimo di 0.02 decibel ai 20 kHz, scendendo fino a pochi millesimi di dB alle medio-basse frequenze.

Al design dei filtri digitali è seguita una fase di scrittura delle risposte impulsive, al fine di garantire la portabilità del lavoro svolto, oltre ad avere il vantaggio di sintetizzare in un file .wav il comportamento del filtro digitale correttivo. Per alcuni filtri composti sono stati incontrati dei problemi di distorsione digitale al momento della creazione della risposta impulsiva. Sono state esplorate varie soluzioni, preferendo la tecnica della normalizzazione, che non peggiora le prestazioni. Terminata la fase di progettazione, è stato sviluppato il software digitale correttivo, a cui l'utente può fornire il file digitalizzato erroneamente e i parametri di registrazione e di riproduzione (standard di equalizzazione e velocità). A partire dai valori in input, il programma deduce il caso correttivo ed esegue la procedura, creando la risposta impulsiva e effettuando il relativo filtraggio. Nel caso di velocità di riproduzione errata, il programma riporta automaticamente il file digitale a quella originale, con una tecnica basata sul ri-campionamento. Il *tool* digitale permette di generare le risposte impulsive a varie frequenze di campionamento (44.1, 48, 96 kHz) e a varie profondità (16, 24, 32, 64 bit per campione).

Infine, è stata effettuata una fase di valutazione con test numerici, per verificare l'efficacia dei processi correttivi. L'obiettivo è stato confrontare il segnale corretto dal software, a partire da un campione contenente errori di equalizzazione, con il segnale digitalizzato correttamente. La metrica utilizzata è stata il RMSE, sul segnale finestrato e preventivamente allineato con l'uso della funzione di cross-correlazione. I risultati sono nel complesso positivi ed evidenziano che, in 9 campioni su 10, i filtri correttivi sono efficaci, per tutta la durata del segnale, nelle zone spettrali di interesse.

4.2 Sviluppi futuri

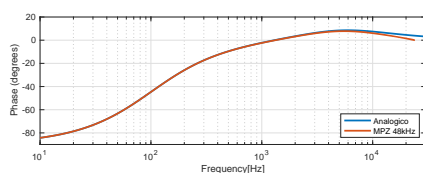
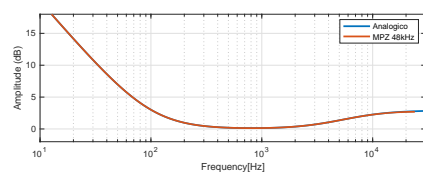
Gli sviluppi futuri di questo lavoro di tesi possono essere molteplici. In primo luogo, è possibile estendere la valutazione numerica dei filtri digitali con la realizzazione di test psicoacustici, allo scopo di indagare la percezione soggettiva degli effetti correttivi. Un esempio è il test percettivo MUSHRA [38], che deve includere le tracce *reference*, *altered* e *repaired* (sezione 3.1), oltre ad una *anchor track*, che ha la funzione di confermare o smentire la validità statistica del test. Il campione del test percettivo dev'essere composto da esperti, musicologi, artisti o studenti del conservatorio. L'analisi statistica sui dati raccolti permetterà di individuare correlazioni atte a confermare, o smentire, i risultati dei test numerici.

Un'altra applicazione pratica riguarda l'accesso ai documenti sonori storici su piattaforme web. Il set di risposte impulsive correttive è stato creato anche per l'uso in HTML5, con l'ausilio della libreria Web Audio API. Caricando la risposta impulsiva del caso correttivo d'interesse, è sufficiente effettuare la convoluzione tra quest'ultima e il segnale d'ingresso per ottenere la traccia audio corretta. Applicazioni come REWIND [12] potrebbero essere ulteriormente sviluppate con l'utilizzo di questo metodo, riducendo sensibilmente gli errori di approssimazione che caratterizzano i filtri *peaking*.

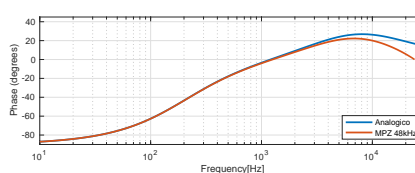
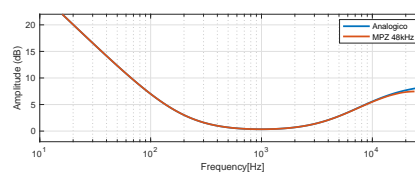
Una terza applicazione di questo lavoro riguarda l'uso congiunto del *tool* correttivo con lo strumento di riconoscimento automatico degli errori di equalizzazione, presentato in [27, 53]. Le informazioni relative agli standard di lettura e scrittura, ottenute in modo automatico, possono essere passate direttamente come parametri di input al programma, permettendo di velocizzare i processi di correzione. Il software risultante costituirebbe un grande passo in avanti nella soluzione del problema dell'equalizzazione, rappresentando il primo prototipo al mondo per la correzione automatica degli errori di equalizzazione dei nastri magnetici.

Appendice A

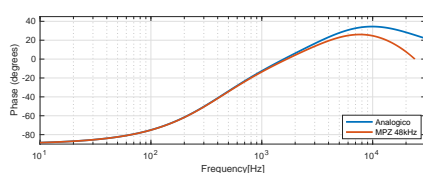
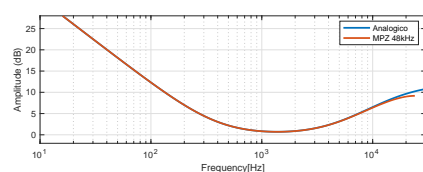
Grafici dei filtri digitali composti



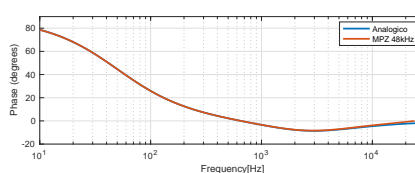
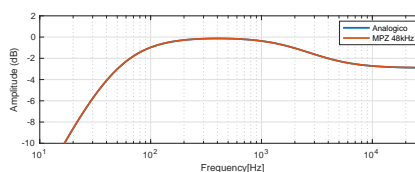
(A) CASO 1



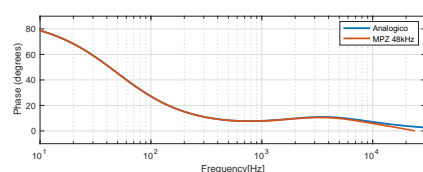
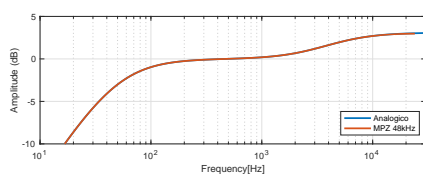
(B) CASO 2



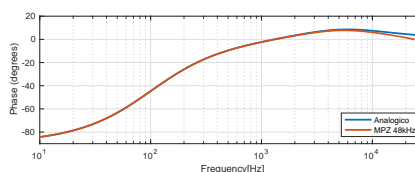
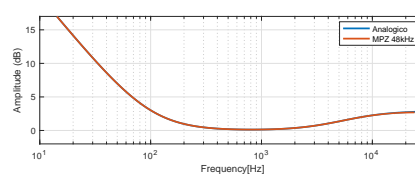
(C) CASO 3



(D) CASO 4

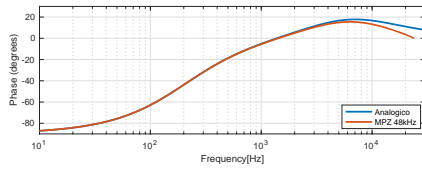
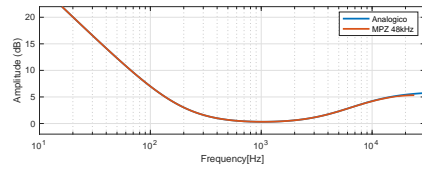


(E) CASO 5

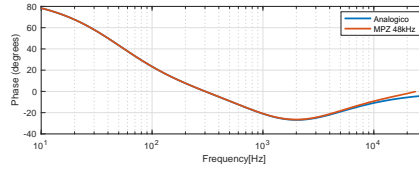
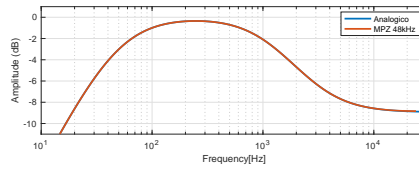


(F) CASO 6

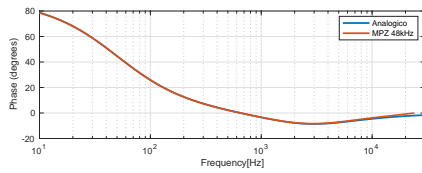
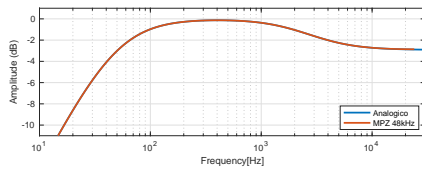
FIGURA A.1: Casi correttivi 1-6



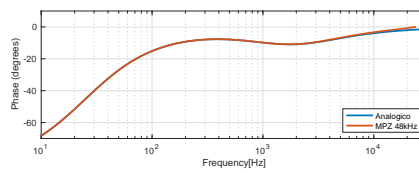
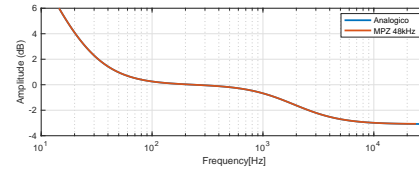
(A) CASO 7



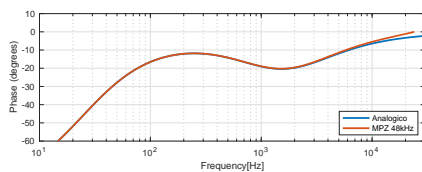
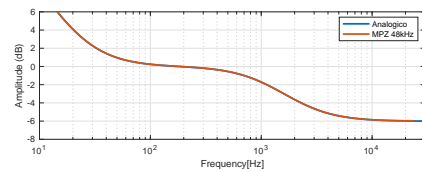
(B) CASO 8



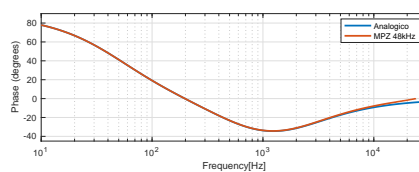
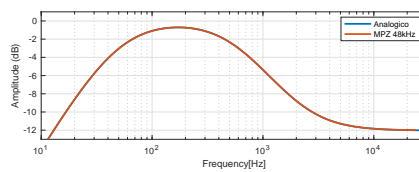
(C) CASO 9



(D) CASO 10

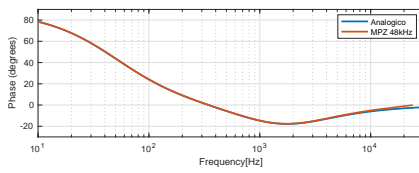
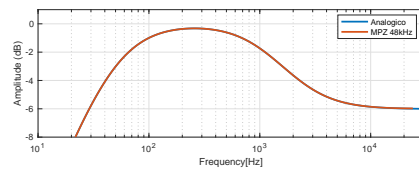


(E) CASO 11

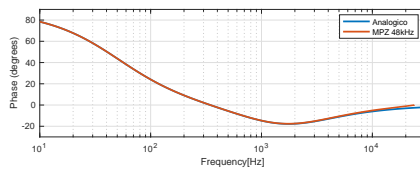
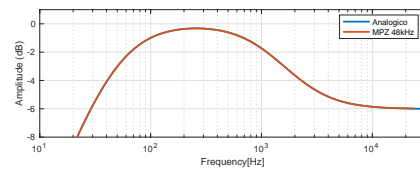


(F) CASO 12

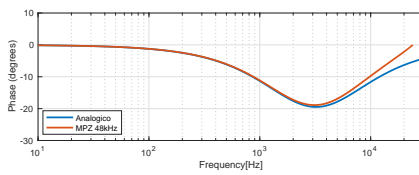
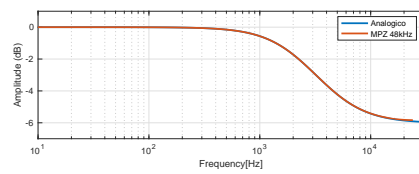
FIGURA A.2: Casi correttivi 7-12



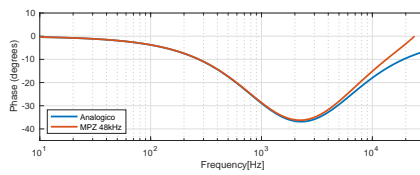
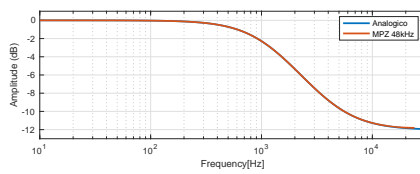
(A) CASO 13



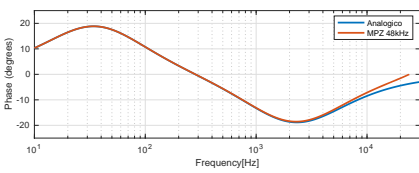
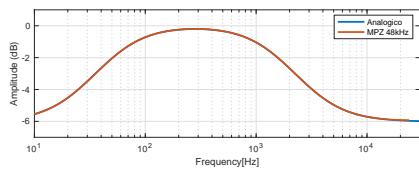
(B) CASO 14



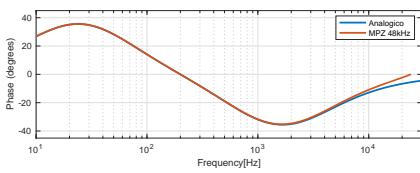
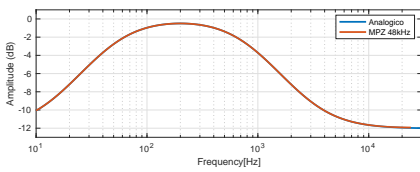
(C) CASO 15



(D) CASO 16

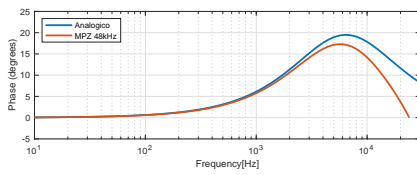
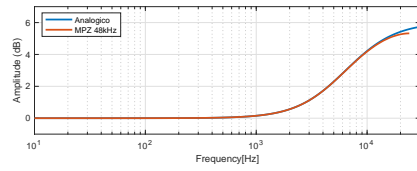


(E) CASO 17

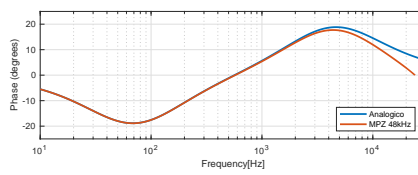
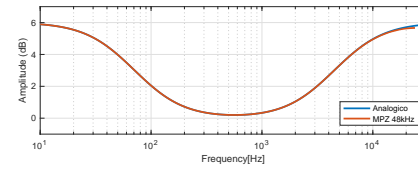


(F) CASO 18

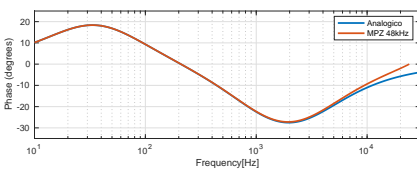
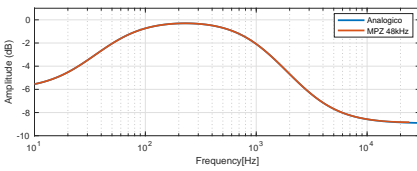
FIGURA A.3: Casi correttivi 13-18



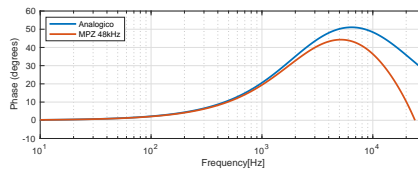
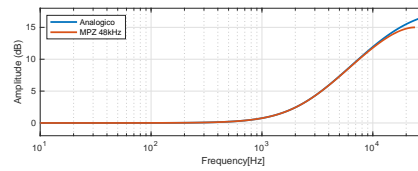
(A) CASO 19



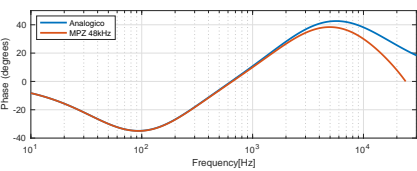
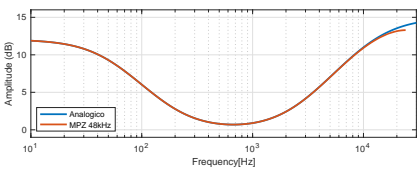
(B) CASO 21



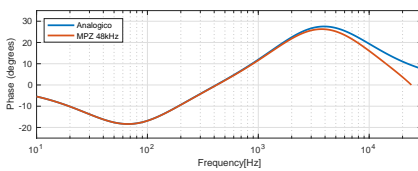
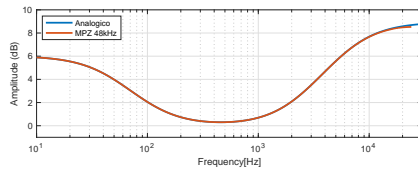
(C) CASO 22



(D) CASO 23

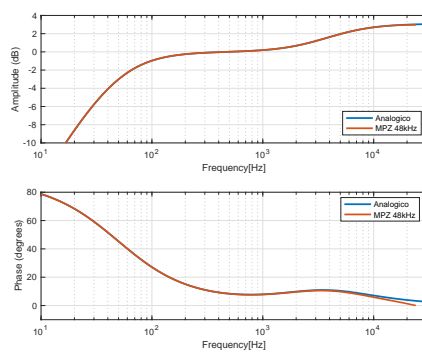


(E) CASO 25

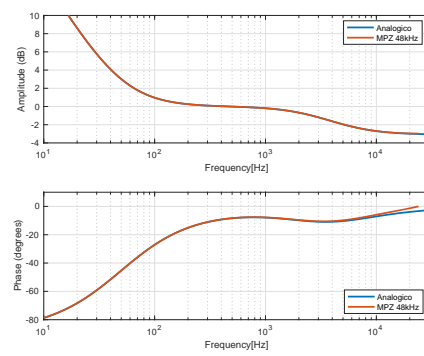


(F) CASO 26

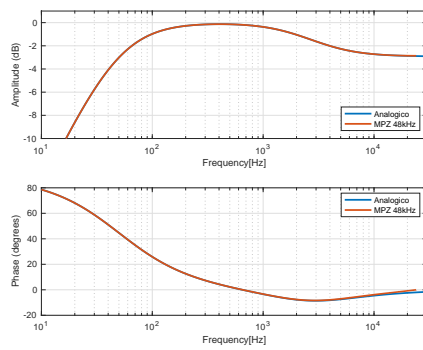
FIGURA A.4: Casi correttivi 19-26



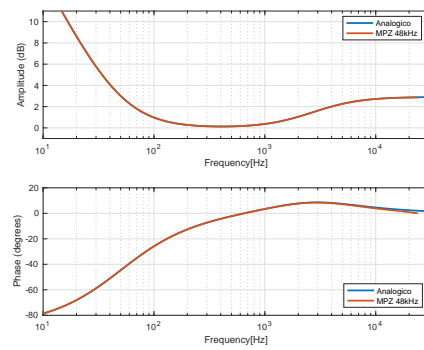
(A) CASO 27



(B) CASO 28



(C) CASO 29



(D) CASO 30

FIGURA A.5: Casi correttivi 27-30

Bibliografia

- [1] F. Avanzini and S. Canazza. Virtual analogue instruments: an approach to active preservation of the studio di fonologia musicale. *The studio di fonologia—a musical journey*, pages 89–108, 2012.
- [2] F. Avanzini, S. Canazza, G. De Poli, C. Fantozzi, N. Pretto, A. Roda, I. Angelini, C. Bettineschi, G. Deotto, E. Faresin, et al. Archaeology and virtual acoustics: a Pan flute from ancient egypt. In *Proceedings of the 12th International Conference on Sound and Music Computing*, pages 31–36, 2015.
- [3] J. Backman. Digital realisation of phono (RIAA) equalisers. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 37(3):659–662, 1991.
- [4] P. Bolzern, R. Scattolini, and N. Schiavoni. *Fondamenti di controlli automatici - Seconda edizione*. McGraw-Hill, 2004.
- [5] G. Boston. *Safeguarding the documentary heritage: a guide to standards, recommended practices and reference literature related to the preservation of documents of all kinds*. United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization, 1998.
- [6] F. Bressan, R. Bertani, C. Furlan, F. Simionato, and S. Canazza. An ATR-FTIR and ESEM study on magnetic tapes for the assessment of the degradation of historical audio recordings. *Journal of Cultural Heritage*, 18:313–320, 2016.
- [7] F. Bressan and S. Canazza. A systemic approach to the preservation of audio documents: Methodology and software tools. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2013:5, 2013.
- [8] G. Brock-Nannestad. The objective basis for the production of high quality transfers from pre-1925 sound recordings. In *Audio Engineering Society Convention 103*. Audio Engineering Society, 1997.
- [9] V. Burini, F. Altieri, and S. Canazza. Rilevamenti sperimentali per la conservazione attiva dei documenti sonori su nastro magnetico: individuazione delle curve di equalizzazione. In *Proceedings of the XXI Colloquium of Musical Informatics*, pages 114–121, 2016.
- [10] M. Camras. *Magnetic recording handbook*. Van Nostrand Reinhold Co., 1987.
- [11] S. Canazza, F. Avanzini, M. Novati, and A. Roda. Active preservation of electrophone musical instruments. the case of the “liettizzatore” of “studio di fonologia musicale”(RAI, Milano). *Proceedings of the Sound and Music Computing Conferenc*. S. Zanolla, F. Avanzini, S. Canazza, and A. de Goetzen (Eds.), 2011.
- [12] S. Canazza, C. Fantozzi, and N. Pretto. Accessing tape music documents on mobile devices. *ACM Transactions on Multimedia Computing, Communications, and Applications (TOMM)*, 12(1s):20, 2015.

- [13] S. Canazza and A. Vidolin. Introduction: Preserving electroacoustic music. *Journal of New Music Research*, 30(4):289–293, 2001.
- [14] I. T. Committee et al. *Guidelines on the Production and Preservation of Digital Audio Objects*, volume 5. ed. by Kevin Bradley, International Association of Sound and Audiovisual Archives, 2009.
- [15] P. Copeland. *Manual of analogue sound restoration techniques*. British Library, 2008.
- [16] L. Duranti. Interpares3-team canada final report. *University of British Columbia, Tech. Rep*, 2012.
- [17] C. Fantozzi, F. Bressan, N. Pretto, and S. Canazza. Tape music archives: from preservation to access. *International Journal on Digital Libraries*, 18(3):233–249, 2017.
- [18] L. D. Fielder. Pre-and post-emphasis techniques as applied to audio recording systems. In *Audio Engineering Society Convention 78*. Audio Engineering Society, 1985.
- [19] F. Gardner. A transformation for digital simulation of analog filters. *IEEE transactions on communications*, 34(7):676–680, 1986.
- [20] R. L. Hess. Tape degradation factors and predicting tape life. In *Audio Engineering Society Convention 121*. Audio Engineering Society, 2006.
- [21] IEC. Magnetic tape sound recording and reproducing systems - part 1: Specification for general conditions and requirements,. *IEC Standard*, 1994.
- [22] IFLA. Audiovisual and multimedia section: guidelines for digitization projects: for collections and holdings in the public domain, particularly those held by libraries and archives. *International Federation of Library Associations and Institutions (IFLA)*, 2002.
- [23] V. K. Ingle and J. G. Proakis. *Digital signal processing using MATLAB: a problem solving companion*. Cengage Learning, 2016.
- [24] M. Kinizuka. Historical development of magnetic recording and tape recorder. *National Museum of Nature and Science Survey Reports on the Systemization of Technologies*, 17:185–275, 2012.
- [25] P. Maziewski. Evaluation of the maximal modulation frequency for wow and flutter determination. *Multimedia Systems Department, Gdansk University of Technology ul. Narutowicza*, 11(12):80–952, 2007.
- [26] G. A. Mian. Elaborazione numerica dei segnali. *Dispensa, Università degli studi di Padova*, 2006.
- [27] E. Micheloni, N. Pretto, and S. Canazza. A step toward ai tools for quality control and musicological analysis of digitized analogue recordings: Recognition of audio tape equalizations. In *Proceedings of the 11th International Workshop on Artificial Intelligence for Cultural Heritage (AI* IA 2017), Bari, Italy*, pages 17–24, 2017.
- [28] M. Miliano. *The IASA cataloguing rules: a manual for the description of sound recordings and related audiovisual media*. International Association of Sound and Audiovisual Archives, 1999.

- [29] S. K. Mitra and Y. Kuo. *Digital signal processing: a computer-based approach*, volume 2. McGraw-Hill New York, 2006.
- [30] R. Morrison. Standard tape manual. *Standard Tape Laboratory*, 1978.
- [31] A. V. Oppenheim. R. W. Schaefer digital signal processing. *Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey*, 6:125–136, 1975.
- [32] A. V. Oppenheim. *Discrete-time signal processing*. Pearson Education India, 1999.
- [33] N. Orio, L. Snidaro, S. Canazza, and G. L. Foresti. Methodologies and tools for audio digital archives. *International Journal on Digital Libraries*, 10(4):201–220, 2009.
- [34] N. Pretto. *Cultural context-aware models and IT applications for the exploitation of musical heritage*. PhD thesis, Department of Information Engineering, University of Padova, 2019.
- [35] N. Pretto and S. Canazza. Rewind: simulazione di un’esperienza d’ascolto storicamente fedele di dischi fonografici digitalizzati. In *Proceedings of the 20th Colloquium on Music Informatics*, pages 29–34, 2014.
- [36] N. Pretto, C. Fantozzi, E. Micheloni, V. Burini, and S. Canazza. Computing methodologies supporting the preservation of electroacoustic music from analog magnetic tape. *Computer Music Journal*, 42(4), 2018.
- [37] J. G. Proakis and D. G. Manolakis. *Digital signal processing 3rd edition*, 1996.
- [38] I. Recommendation. Bs. 1534-1. method for the subjective assessment of intermediate sound quality (mushra). *International Telecommunications Union, Geneva*, 2001.
- [39] F. Rumsey. Challenges in archiving and restoration. *Journal of the Audio Engineering Society*, 64(1/2):94–97, 2016.
- [40] N. J. Salkind. *Encyclopedia of research design*, volume 1. Sage, 2010.
- [41] S. Sarkka and A. Huovilainen. Accurate discretization of analog audio filters with application to parametric equalizer design. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 19(8):2486–2493, 2011.
- [42] D. Schüller. The ethics of preservation, restoration, and re-issues of historical sound recordings. *Journal of the audio engineering society*, 39(12):1014–1017, 1991.
- [43] D. Schuller. Preserving the facts for the future: principles and practices for the transfer of analog audio documents into the digital domain. *Journal of the Audio Engineering Society*, 49(7/8):618–621, 2001.
- [44] D. Schüller and A. Häfner. Handling and storage of audio and video carriers. *IASA-TC*, 5:17, 2014.
- [45] J. O. Smith. *Physical audio signal processing: For virtual musical instruments and audio effects*. W3K Publishing, 2010.
- [46] J. O. Smith et al. *Spectral audio signal processing*, volume 1334027739. W3K, 2011.
- [47] S. W. Smith et al. *The scientist and engineer’s guide to digital signal processing*. 1997.

-
- [48] B. Smus. *Web Audio API: Advanced Sound for Games and Interactive Apps*. "O'Reilly Media, Inc.", 2013.
- [49] N. Standard. *Magnetic tape recording and reproducing (reel-to-reel)*, 1965.
- [50] G. P. Starr. Introduction to applied digital control. *Lecture Notes in Digital Control*, pages 5–31, 2006.
- [51] W. Storm. The establishment of international re-recording standards. *Phonographic Bulletin*, 27:5–12, 1980.
- [52] V. Välimäki and J. Reiss. All about audio equalization: Solutions and frontiers. *Applied Sciences*, 6(5):129, 2016.
- [53] S. Verde, N. Pretto, S. Milani, and S. Canazza. Stay true to the sound of history: Philology, phylogenetics and information engineering in musicology. *Applied Sciences*, 8(2):226, 2018.
- [54] J. Xia. A digital implementation of tape equalizers. *IEEE transactions on consumer electronics*, 40(2):114–118, 1994.