



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE**

**“Elettronica di Amplificazione:
Studio e progetto di un amplificatore multistadio per segnali audio”**

Relatore: Prof. Matteo Meneghini

Laureando: Francesco Ruzza 2008894

**ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023
Data di laurea 27 settembre 2023**

ABSTRACT

In una società dove l'intrattenimento sta sempre di più entrando nelle case delle persone, l'elettronica di consumo si pone in cima al mercato delle vendite. Musica, film e serie tv permeano la nostra vita quotidiana, e di pari passo si sviluppano dispositivi sempre più moderni per riprodurre tali contenuti. Tuttavia, ci siamo mai chiesti cosa c'è alla base di ogni singola canzone ascoltata sul nostro iPod?

Questo progetto di tesi si pone come obiettivo lo studio e la progettazione di uno dei blocchi base della riproduzione audio: l'amplificatore.

Verrà studiato e analizzato un amplificatore multistadio, in primis dal punto di vista della progettazione teorica, per ottenere quindi un circuito compatto che esemplifichi quanto trattato in precedenza.

Nella vita di tutti i giorni, entriamo spesso, anche se inconsapevolmente, in contatto con questa tipologia di elettronica, ed ecco perché è importante realizzarne versioni sempre più efficienti e con prestazioni migliorate. Gli amplificatori multistadio rappresentano infatti una soluzione avanzata per alimentare uscite che necessitano di potenza elevata, e per riprodurre segnali audio complessi con una minor distorsione e una maggiore fedeltà dell'uscita rispetto all'ingresso. Si tratta di una strategia implementativa di successo, in quanto essi permettono al progettista di realizzare circuiti che soddisfano molteplici requisiti progettuali.

Nel progetto verrà discussa una soluzione implementativa per un amplificatore multistadio. Verranno prese in esame diverse configurazioni di amplificatore a singolo stadio basate su transistor BJT. Saranno quindi analizzate in base ai loro parametri fondamentali, come guadagno, banda passante, impedenza di ingresso e impedenza di uscita, al fine di trovare le topologie migliori da combinare in un unico multistadio.

Il circuito si comporrà quindi di una cascata di stadi di amplificazione, basati su transistor e resistori, a cui verranno combinati dei condensatori per l'accoppiamento AC e il bypass.

Dal momento che l'ambito applicativo scelto per testare il funzionamento dell'amplificatore è la riproduzione audio, l'input analogico verrà fornito mediante un comune ingresso analogico jack, mentre come carico è stato scelto uno speaker magnetico.

Il dimensionamento del circuito verrà svolto meticolosamente sfruttando le equazioni e i parametri caratteristici.

La validità delle soluzioni proposte verrà valutata attraverso simulazioni circuitali con l'ausilio del software LTspice®. Una volta ottenuti dei modelli che soddisfano i criteri di prestazioni richiesti,

si procederà alla realizzazione di un prototipo circuitale in laboratorio su breadboard, e al test su quest'ultimo.

Attraverso questa ricerca, si mira a fornire una prima base teorica, ma soprattutto un efficiente modello concreto, per la progettazione e l'implementazione di amplificatori multistadio per segnali audio. L'obiettivo finale è quello di porre le basi per future soluzioni innovative da implementare in quei settori che, come quello dell'Hi-Fi, sono in continua evoluzione.

ABSTRACT

English Version

In a society where entertainment is becoming more and more popular, consumer electronics is gaining the top of sales market. Music, movies, tv series permeate our everyday life, and hand in hand more devices are being developed to play this type of contents. However, has anybody ever asked what allows us to listen a song on our iPod?

The following thesis project deals with the study and the project of one of the base blocks of audio playing: the amplifier.

A multistage amplifier will be studied and analyzed, firstly by theoretical project, to obtain then a compact circuit that exemplifies what treated before.

In everyday life we often get in touch with this technology, even unconsciously, and that is why it is important to realize versions more and more efficient, with improved performances. Multistage amplifiers represent an advanced solution to supply outputs that need a huge amount of power, and to play high complexity audio signal with lower distortion and better fidelity compared to the input. It is a successful project strategy, because it allows the designer to realize circuits that satisfy multiple requirements.

In this project an implementation solution for multistage amplifier will be discussed. Different configurations of single stage will be treated, based on BJTs. Then they will be analyzed regarding their fundamental parameters, such as gain, passband, input impedance and output impedance.

The circuit will be built using a cascade of amplification stages, based on transistors and resistors. Capacitors will be combined too for AC coupling and bypassing.

Since we want to test the correctness of the amplifier by applying an audio signal, the input will be given via analogic .5 mm jack input, and as load a magnetic speaker has been chosen.

Circuit design will be precisely done exploiting peculiar equations and parameters.

Correctness of proposed solutions will be evaluated through circuit simulations with the help of LTspice® software. Once satisfying model will be obtained, there will be the realization of a final prototype, in laboratory with the auxilium of lab instruments and breadboards. Finally, this prototype will be tested.

With this research, we intend to give a basic theoretical knowledge of the topic, but then to give a concrete model, for project and implementation of multistage amplifiers for audio signal. The final guess is to introduce future bright solutions to implement in those sectors that, like the Hi-Fi one, are in continuous evolution.

INTRODUZIONE

L'estate dell'ormai lontano 2013 era alle porte, e due avvenimenti che presto sarebbero diventati importanti per la mia vita da adolescente si verificavano a pochi giorni di distanza l'uno dall'altro. Il giorno del mio compleanno, il 28 di maggio, mi fu regalato un Sony Walkman NWZ-E453, lettore mp3 tascabile prodotto dalla azienda giapponese ed evoluzione digitale del mitico walkman a cassette, successo commerciale fin dagli anni '80. Qualche settimana più tardi, il 17 giugno 2013, il disc jockey svedese Avicii rilasciava il singolo "Wake Me Up", che a lungo andare sarebbe diventata una (se non la) delle mie canzoni preferite, tanto che ancora adesso mentre scrivo, è tra i brani in riproduzione. L'insieme delle due cose fu per me una sveglia dal torpore preadolescenziale, e fu grazie alla combinazione di questi due elementi che scoprii due tra le mie più grandi passioni, l'EDM¹, e la tecnologia Hi-Fi², due argomenti che oggi, mi sento di dire, coesistono in una simbiosi perfetta, dove lo sviluppo della prima coincide con lo sviluppo della seconda, e viceversa.

La musica elettronica oggi, riempie una vasta porzione dell'industria musicale mondiale. Delle 463 canzoni con più di un miliardo di streams su Spotify, più della metà sono riconducibili ad artisti che si definiscono appartenenti a sottogeneri della musica elettronica. Per essere più precisi ancora, nella top dieci delle canzoni più ascoltate sulla piattaforma svedese, troviamo "Happier", del producer statunitense Marshmello, e "Closer" del duo "The Chainsmokers", a sottolineare come la musica elettronica sia il genere musicale del presente e anche del futuro. La stessa sopracitata "Wake Me Up" ha superato i 2 miliardi di ascolti³. Senza contare che, oltre a gareggiare per sé, l'elettronica permea e contribuisce anche allo sviluppo di tutti gli altri generi musicali, dall'hip hop al rap, dal rock al pop. D'altronde, in ogni studio di registrazione oggi è comune trovare oltre ai classici strumenti musicali, anche mixer, amplificatori e schede audio.

Tuttavia, il lavoro e la ricerca dell'artista di per sé resta inutile, se non è accompagnato dalla continua e complessa ricerca e progettazione di dispositivi in grado di riprodurre con qualità e fedeltà ciò che viene composto in studio di registrazione. Senza l'invenzione del fonografo da parte di Thomas Edison, la musica e l'audio in generale sarebbero ancora irriproducibili, e quindi limitati al solo ascolto live, in diretta. Per nostra fortuna, nel corso del XX secolo l'industria si è molto prodigata nel campo audio. Grazie alle innumerevoli scoperte e tecnologie impiegate in questo campo, oggi non solo disponiamo di strumenti sofisticati per la riproduzione audio, ma addirittura abbiamo scisso il binomio informazione/supporto fisico. Infatti, se vent'anni fa canzoni ed album erano memorizzati

¹ EDM: Electronic Dance Music, vasta gamma di generi musicali elettronici

² Hi-Fi: High Fidelity, abbreviazione per indicare apparecchi per la riproduzione del suono in alta fedeltà

³ Dati Spotify Charts aggiornati a 1° settembre 2023

su supporti fisici (cassette, CD, etc.), oggi abbiamo accesso grazie soprattutto ad Internet e alle tecnologie dell'informazione, allo streaming e ai formati di memorizzazione digitali.

La ricerca della perfezione nella riproduzione musicale ha portato un costante sviluppo di nuove tecnologie e tecniche nell'ambito dell'amplificazione e della riproduzione audio. In aggiunta, questa continua ricerca non si limita ai confini dell'industria musicale, ma si allarga ad una vasta gamma di applicazioni, che spaziano dall'ambito cinematografico, a quello domotico, a quello dei grandi eventi pubblici. Quante volte recandoci al cinema, capita che venga proiettata prima dell'inizio del film, la sigla che sottolinea la presenza del Dolby Surround⁴ nella sala? Oppure, ci domandiamo come mai durante una telefonata indossando le nostre AirPods⁵ sentiamo la voce del nostro interlocutore forte e chiara, anche se l'altoparlante è grande solo qualche millimetro? Si tratta di esempi delle molteplici applicazioni commerciali della stessa continua ricerca: la perfezione sonora.

Alla base di ogni applicazione audio, sta l'analisi e il progetto di due elementi comuni: l'amplificatore e l'altoparlante. I due, in catena uno successivo all'altro, costituiscono i blocchi base per quasi tutta la totalità di dispositivi audio. Il primo, responsabile di ricevere il segnale audio analogico, e renderlo "adatto" alla riproduzione; il secondo, il cui compito è l'effettiva riproduzione del segnale analogico, ovvero la trasformazione del segnale da segnale audio elettrico a onde sonore meccaniche udibili, che sono, alla fine del processo, quelle che il nostro orecchio rileva e riconosce come "suono".

Si tratta dei due elementi base della riproduzione sonora, e separatamente sono gli oggetti di studio ed analisi di diverse aziende nel campo dell'Hi-Fi. Ciò che il mercato richiede oggi, sono nuove tecniche e tecnologie per migliorare entrambi, al fine di fornire al consumatore finale un prodotto che riproduca segnali audio in maniera il più fedele possibile ad un ascolto in prima persona, e con una qualità del suono oltre l'immaginabile, con l'obiettivo di rendere soddisfatti anche i clienti dall'orecchio più raffinato.

Questo elaborato si pone come obiettivo l'analisi di uno dei due elementi cardine della riproduzione audio sopracitati: l'amplificatore audio. Al contrario, esula dal discutere proprietà e tecnologie applicative dell'altoparlante, non per scarso interesse, ma in quanto elemento terminale del processo di riproduzione sonora, che ricorre a tecnologie appartenenti ad aree di studio più complesse. Chi scrive intende concentrarsi sul prelievo del segnale audio e sulla sua prima gestione e manipolazione per renderlo "riproducibile", e non sulla seconda parte del processo, ovvero l'uscita meccanica del segnale mediante dispositivi che trasformano un segnale elettrico in un segnale meccanico, lasciando magari al lettore qualche spunto per approfondimenti o studi futuri sull'argomento.

⁴ Dolby Surround 7.1: standard audio realizzato da Dolby Laboratories adottato per il sonoro dei film digitali.

⁵ Apple AirPods: auricolari Bluetooth progettati da Apple Inc.

In primo luogo, la tesi presenta una descrizione del ruolo dell'amplificatore, e in secondo luogo, verrà presentato il progetto di un prototipo di tale circuito. Esso verrà progettato inizialmente con una accurata analisi teorica di tutte le sue specifiche, con particolare attenzione alla scelta dei componenti utilizzati, alla topologia del circuito e alle strategie di limitazione di disturbi e di distorsione. In particolare, verranno effettuati dei test con simulatori circuitali sullo schematico definitivo.

A questa prima fase di progetto seguirà una fase di realizzazione pratica del prototipo, al fine di ottenere un oggetto concreto che simuli il funzionamento di un amplificatore audio, in maniera tale da avere un riscontro oggettivo su quanto trattato teoricamente, e sull'effettivo funzionamento del circuito. Test in laboratorio verranno infine condotti sul prototipo finito.

Attraverso questa ricerca, chi scrive non mira tanto alla realizzazione di un prodotto audio competitivo per il mercato attuale, quanto all'esemplificazione del lavoro e della ricerca che c'è dietro ogni singola canzone riprodotta con uno speaker Bluetooth, dietro ogni film visto al cinema, dietro ogni telefonata effettuata con lo smartphone. Si vuole far capire che c'è un elemento complesso comune dietro ad ogni suono riprodotto, e che un'importante sfida per l'ingegnere del futuro, sarà capire quanto e come migliorare tale elemento.

Come scrisse Robert W. Carver, pioniere dell'industria elettronica audio, "Gli amplificatori sono il cuore e l'anima di qualsiasi sistema audio", e questa tesi mira a fornire una dimostrazione concreta della potenza di questa affermazione.

CAPITOLO 1

Scopo del progetto e specifiche

La seguente trattazione mira a far comprendere l'importanza del ruolo di un amplificatore nell'ambito delle applicazioni audio. Prima di proseguire con le specifiche tecniche, tuttavia, è giusto fare un passo indietro e chiarire cosa si intende quando si parla di "amplificatore". In elettronica si definisce amplificatore un dispositivo progettato per accogliere un segnale elettrico, che può essere una tensione o una corrente, e che produce in uscita un nuovo segnale con un'ampiezza modificata rispetto all'ampiezza del segnale originale. Con il termine "modificata" si intende non solo un'ampiezza aumentata del segnale di uscita, ma anche un decremento o uno shift di valori da positivi a negativi e viceversa. Dal punto di vista delle possibili applicazioni, esistono amplificatori progettati per diversi scopi. Possiamo trovare amplificatori di tensione, che amplificano un segnale di tensione in ingresso; amplificatori di corrente, che amplificano un segnale di corrente; e amplificatori di potenza, che amplificano la potenza, e quindi sia tensione che corrente. In alternativa, combinazioni di più amplificatori elementari danno origine a circuiti integrati più complessi come gli amplificatori differenziali o gli amplificatori operazionali, che sono i componenti più utilizzati nell'elettronica contemporanea. Si tratta di componenti con caratteristiche e parametri ben precisi utilizzati nella elaborazione e gestione dei segnali elettrici.

Come dichiarato in precedenza, l'obiettivo di questo testo è il progetto di un amplificatore per segnali audio. La tipologia di amplificatore adatta per questo scopo è chiaramente quello di potenza.

Si tratta di un amplificatore capace di aumentare la potenza di un segnale audio per fornirlo al carico composto da un altoparlante. Come si dirà in seguito, il segnale audio è un segnale che è generato a bassa potenza e a bassa tensione, ma che per essere riprodotto da un altoparlante deve essere notevolmente amplificato.

I transistor nell'amplificazione

Vediamo ora quali elementi concorrono nella realizzazione di un amplificatore.

Gli elementi circuitali alla base di ogni amplificatore sono i transistor. Sia il Transistor Bipolare a Giunzione, che da ora in poi verrà chiamato con la sigla BJT (Figura 1.1), sia il transistor a effetto di campo, che verrà chiamato MOSFET (Figura 1.2), sono infatti utilizzabili come amplificatori a singolo stadio. L'amplificatore a singolo stadio, come dice il nome stesso, è un amplificatore composto da un singolo transistor, il cosiddetto "stadio", ed è quindi composto da un unico BJT o MOSFET che viene posizionato in maniera tale da avere una porta di ingresso e una porta di uscita del segnale.

Entrambi si trovano combinati con elementi passivi come resistori e condensatori in quelle che vengono definite configurazioni a terminale comune. Recuperando alcuni concetti di elettronica, si ricorda che ciascun transistor dispone di tre terminali: collettore, base ed emettitore per il BJT (C, B, E); drain, source e gate per il MOSFET (D, S, G). Ciascuno di questi terminali ha una funzione specifica, la cui trattazione però esula dal seguente testo.

È sufficiente ricordare che un amplificatore è nella realtà dei fatti è un doppio bipolo elettrico (un quadripolo⁶), con una porta di ingresso del segnale e una porta di uscita del segnale. Dal momento che un transistor è un tripolo⁷, uno dei terminali dovrà essere messo in comune, e ciò dà origine alle sopracitate configurazioni a terminale comune. Base Comune (C-B), Emettitore Comune (C-E) e Collettore Comune (C-C) per il BJT e Gate Comune (C-G), Source Comune (C-S) e Drain Comune (C-D)⁸ per il MOSFET.

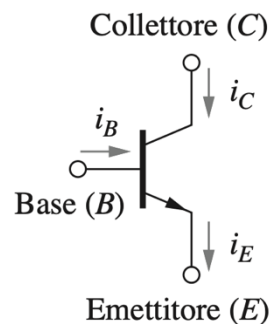


Figura 1.1 – Schema transistor BJT, *Microelettronica 5th* (R. C. Jaeger; T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

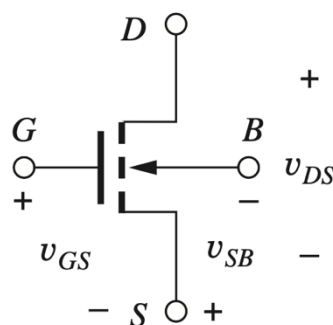


Figura 1.2 – Schema transistor MOSFET, *Microelettronica 5th* (R. C. Jaeger; T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

⁶ Quadripolo: elemento circuitale a quattro terminali ingresso/uscita. È detto anche doppio bipolo quando i terminali possono essere accoppiati a due a due in due bipoli separati.

⁷ Tripolo: componente avente tre terminali di ingresso/uscita.

⁸ C-B etc.: è comune usare la notazione inglese, che sta per Common Base etc.

Il circuito qui trattato è composto utilizzando esclusivamente Transistor Bipolari a Giunzione, i BJT. Anche se il MOSFET rappresenta la tecnologia dominante nei moderni circuiti integrati, i transistori bipolari sono tuttora ampiamente utilizzati nei circuiti analogici. È preferibile, infatti, usare un transistor bipolare in quei contesti in cui è richiesta un'elevata precisione e un'elevata velocità di performance, come nella nostra applicazione.

Una volta scelti i BJT come transistor su cui basare il seguente progetto, si procede a fornire in forma tabellare nella Tabella 1.1, i parametri necessari per l'analisi a piccoli segnali di questi componenti.

Parametro	Transistor BJT
Transconduttanza	$g_m = \frac{I_C}{V_T}$
Resistenza di ingresso	$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta \cdot V_T}{I_C}$
Resistenza di uscita	$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$
Guadagno di tensione intrinseco	$\mu_f = \frac{V_A + V_{CE}}{V_T} \approx \frac{V_A}{V_T}$

Tabella 1.1 – Parametri a piccoli segnali di un transistor BJT - *Microelettronica 5th* (R. C. Jaeger, T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

Se si decide di utilizzare come transistor di amplificazione i BJT, è doveroso prendere atto di alcune criticità nella scelta di questa tipologia di componente. Si tratta di elementi circuitali che

quando funzionano in Zona Attiva Diretta dissipano una grande quantità di potenza, soprattutto, come nel nostro caso, se usati in applicazioni ad alta potenza. Questa eccessiva dissipazione di energia avviene sotto forma di calore. Il componente rischia di scaldarsi troppo e di arrivare alla rottura dello stesso. Ecco perché è ragionevole prevedere nel circuito l'implementazione di specifici dissipatori metallici di calore, per mantenere la temperatura del transistor nella norma.

Di pari passo con l'aumento o il decremento della temperatura vanno anche la stabilità e le prestazioni del circuito. Variazioni improvvise del segnale si possono verificare se la temperatura del componente eccede i limiti segnati nel datasheet fornito dalla casa produttrice. In aggiunta, alcuni parametri fondamentali ricavati dai datasheet sono validi solo in determinate condizioni di temperatura. Si ribadisce quindi la necessità della presenza di tecnologie di controllo della temperatura, come ad esempio un opportuno dissipatore.

Inoltre, un BJT può manifestare l'effetto Early, ovvero può verificarsi che per tensioni particolari Collettore-Elettore (V_{CE}), la corrente di collettore non sia del tutto indipendente da questa tensione (V_{CE}). Una variazione di quest'ultima quindi, può influire anche sulla variazione della corrente, e a cascata, sulla linearità del transistor. Tuttavia, questo fenomeno si presenta per tensioni molto negative, e quindi nella seguente trattazione non verrà considerato.

Ultimo, ma non per importanza, è il fatto che a differenza del MOSFET, ciascun BJT richiede una rete di polarizzazione preliminare, il cosiddetto "biasing". Si tratta, come vedremo nello schema circuitale definitivo, di resistori di base da utilizzare per stabilire il corretto punto di lavoro del transistor. Tali configurazioni, sono chiaramente più complesse delle configurazioni MOSFET, e verranno discusse in seguito.

Il segnale audio: caratterizzazione, ingresso e uscita

Il progetto mira alla realizzazione di un prototipo che gestisca in ingresso segnali audio. È quindi necessario caratterizzare in maniera opportuna questo segnale. Tale segnale è prelevato da un dispositivo sorgente. Questo dispositivo può essere un comune smartphone o lettore mp3.

Un file audio è un particolare metodo di memorizzazione del segnale. In natura, musica e suoni sono prodotti dalle varie sorgenti (strumenti musicali, uomo, automobili...) come onde sonore meccaniche, che sono il tipo di onda che noi esseri umani riusciamo a percepire con i nostri organi recettivi: le orecchie. Tali onde sono uno dei diversi esempi di quelli che nell'ambito dell'Ingegneria dell'Informazione sono detti "segnali analogici". Si tratta di segnali che si caratterizzano per avere supporto continuo e ampiezza continua. Chiaramente questa particolare tipologia di segnali è inadatta alla memorizzazione e alla successiva riproduzione. Ecco perché grazie alle tecnologie

dell'informazione è possibile ottenere da essi dei nuovi segnali, detti segnali digitali, più adatti alla memorizzazione e alla futura gestione (una su tutte, la riproduzione).

In breve, un segnale digitale si ottiene da un segnale analogico mediante un processo chiamato “campionamento”, a cui concorre un particolare filtro detto ADC (Analog-To-Digital-Converter). Se mentre l'audio analogico era a tutti gli effetti un segnale meccanico, l'audio digitale non è altro che una serie di valori di ampiezza campionati e memorizzati sotto forma di sequenze di bit: il vero e proprio file audio. I file audio possono essere memorizzati in vari formati, ciascuno dei quali ha le proprie caratteristiche di compressione, qualità audio e compatibilità. Alcuni formati audio comuni includono MP3, WAV, FLAC, e tanti altri. La scelta del formato dipende spesso dalla qualità desiderata e dall'uso previsto. In seguito, il nuovo segnale digitale per essere riprodotto o gestito, incontra altri elementi circuitali in grado di manipolarlo.

In questo testo si discute in particolare della riproduzione audio. Si necessita quindi di un dispositivo che possa riottenere un segnale analogico avendo a disposizione il file audio digitale memorizzato in un certo tipo di formato. Tale dispositivo è un circuito denominato DAC, (Digital-To-Analog Converter), che converte le sterili stringhe binarie memorizzate nel formato di compressione, in un segnale elettrico analogico, che viene poi prelevato e dato in input al circuito “riproduttore”.

Da onda meccanica quindi, il segnale audio è diventato prima un file audio digitale, e poi un segnale elettrico, che consiste un valore di tensione variabile nel tempo. Come viene dunque gestito questo nuovo segnale elettrico? Quest'ultimo per essere riprodotto deve giungere ai capi dell'altoparlante. L'altoparlante, come detto in precedenza, si occupa di trasformare segnali elettrici in onde meccaniche udibili. Tale step, chiude il processo a catena iniziata con il campionamento, in quanto otteniamo nuovamente un segnale che l'essere umano riesce a udire con le proprie orecchie. Come vedremo in seguito, il segnale elettrico in uscita da un device di memorizzazione audio è molto attenuato, e necessita nel mezzo, per arrivare “riproducibile” all'altoparlante, dell'elemento su cui questa tesi si basa: l'amplificatore.

Le strategie implementative per il prelievo del segnale elettrico dal sopracitato dispositivo su cui è memorizzata la traccia audio da riprodurre sono molteplici. Le due più comuni, sono quelle che oggi troviamo in tutti i dispositivi multimediali moderni. L'uscita cablata via jack audio, oppure il collegamento wireless via trasmissione Bluetooth.

L'uscita jack audio da 3.5 mm (Figura 1.3) è un connettore elettrico usato per trasportare segnali audio analogici a bassissima tensione. È uno degli standard di connettore più vecchi ancora in uso. È usato per connettere qualsiasi dispositivo di riproduzione musicale, dalle casse, alle cuffie, ai microfoni.

Esso si trova in diverse configurazioni, a seconda del tipo di segnale che deve trasportare. Può trasportare segnali audio mono o stereo; ciò significa che a seconda del segnale che gestisce, avrà diversa configurazione dei terminali di uscita.

La trasmissione Bluetooth è uno standard di trasmissione digitale di dati, che funziona sfruttando la trasmissione di onde radio a corto raggio. A differenza del collegamento via connettore jack, essa non richiede un cablaggio tra sorgente del segnale ed altoparlante, ma richiede due ulteriori dispositivi in uscita alla sorgente e in ingresso all'altoparlante. Tali device vengono definiti “moduli” Bluetooth, sorgente e ricevente (Figura 1.4). La sorgente trasmette il file audio in trasmissione via onde radio, effettuando l'opportuna codifica. Il ricevente, solitamente posto sull'altoparlante, riceve le onde radio e si occupa di convertirle attraverso un opportuno DAC in un segnale analogico che può essere fornito allo speaker.

Se alcuni produttori hanno del tutto eliminato l'uscita jack 3.5 mm dai loro dispositivi (basti pensare ad Apple, che ne fa uno dei suoi cavalli di battaglia), considerandolo ormai obsoleto e non indispensabile; altri hanno mantenuto l'uscita cablata fisica, che a discapito della comodità, resta ancora la soluzione più economica e fedele.

Nella soluzione implementata e descritta in questo progetto, si è scelto di procedere con un segnale prelevato con uscita jack 3.5 mm mono, viste le difficoltà riscontrate nel reperire un modulo Bluetooth ricevente adatto al progetto. Si è deciso di utilizzare un segnale di ingresso mono, e non stereo. Questo implica che l'ingresso jack non avrà tre terminali per due segnali, (segnale audio Destro, segnale audio Sinistro, e Ground comune) ma solamente due: il segnale e il riferimento al Ground. Lo schema di collegamento del connettore è visibile in Figura 1.3

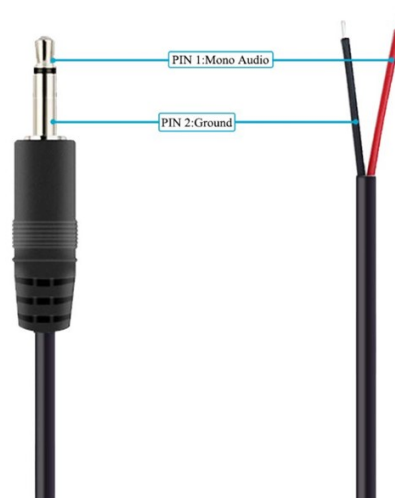


Figura 1.3 – Schema Jack audio 3.5 mm audio mono, FANCASEE.



Figura 1.4 – Modulo Audio Bluetooth DFR0781, DFROBOT, <https://www.dfrobot.com/product-2177.html>

Dunque, nel nostro schematico considereremo il segnale di ingresso prelevato tramite jack audio indicato come un generatore di segnale.

Il segnale audio elettrico è quindi un segnale a bassissima tensione. La tensione in uscita da un jack assume valori che oscillano tra i 100 e i 200 mV_{pp} ⁹. Difatti, l'andamento di un segnale audio non è una forma d'onda definita, ma dipende appunto dall'audio memorizzato. Per il nostro progetto, considereremo in fase di test al simulatore e in laboratorio, segnali elettrici standard con parametri compatibili con quelli di un uscita jack.

Un ulteriore importante aspetto da considerare è lo spettro del segnale da analizzare, e di conseguenza la banda su cui opera il circuito qui proposto. È noto che l'intervallo di frequenze udibile dall'essere umano spazia dai 20 Hz ai 20 kHz . Prendiamo per esempio una melodia performata attraverso un unico pianoforte a coda. Il range delle frequenze delle note musicali riproducibili dal pianoforte varia dai circa 27.5 Hz della nota più bassa, un La, ai circa 4186 Hz della nota più alta, un Do. Un buon amplificatore per sale da concerti deve essere quindi in grado di non modificare il comportamento del segnale per frequenze in questo particolare range.

Il nostro circuito quindi dovrà essere dimensionato in maniera tale da non modificare l'uscita per frequenze opportune. Ci limiteremo a considerare un ampissimo range, come il sopracitato intervallo dell'udibile, per coprire al meglio tutta la gamma di possibili frequenze.

Per effettuare valutazioni teoriche e test sperimentali in laboratorio, verrà impiegato un segnale standard, che rispetta i vincoli progettuali definiti in precedenza. Si tratta di un segnale con le seguenti caratteristiche:

⁹ pp : per chiarezza, la notazione pp indica un valore di tensione misurato da picco a picco della forma d'onda del segnale.

- Forma d'onda sinusoidale
- Ampiezza Picco-Picco 200 *mVpp*
- Frequenza 1000 *Hz*

Tale segnale, con le opportune approssimazioni, può essere identificato come un Do.

Si tratta di un segnale quindi a bassa tensione e frequenza moderata. Questo segnale standard verrà utilizzato per dimensionare il circuito in fase di progettazione teorica.

Successivamente, dopo aver realizzato e testato il circuito su breadboard, si procederà con il mettere il circuito alla prova fornendogli in ingresso segnali audio più elaborati, provenienti dall'ingresso jack sopracitato.

Nella quasi totalità delle applicazioni, il segnale di uscita di un amplificatore è applicato su un carico particolare, che come sottolineato precedentemente, è l'altoparlante. L'altoparlante ha un ruolo ben preciso, convertire un segnale elettrico in onde sonore. Tale processo è performato ricorrendo a diverse tecnologie e a diversi campi dell'ingegneria, dalla magnetodinamica all'elettrostatica, e come già detto, non fanno parte di questa trattazione.

Al lettore è sufficiente conoscere che le grandezze fisiche di maggior interesse per la nostra analisi che descrivono un altoparlante sono principalmente due. Si tratta della sua impedenza complessiva, che rappresenta la resistenza elettrica dell'altoparlante al passaggio del segnale, e della sua potenza nominale¹⁰, che descrive la massima potenza che tale elemento circuitale può gestire senza danneggiarsi. Entrambe le caratteristiche sono fornite dai produttori di altoparlanti insieme al prodotto.

Dalla legge di Joule conoscendo questi due parametri è possibile ricavare la corrente massima e la tensione massima che possono essere applicati sull'altoparlante.

Si ricorda che:

$$P = V \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{V^2}{R} [W]$$

¹⁰ Potenza nominale: da qui in poi interpretata come potenza assorbita dal carico. Segue la legge di Joule $P = i \cdot V = i \cdot R^2 = \frac{V^2}{R}$, ed è espressa in *Watt* [W].

Con P definita come la potenza nominale. Chiaramente si tratta di un limite superiore, e come tale verrà considerato nel Capitolo 3 relativo al dimensionamento.

Perché è importante selezionare un opportuno carico a seconda dell'applicazione? È chiaro che, a seconda del valore di potenza che lo speaker può sopportare, esso è in grado o meno di riprodurre segnali più o meno intensi. Quindi cambia e non di poco la potenza, e quindi l'altoparlante, che il progettista deve scegliere nel caso in cui stia progettando un amplificatore da cuffia o da diffusore. Speaker da cuffia hanno potenza di circa 0.5 W , altoparlanti progettati per diffusori hanno potenze più elevate.

Chi scrive ha modellato il progetto dell'amplificatore adatto per un diffusore audio. Di conseguenza si è deciso di acquistare uno speaker molto potente, con impedenza di $8\ \Omega$, e con potenza nominale di 10 W .

Si vuole a questo punto fare un'osservazione che sottolinea ancora una volta l'importanza dell'amplificatore nelle implementazioni audio. Sia che il prodotto finale sia una cassa o una cuffia, esso si comporta sempre come componente primario, comune ad entrambe. Ciò che poi differenzia le due applicazioni è la scelta terminale della tipologia di altoparlante.



Figura 1.5 – Altoparlanti Aiyima, $8\ \Omega$, 10 W , usati per il progetto, <https://www.aiyima.com>

Chiaramente, ciascun transistor si comporta da amplificatore solo se viene opportunamente alimentato. Nel proseguo della trattazione, sarà più chiaro come tale alimentazione svolgerà un ruolo molto importante. In fase di progetto si è optato per un'alimentazione singola a 12 V . In fase di testing è fornita dal generatore di tensione continua disponibile in laboratorio. Successivamente, a progetto finito, tale sorgente di alimentazione si immagina essere sostituita da una batteria equivalente. È sufficiente collegare le polarità della batteria in maniera opportuna al circuito. Nel testo da ora in poi verrà sempre indicata come V_{CC} , o tensione di alimentazione al collettore.

Al lettore è dovuta una ulteriore precisazione sulla potenza effettiva del circuito che verrà realizzato. Come detto pocanzi, si è deciso di alimentare il circuito con una tensione di 12 V , tensione che possiamo facilmente generare con un generatore da banco o con una batteria. Si tratta di una tensione effettivamente non piccola, ma che per applicazioni ad alta potenza può risultare insufficiente. Uno speaker da $8\ \Omega$ e 10 W come quello acquistato, necessita di una corrente notevole che vi scorra attraverso, per sfruttare al meglio tutti i 10 W di potenza che la morfologia di questo altoparlante ci mette a disposizione. Tuttavia, per fornire una corrente di questo calibro, si tratta di approssimativamente 1.2 A , sono necessarie tensioni di alimentazioni molto maggiori di 12 V . Ecco perché si è deciso di non sfruttare a pieno tutta la potenza dell'altoparlante Aiyima scelto. Si è fissato come obiettivo, allo stesso modo pretenzioso e stimolante, quello di fornire al carico una potenza che è $\frac{1}{10}$ della potenza nominale, vale a dire 1 W . Il lettore non si faccia tuttavia scoraggiare da questa cesoia sulla potenza finale. Si tratta comunque della stessa potenza audio che fornisce l'altoparlante di alcuni speaker bluetooth molto famosi sul mercato, come la JBL Go 3 o la Anker SoundCore.

Nel Capitolo 3 verrà approfondita e motivata questa scelta con le opportune equazioni.

Amplificatore multistadio: definizione e requisiti progettuali

Fino ad adesso abbiamo esclusivamente parlato di amplificatori a singolo stadio, quando invece il titolo della seguente trattazione parla esplicitamente di “amplificatore multistadio”.

È necessario far chiarezza al lettore sul significato di singolo e multistadio, specificando perché in questo progetto si è optato per la seconda strategia.

Parlando di singolo stadio, facciamo riferimento ad un circuito dove è presente un solo livello di amplificazione. Si tratta di un unico circuito che si occupa di ricevere il segnale in ingresso, e di fornirlo amplificato in uscita ad un opportuno carico. Esso è basato su diversi tipi di componenti attivi, e i transistor sono tra questi. In questo ultimo caso, è realizzato con un unico transistor che sui suoi tre terminali presenta già la porta di ingresso e di uscita del segnale. Tale circuito ha dei parametri propri che lo contraddistinguono: resistenza di ingresso, resistenza di uscita, guadagno di amplificazione.

Un problema implementativo può presentare dei requisiti specifici che riguardano proprio questi parametri fondamentali dell'amplificatore, come resistenze di ingresso e di uscita, e guadagno di amplificazione. A volte un singolo transistor soddisfa tutti i requisiti del progetto, ma la maggior parte delle volte questo non avviene. Anzi, spesso, un solo transistor può anche non risolverne alcuno. Sono notevoli le applicazioni in cui uno o più transistor sono accoppiati per questioni di guadagno di amplificazione. Può capitare, dunque, di non essere in grado di verificare contemporaneamente i requisiti

su impedenza di ingresso, di uscita o su guadagno di tensione o corrente. Ecco perché viene in soccorso il concetto di circuito “multistadio”.

Esso non è altro che una concatenazione, o meglio, cascata di singoli stadi, dove l'uscita di uno non è applicata ai terminali di un carico, ma è prelevata dall'ingresso dello stadio successivo. In questo modo il progettista può operare sui singoli stadi in maniera da soddisfare contemporaneamente più requisiti stringenti. Procedendo in questa maniera, si ottiene un circuito che è composto da singole sezioni dove ciascuna può essere trattata singolarmente, per estrarne le feature di interesse per l'analisi e la progettazione. In questa soluzione, la resistenza di ingresso è relativa solo alla resistenza di ingresso del primo stadio, detto stadio di ingresso; viceversa, la resistenza di uscita coincide con la resistenza di uscita dell'ultimo stadio, lo stadio di uscita appunto. La resistenza di carico di uno stadio è la resistenza di ingresso dello stadio precedente.

Di particolare interesse è il guadagno di un circuito amplificatore multistadio. Esso, infatti, consiste nel prodotto dei singoli guadagni dei singoli stadi. Questa affermazione è facilmente verificabile semplicemente pensando a ritroso a come i valori di tensione (o corrente) in uscita sono dipendenti, tramite il guadagno, dal valore di tensione (o corrente) in ingresso al singolo stadio.

In questa maniera, combinando le caratteristiche dei singoli stadi, possiamo realizzare circuiti sempre più specifici per ogni progetto implementativo.

Come evidenziato precedentemente, un circuito a singolo transistor non sarebbe sufficiente a verificare le molteplici caratteristiche richieste da un amplificatore audio. Si è quindi optato in sede di progetto, per un amplificatore multistadio, da cui il titolo dell'intero testo.

Tale multistadio è basato sulle configurazioni a terminale comune citate in precedenza. Non verranno prese in considerazione altre strategie implementative a più transistor, come i circuiti amplificatori di potenza basati su Classe A, Classe B, Classe AB o Classe C (i cosiddetti “stadi di uscita”)¹¹. Questo perché questi ultimi sono circuiti che gestiscono segnali con ampie variazioni di ampiezza (i cosiddetti larghi segnali), e i modelli a piccolo segnale qui usati per descrivere il funzionamento dei BJT o MOSFET in configurazione a terminale comune non sono adatti.

Consci ora delle motivazioni dietro alle scelte dei singoli componenti, procediamo con la progettazione vera e propria del circuito.

I requisiti che il progetto ci presenta sono principalmente tre. Si deve realizzare un circuito che amplifichi notevolmente il segnale audio entrante dall'ingresso jack, dal momento che il segnale in ingresso è di poche centinaia di mV , e si vuole in uscita un segnale ad alta tensione. Inoltre, per fornire la potenza necessaria al carico, deve trattarsi di un circuito con elevata resistenza di ingresso, e

¹¹ Stadi di uscita: amplificatori in grado di gestire potenze molto elevate. Vengono chiamati così in quanto classificati per la forma d'onda del segnale corrente in uscita dal collettore

viceversa, ridotta resistenza di uscita, per fornire più corrente possibile all'altoparlante. Chiaramente non esiste un unico stadio che soddisfa tutti e tre i requisiti; perciò, si è deciso di procedere con una soluzione a tre stadi, ciascuno che soddisfa una richiesta ben precisa. Di seguito vengono presentate in Tabella 1.2 le caratteristiche di guadagno e impedenza approssimate per gli amplificatori a singolo BJT. Osservando quest'ultime, possiamo andare ad individuare i singoli stadi che possono comporre il multistadio complessivo.

	Emettitore Comune	Emettitore comune con resistenza di Degenerazione	Collettore Comune	Base Comune
Guadagno di Tensione ai Terminali	$-g_m \cdot R_L$ (alto)	$-\frac{R_L}{R_E}$ (moderato)	1 (basso)	$g_m \cdot R_L$ (alto)
Resistenza di Ingresso	r_π (moderato)	$\beta \cdot R_E$ (alto)	$\beta \cdot R_L$ (alto)	$\frac{1}{g_m}$ (basso)
Resistenza di Uscita	r_o (moderato)	$\mu_f \cdot R_E$ (alto)	$\frac{1}{g_m}$ (basso)	$\mu_f \cdot (R_4 \parallel R_I)$ (alto)
Guadagno di Corrente	$-\beta$ (moderato)	$-\beta$ (moderato)	$\beta + 1$ (moderato)	1 (basso)

Tabella 1.2 – Parametri di amplificazione approssimati per stadi a singolo transistor a terminale comune - Microelettronica 5th (R. C. Jaeger, T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

Consci dei risultati della Tabella 1.2, possiamo affermare che:

- Lo stadio di ingresso più adatto è l'Emettitore Comune, che se scelto nella sua configurazione a resistenza di degenerazione nulla, presenta una resistenza di ingresso moderata. Tuttavia, se invece si opta per un C-E con resistenza di degenerazione, tale resistenza di ingresso risulta essere molto alta.
- Lo stadio di uscita preferibile è il Collettore Comune, avente resistenza di uscita bassa.
- Il guadagno è già alto grazie al primo stadio C-E. Tuttavia, il C-C inserito ha guadagno unitario, ed è uno stadio di potenza. Questo significa che esso contribuisce ad aumentare la corrente in uscita, non ad amplificare anche la tensione. Non contribuisce al guadagno complessivo. Potrebbe essere necessario uno stadio intermedio, in quanto il guadagno del primo C-E, soprattutto se scelto con $R_{E12} \neq 0$, non è abbastanza elevato, e il guadagno del C-C è circa 1. Si può quindi inserire un secondo stadio C-E. Scegliendo in entrambi i casi due C-E con resistenza di degenerazione non nulla, garantiamo sia una elevata resistenza di ingresso, sia un guadagno complessivo più che moderato. In questo modo, combinando i due C-E distribuisco il guadagno su entrambi, e riesco ad avere un guadagno maggiore. In aggiunta, la scelta della resistenza di degenerazione migliora la linearità del circuito.

È necessario specificare al lettore che la Tabella 1.2 riassume i parametri approssimati, non quelli reali. Per la nostra progettazione è sufficiente considerare questi parametri semplificati.

Volendo essere ulteriormente precisi, in caso di altre scelte implementative, si sarebbe dovuto tenere in considerazione che il terminale collettore non è adatto al prelievo del segnale in ingresso, e che il terminale base non è normalmente usata come terminale di uscita. Questo perché in primis, una variazione di tensione di collettore non ha effetto sulle correnti ai terminali, data la presenza della tensione di Early. Per qualsiasi valore di tensione di Early, finito o infinito, la dipendenza della corrente dalla tensione di collettore è trascurabile, specialmente se confrontata con la dipendenza dalla tensione di base o di emettitore. Dunque, il C-C non è adatto ad essere lo stadio di ingresso. In secondo luogo, poiché la corrente di base è molto più piccola della corrente di emettitore o di collettore, di un fattore β . Questo implica che è inutile utilizzare uno stadio dove so per certo che la corrente di uscita è più bassa degli altri stadi. Quindi, il C-B non è adatto ad essere lo stadio di uscita.

In conclusione, ecco perché si è deciso di procedere con la configurazione seguente, composta dalla cascata di due C-E identici e di un C-C.

¹² R_E : resistenza di degenerazione all'emettitore. Da qui in poi si troverà spesso abbreviata con il suo equivalente circuitale R_E .

Una volta scelta la topologia del circuito, si procede con selezionare i componenti attivi più adatti a tale applicazione. Considerando che si devono realizzare tre stadi, due C-E e un C-C, si può optare per due tipologie di transistor BJT differente, reperibili in commercio.

Per realizzare i primi due stadi sono sufficienti due transistor di segnale. Si definisce transistor di segnale una tipologia di transistor progettato per amplificare segnali a bassa potenza. Tali componenti lavorano con segnali di piccola ampiezza, come appunto quelli provenienti da una sorgente di segnale audio come nel nostro caso di interesse. Un esempio di transistor frequentemente utilizzati sono i BJT appartenenti alla serie P2N222, come il P2N2222A, progettato e costruito da diversi produttori (Motorola, ON).

Per realizzare lo stadio di uscita invece è necessario impiegare un transistor differente: il transistor di potenza. Si tratta di un tipo particolare di componente progettato per gestire correnti e tensioni elevate, operando anche a temperature maggiori rispetto ad un transistor di segnale, rendendo i segnali adatti ad applicazioni di amplificazione come la nostra. Tuttavia, tali componenti si portano dietro uno svantaggio non trascurabile. Sono infatti transistor che dissipano una notevole quantità di potenza sotto forma di calore, tendendo a scaldare notevolmente il componente. Tale aumento improvviso di temperatura, può portare a malfunzionamenti del transistor, e a deviazioni e distorsioni sul segnale amplificato. Come è già stato sottolineato, è quindi necessario prevedere degli opportuni dissipatori di calore da incorporare all'elemento.

Esempi notevoli qui frequentemente utilizzati sono i BJT della serie TIP, in particolare il TIP41, e la serie MJE340.

Per il nostro progetto abbiamo voluto selezionare due componenti particolari indicati appositamente come "Audio Transistors"¹³ dai rispettivi produttori, Si tratta del transistor di segnale BC337-25 di ONSEMI® e del transistor di potenza BD435, di STMicroelectronics. Come vedremo nel capitolo successivo, questi due particolari componenti hanno caratteristiche che li rendono delle scelte ottimali per il nostro progetto.

In conclusione, di questa prima parte teorica, è necessario nominare gli strumenti di simulazione e di test che verranno impiegati durante tutta la progettazione del circuito.

In fase di dimensionamento, si lavorerà con l'aiuto di alcuni simulatori circuitali, su tutti il software LTspice¹⁴, usato in fase di pre-lab. Successivamente a circuito progettato, esso verrà montato in laboratorio su breadboard con l'utilizzo dei componenti passivi e attivi e dello speaker acquistato sopraccitati, per effettuare le opportune misure.

¹³ Audio Transistors: fonte ONSEMI® <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/audio-transistors#products=fnN0YXRlc352YWx1ZX4yfF+TGFzdCBTaGlwbWVudHN+IX5PYnNvbGV0ZX4=>.

¹⁴ LTspice: software di simulazione di circuiti elettronici sviluppato da Linear Technology (ora Analog Devices).

Le misure e le simulazioni che verranno svolte nei capitoli successivi avranno come scopo quello di verificare e validare il corretto funzionamento del circuito, e soprattutto certificare che il circuito soddisfi i requisiti di potenza, banda e uscita che sono stati imposti in questo primo capitolo.

CAPITOLO 2

Diagramma a blocchi e schematico circuitale

Dopo l'approfondita trattazione delle specifiche dell'amplificatore operata nel capitolo precedente, è giunto il momento di fornire un primo diagramma a blocchi dell'amplificatore, qui mostrato in Figura 2.1.



Figura 2.1 – Diagramma a Blocchi dello schema circuitale

Schematico circuitale

Si riconoscono dunque cinque blocchi separati, di cui due identici.

1. Sorgente: il segnale di ingresso fornito.
In fase di test è il segnale sinusoidale da 1000 Hz , 200 mVpp .
2. Stadio C-E numero 1. (Figura 2.2)
3. Stadio C-E numero 2. (Figura 2.2)
4. Stadio C-C (Figura 2.3)
5. Carico: l'altoparlante da $8\ \Omega$, 10 W

I due stadi ad Emittitore sono necessari ad avere un guadagno complessivo del multistadio elevato, presentando in ingresso una resistenza medio-alta. Il primo dei due è infatti usato come stadio di ingresso del circuito, dove verrà applicato il segnale variabile. Lo stadio a Collettore Comune successivo invece è lo stadio di potenza, avente resistenza di uscita bassa, e guadagno unitario. Esso è lo stadio di uscita, dove verrà posizionato il carico.

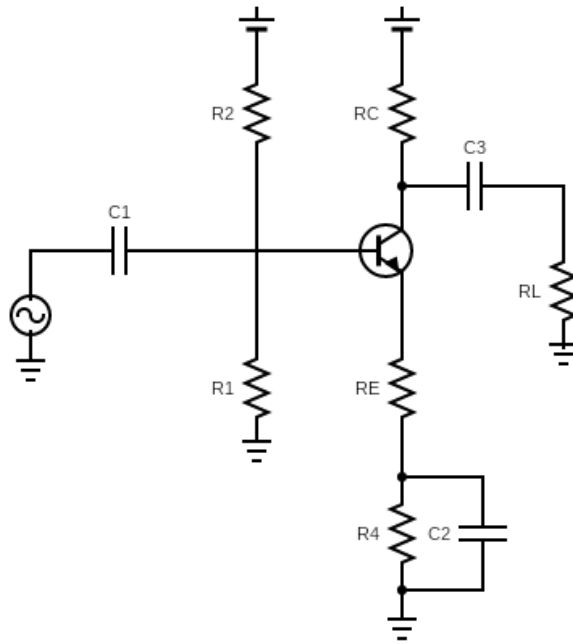


Figura 2.2 – Configurazione ad Emittore Comune con resistenza di degenerazione

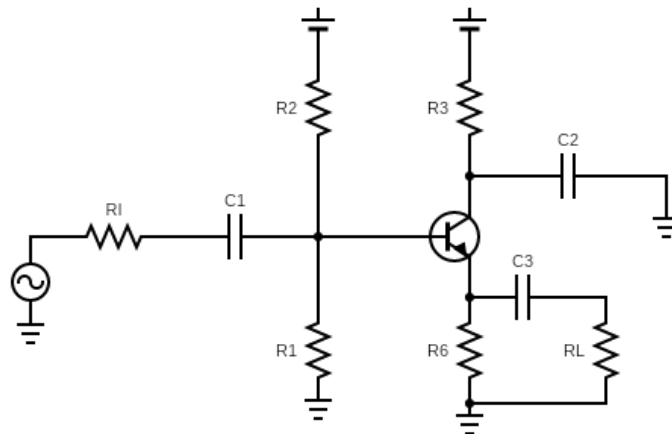


Figura 2.3 – Configurazione a Collettore Comune

È importante sottolineare come il primo e il secondo stadio di amplificazione siano Emittitori Comuni con resistenza di degenerazione. Per ottenere un guadagno tutto sommato non elevato (30~40) non abbiamo bisogno della enorme amplificazione che si otterrebbe con uno stadio a $R_E = 0$.

Ora viene presentato lo schematico circuitale definitivo, che consiste nella cascata di tutti e cinque i blocchi (Figura 2.4). Come si evince dalla figura, l'uscita del primo e del secondo stadio coincide con l'ingresso rispettivamente del secondo e del terzo. Il primo stadio C-E invece, prende il segnale

in ingresso direttamente dal generatore di forme d'onda. Viceversa, lo stadio C-C ha come carico il resistore R_L che coincide con l'altoparlante.

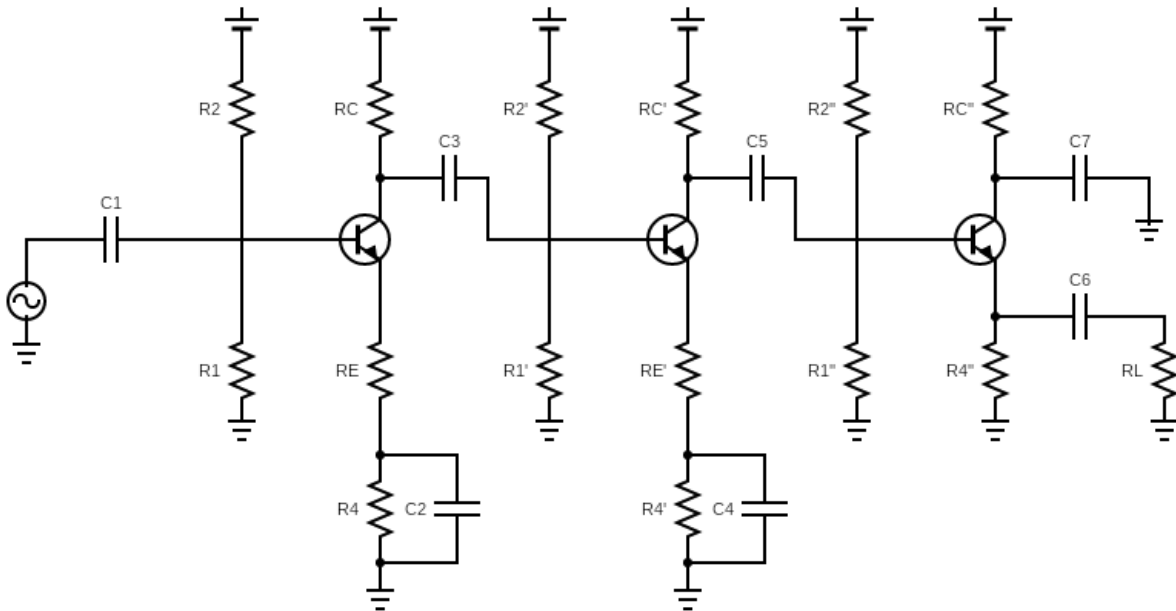


Figura 2.4 – Schema Circuitale amplificatore multistadio complessivo

È necessaria un'ulteriore precisazione, riguardo alcune semplificazioni che è possibile fare nel circuito a Collettore Comune rappresentato in Figura 2.4. Per economia di progetto non è certamente auspicabile introdurre componenti non indispensabili. La funzione del condensatore C_2 nell'amplificatore C-C (Figura 2.3) è quella di portare al riferimento le componenti alternate ai terminali di collettore. Per cui, non dovendo avere segnali di tensione su entrambi i terminali, non vi è ragione di includerlo. È infatti possibile, connettere il terminale di collettore direttamente alla tensione di alimentazione V_{CC} tramite il resistore R_3 , eliminando C_2 dai circuiti come indicato nella Figura 2.5.

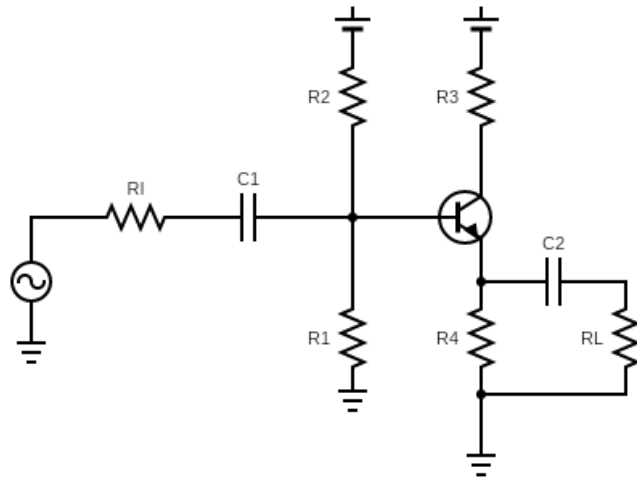


Figura 2.5 – Stadio a Collettore Comune dopo la semplificazione di C_2

Ciò comporta una notevole semplificazione del circuito, e un ragionevole risparmio di componenti. Tale semplificazione comporta, nel multistadio complessivo, l'eliminazione del condensatore C_7 , che risulta essere ridondante. Osserviamo in Figura 2.6 che lo stadio di uscita a Collettore Comune si è notevolmente semplificato.

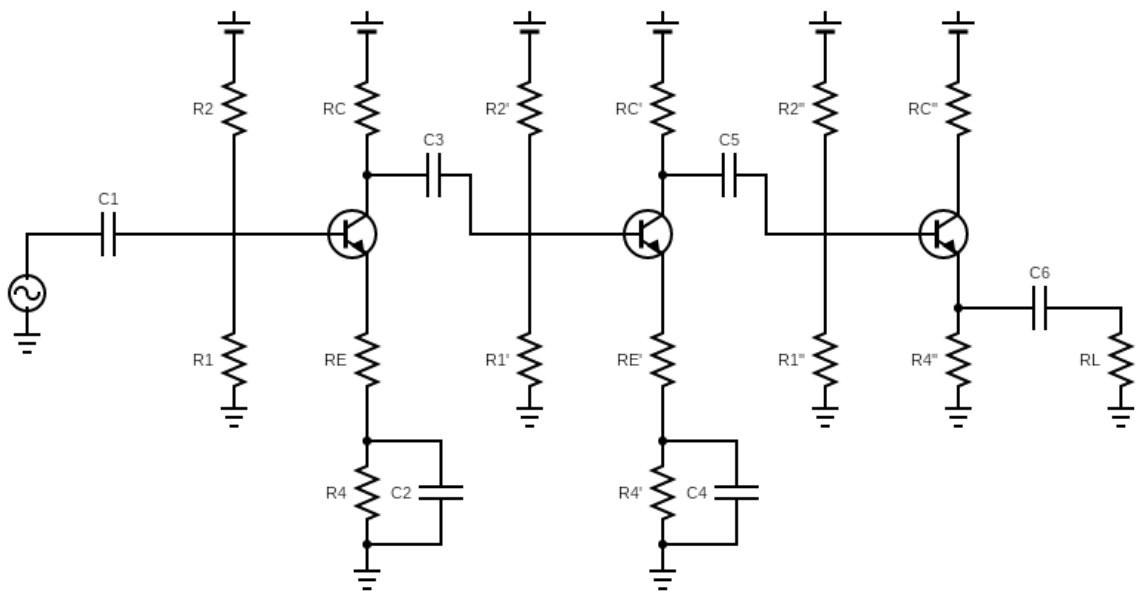


Figura 2.6 – Multistadio complessivo a semplificazioni effettuate

Ancora una volta, dal precedente schematico è possibile riconoscere perfettamente i tre stadi separati, ognuno caratterizzato dalla propria funzione.

In aggiunta, sempre dalla Figura 2.6, è possibile osservare, come si poteva immaginare, che complessivamente il circuito non utilizza solo componenti attivi come i 3 transistor. Sono infatti necessari alla costruzione dei tre differenti stadi anche ulteriori componenti passivi, resistori e condensatori.

Per quanto riguarda i resistori, essi sono resistori detti di polarizzazione. Per far funzionare il transistor come amplificatore, esso deve rispettare dei particolari vincoli sul suo punto di lavoro, ovvero sul valore di tensione e di corrente a cui opera. Tali vincoli sono necessari, dal momento che il transistor funziona come amplificatore solo se si trova nella sua Zona Attiva Diretta¹⁵. Ecco spiegata la presenza di una rete di polarizzazione composta da resistori costruita attorno al singolo transistor, che verranno in seguito opportunamente dimensionati nel Capitolo 3. Questi resistori hanno scarsa importanza nell'analisi AC del circuito; infatti, il loro scopo principale è quello di impostare correttamente il punto di lavoro DC del BJT. Questa osservazione risulterà più chiara in fase di dimensionamento nel Capitolo 3.

I condensatori: accoppiamento AC e Bypassing

Osserviamo inoltre la presenza di alcuni condensatori nel nostro diagramma circuitale. Essi sono condensatori che svolgono due funzioni ben precise a seconda della loro disposizione.

Alcuni condensatori, come ad esempio C_1 , sono detti “di accoppiamento”. Perché vengono introdotti? Quando si applica un segnale AC variabile nel tempo in ingresso all'amplificatore (come nel nostro caso) è buona norma mettere in pratica alcuni accorgimenti volti a non modificare il comportamento dei transistor al variare del segnale. Tale applicazione e il conseguente prelievo del segnale in uscita non devono infatti modificare il punto di lavoro DC del BJT stabilito dalla rete di polarizzazione. Per questo motivo sono inseriti dei condensatori che accoppiano il segnale AC variabile. I condensatori sono infatti elementi circuitali che si comportano come circuiti aperti per le componenti continue, e pertanto non alterano il punto di lavoro del circuito. In regime transitorio, i condensatori si caricheranno, non influenzando il comportamento DC del circuito. In quest'ottica è quindi possibile considerare ciascun transistor come se stesse lavorando per conto proprio, trascurando cosa sta succedendo al circuito complessivo. Il valore delle capacità verrà opportunamente scelto nel Capitolo 3, in modo da avere una impedenza trascurabile per il campo di frequenze di interesse. Questo dimensionamento è molto importante. Scegliendo valori di capacità non appropriati per il range di frequenze di nostro interesse (20 Hz – 20 kHz), si rischia di produrre circuiti che per frequenze specifiche presentano distorsione o limitazioni sul segnale in uscita.

¹⁵ Zona Attiva Diretta: da ora in poi verrà abbreviata come ZAD.

Altri condensatori, come ad esempio C_2 e C_4 , sono detti condensatori di “bypass”. Il loro ruolo è decisamente diverso rispetto dai precedenti condensatori. Infatti, quando ci si trova in regime AC, è opportuno cortocircuitare alcuni componenti della rete di polarizzazione che sono irrilevanti in analisi variabile. Nel nostro caso, i due stadi ad Emettitore Comune presentano R_4 e R_4' che sono elementi necessari per la stabilità del punto di lavoro, ma non per la amplificazione del segnale AC. In regime AC i due resistori sono quindi cortocircuitati dalla presenza dei due condensatori C_2 e C_4 , e quando opera il segnale sinusoidale in ingresso, essi sono da trascurare. Si definiscono appunto di “bypass” poiché escludono due componenti dal circuito complessivo. Nel capitolo successivo verrà analizzato nel dettaglio come effettuare il dimensionamento dei due condensatori di bypass introdotti, basandosi sull'effettiva grandezza del resistore che devono bypassare.

In conclusione, si procede con l'elenco dei componenti passivi che saranno necessari per la realizzazione del progetto. Verranno utilizzati dei resistori per la polarizzazione dei singoli transistor. In particolare, verranno impiegati 5 resistori per la polarizzazione del primo stadio C-E, 5 per il secondo stadio C-E, 4 per lo stadio C-C, per un totale di 14 resistori da dimensionare.

In aggiunta, per risolvere il problema dell'accoppiamento AC, verranno usati 4 condensatori, di diversa tipologia, in base alla capacità necessaria. Ogni condensatore verrà posto tra due stadi consecutivi, fungendo da collegamento tra di essi.

Saranno necessari, infine, anche 2 condensatori di bypass, posizionati in parallelo nelle opportune posizioni, per cortocircuitare R_4 e R_4' . Tutti questi componenti verranno opportunamente dimensionati nel successivo Capitolo 3 di questo testo, dedicato al dimensionamento del circuito.

CAPITOLO 3

Dimensionamento del circuito

Nel seguente capitolo si procederà con il dimensionamento del circuito. Con dimensionamento si intende un insieme di calcoli e di considerazioni volti all'assegnare un valore finito a ciascuno dei componenti, e di conseguenza dei parametri, del circuito. Tale operazione deve essere fatta in maniera tale che il circuito funzioni correttamente e soddisfi le specifiche richieste.

Precisiamo che si otterranno dei risultati numerici difficilmente precisi, e di conseguenza non reperibili in commercio, e quindi quasi tutte le misure dei componenti verranno approssimate al valore commerciale più vicino.

ZAD: Zona Attiva Diretta

Iniziamo prendendo atto di una considerazione fondamentale per il dimensionamento del nostro circuito. Come affermato al capitolo precedente, ciascun transistor si comporta da amplificatore solo se è polarizzato in Zona Attiva Diretta. Ma cosa caratterizza la ZAD?

È noto che ogni transistor BJT può trovarsi, a seconda dei valori di tensione e di corrente a cui sono sottoposti (punto di lavoro), in tre differenti regioni di funzionamento. Essi sono appunto denominati Zona Attiva Diretta, Zona di Saturazione, Zona di Interdizione. Ciascuna regione di funzionamento è caratterizzata da un particolare comportamento del circuito, ovvero da una particolare risposta di correnti e tensioni ai suoi terminali.

Per correttezza verso il lettore vengono qui riassunte in forma tabellare (Tabella 3.1) le condizioni necessarie per ogni regione di funzionamento, con le seguenti conseguenze sui valori assunti di corrente e tensione dal transistor in queste particolari condizioni. Si sottolinea che tali assunzioni sono valide esclusivamente per i transistor BJT npn, ovvero quelli che stiamo usando per la nostra trattazione. Dalla Tabella 3.1 si evince quindi che uno dei requisiti chiave è rispettare sempre, anche in regime variabile, il limite sulla tensione v_{CE} , $v_{CE} > V_{CEsat}$. Si ricorda al lettore che anche V_{CEsat} , come tanti altri parametri propri del transistor, è un valore reperibile dal datasheet e quindi come tale, dipendente da componente a componente.

BJT npn	Ipotesi	Conseguenze
Zona Attiva Diretta	$i_B > 0,$ $v_{CE} > V_{CEsat} = 0.05 \div 0.3 V$	$v_{BE} = V_{BEon} = 0.6 \div 0.8 V,$ $i_C = \beta \cdot i_B,$ $i_E = (\beta + 1) \cdot i_B$
Zona di Saturazione	$i_B > 0,$ $i_C < \beta \cdot i_B,$	$v_{CE} = V_{CEsat} = 0.05 \div 0.3 V$
Zona di Interdizione	$v_{BE} < V_{BEon},$ $v_{BC} < V_{BCon} = V_{BEon} - V_{CEsat}$	$i_C = i_B = i_E = 0$

Tabella 3.1 – Tabella Zone transistor BJT npn, fonte *Microelettronica 5th* (R. C. Jaeger, T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

Per completezza in Figura 3.1 viene presentata la relazione Corrente di Collettore/Tensione Collettore-Emettitore (non è altro che il punto di lavoro del transistor) di un BJT. Si osserva che tali grandezze dipendono fortemente dalla regione di funzionamento in cui si trovano.

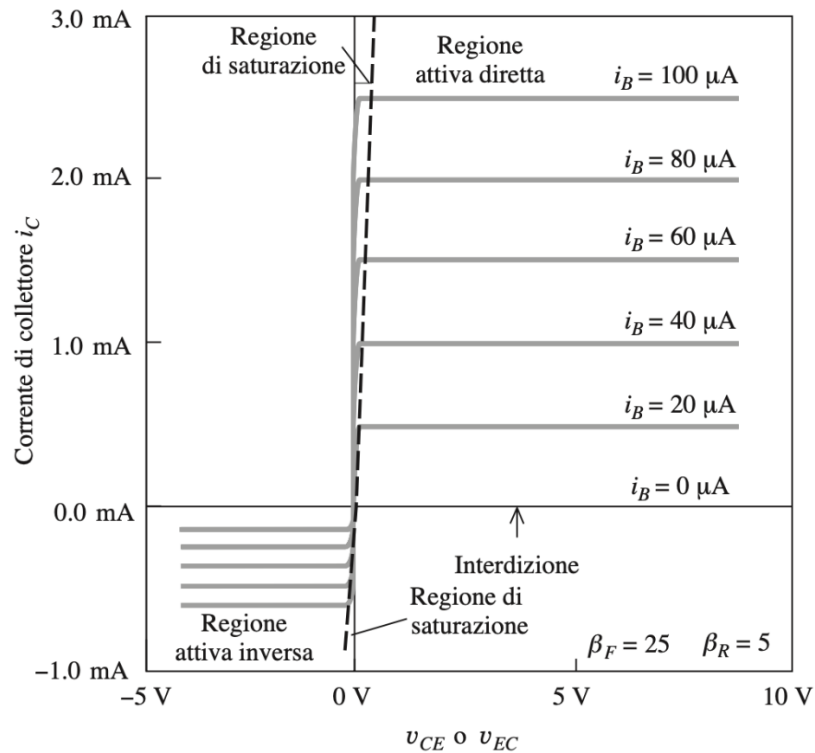


Figura 3.1 – Grafico i_C/v_{CE} di un BJT, *Microelettronica 5th* (R. C. Jaeger, T. N. Blalock), 2018, McGraw-Hill

Per effettuare correttamente il dimensionamento delle reti di polarizzazione, dobbiamo confrontare i valori numerici di tensione e di corrente ottenuti con le ipotesi di ZAD elencate nella prima riga della Tabella 3.1. Solo ad ipotesi verificate il dimensionamento risulta essere coerente. È errato considerare dei valori di punto di lavoro per cui il BJT non opera in Zona Attiva Diretta. In questo caso una volta che si procede con il test del circuito finito, osserveremmo che il transistor non si comporta da amplificatore, fallendo il principale obiettivo di questo progetto. In particolare, in corrispondenza degli istanti di tempo in cui il transistor va in saturazione, il valore in uscita risulta essere clippato¹⁶.

Schematici DC dei singoli stadi

In questa fase di analisi DC i condensatori di accoppiamento C_1 e C_3 e C_5 e C_6 possono essere quindi considerati come dei circuiti aperti. La stessa considerazione può essere fatta per i condensatori di bypass C_2 e C_4 . In virtù di questa osservazione, possiamo escludere alcune porzioni di circuito, ma soprattutto, possiamo trattare ogni singolo stadio per sé stesso. Ci è concesso di progettare le reti di polarizzazione degli stadi indipendentemente l'una dall'altra.

¹⁶ Clippato: dal fenomeno del “clipping”, che si verifica quando certe forme d'onda di tensione o corrente non si completano per alcuni istanti di tempo per cause varie, dallo spegnimento del transistor alla saturazione.

Considerando i condensatori come circuiti aperti, gli stadi da dimensionare in DC sono i seguenti (Figura 3.2).

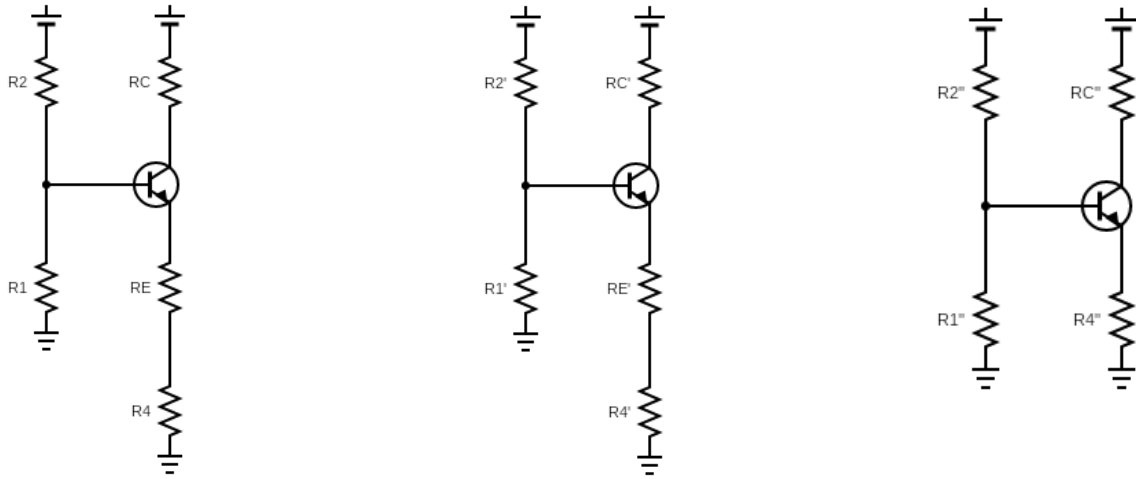


Figura 3.2 – Circuiti equivalenti ai singoli stadi in analisi DC

Otteniamo quindi tre diversi circuiti che hanno in comune l'essere tutti transistor circondati da reti di polarizzazione a 4 resistori (nel caso considerassimo R_E e R_4 in serie). In Figura 3.3 il modello per la rete di polarizzazione a 4 resistori.

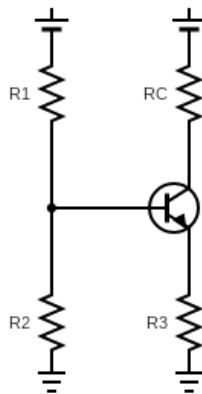


Figura 3.3 – Rete di Polarizzazione a 4 resistori

Analisi dei datasheet

Prima di procedere con la risoluzione delle equazioni per il dimensionamento, è necessario ispezionare i datasheet dei due componenti per ricavare alcuni parametri fondamentali per l'analisi. Ricordiamo che per il nostro progetto sono stati scelti due transistor BC337 di segnale e un transistor BD435 di potenza. Consideriamo i seguenti parametri di nostro interesse forniti dai datasheet., mostrati in Tabella 3.2 e Tabella 3.3.

Transistor di segnale BC337-25.

Corrente Massima di Collettore	$I_{cmax} = 800 \text{ mA}$
Tensione di Soglia Giunzione B-E	$V_{BEon} < 1.2 \text{ V}$
Guadagno di Corrente	$100 < \beta < 630^{17}$
Tensione di Saturazione giunzione C-E	$V_{CEsat} < 0.7 \text{ V}$

Tabella 3.2 – Parametri di Interesse per il Transistor BC337 di ON Semiconductor®. Fonte: datasheet componente. <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bc337-d.pdf>

¹⁷ Limiti di β ottenuti per specifici punti di lavoro del transistor BC337: $I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$.

Transistor di potenza BD435.

Corrente Massima di Collettore	$I_{cmax} = 4 A$
Tensione di Soglia Giunzione B-E	$V_{BEon} < 1.1 V$
Guadagno di Corrente	$40 < \beta < 140$
Tensione di Saturazione giunzione C-E	$V_{CEsat} < 0.5 V$

Tabella 3.3 – Parametri di Interesse per il Transistor BD435 di STMicroelectronics®. Fonte: datasheet componente.
<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/21991/STMICROELECTRONICS/BD435.html>

Di seguito, verrà considerata la tensione di soglia come $V_{BEon} = 0.65 V$, la tensione standard suggerita per i transistor al silicio. Valore che soddisfa i requisiti specificati dal datasheet di entrambi i componenti.

Come valori di guadagno di corrente verranno considerati dei valori stabiliti osservando il grafico della dipendenza del guadagno di corrente dalla corrente di emettitore presente in entrambi i datasheet.

$$\beta_1 = 300$$

$$\beta_2 = 110$$

Tali valori sono indicativi, visto l'ampio range che possono assumere. L'importante è conoscere che sono nell'ordine di grandezza delle centinaia.

Due ulteriori parametri, la cui scelta del valore è stata motivata nel Capitolo 1, si trovano nella Tabella 3.4.

Tensione di Alimentazione	$V_{CC} = 12 V$
Resistenza di Carico	$R_L = 8 \Omega$

Tabella 3.4 – Tensione di Alimentazione e Carico Resistivo di progetto

Ipotesi progettuali

Procediamo al dimensionamento iniziando dalla seguente considerazione. Come ampiamente menzionato al Capitolo 1, la potenza nominale del carico scelto è di $10 W$. Ciò significa che il carico può sopportare al massimo ai propri capi una potenza equivalente a $10 W$. Questo comporta un limite superiore ai valori di potenza, e quindi di tensione e di corrente sul carico.

$$P < 10 W$$

Dalla legge di Joule ricaviamo che:

$$P = V \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{V^2}{R} < 10 W$$

Conoscendo $R_L = 8 \Omega$, ne consegue che:

$$V_L < 8.94 V$$

$$I_L < 1.12 A$$

Tali valori sono i limiti superiori ai valori di ampiezza di tensione e di corrente che il carico R_L può avere ai suoi capi.

Il segnale di ingresso è un segnale variabile, prelevato dall'ingresso jack audio. In fase di pre-lab si è scelto di modellare il segnale di ingresso come un segnale sinusoidale con ampiezza $200 mV_{pp}$ e frequenza $1000 Hz$. Tale segnale sinusoidale assume valori di tensione $-100 mV < V_l < 100 mV$, rispettando le ipotesi precedenti.

Da queste due considerazioni possiamo ricavare un limite superiore al guadagno complessivo di tensione del multistadio A_{TOT} . Sapendo che la massima tensione applicabile al carico è $V_{Lmax} = 8.94 V$, e che il segnale in ingresso ha ampiezza massima $|V_{Imax}| = 100 mV$, possiamo ottenere:

$$A_{TOT} = \frac{V_L}{V_I} < \frac{8.94}{0.1} = 89.4$$

$$A_{TOT} < 89.4$$

Tuttavia, in fase di progettazione si è discusso dell'impossibilità pratica di alimentare un circuito capace di erogare $10 W$ di potenza su un carico da 8Ω con tensione di alimentazione solo di $12 V$. Per questo motivo si è scelto di operare cercando di fornire al carico una potenza pari ad almeno $1 W$. I risultati ottenuti da qui in poi faranno riferimento a questo valore di potenza in uscita.

Rispettando questa dolorosa, ma necessaria, scelta implementativa, si è deciso di procedere con un guadagno di tensione

$$A_{TOT} = 30$$

Tale guadagno mi consente, a fronte di un segnale di ingresso variabile con $-100 mV < V_I < 100 mV$, di avere sul carico $-3 V < V_L < V$ di $P = \frac{V^2}{R} \approx 1 W$. Non verrà quindi sfruttata tutta la potenza dissipabile dall'altoparlante scelto in fase di progettazione.

Richiamando alcuni concetti illustrati al Capitolo 1, il guadagno di tensione complessivamente è il prodotto dei guadagni dei singoli stadi.

$$A_{TOT} = 30 = A_{CE1} \cdot A_{CE2} \cdot A_{CC}$$

È importante specificare il valore di un parametro molto utile a breve: V_T . Si tratta del valore di tensione termica o tensione di temperatura. È un valore di tensione associato ai BJT ed in particolare alla temperatura a cui i BJT lavorano. È legato alla relazione $V_T = k \cdot \frac{T}{q}$, e la considereremo come nella Tabella 3.5.

In Tabella 3.5 è presente anche un valore standard per i transistor BJT della Tensione di Early, un ulteriore parametro che servirà durante il dimensionamento.

Tensione termica	$V_T = 25 \text{ mV a } T = 300 \text{ K}$
Tensione di Early	$V_A = 70 \text{ V}$

Tabella 3.5 – Tensione Termica e tensione di Early di un transistor BJT a temperatura 300 K

In virtù delle considerazioni precedenti sul guadagno dello stadio C-C, il guadagno complessivo resta.

$$A_{CE1} \cdot A_{CE2} = 30$$

Si è deciso in fase di progettazione di procedere secondo la seguente strategia. Si è stabilito che, mentre il secondo stadio C-E si occupa del gestire la maggior parte del guadagno, il primo stadio C-E si occupa del dimensionare l'elevata resistenza di ingresso. Consideriamo, quindi, come guadagno

$$A_{CE1} = 2$$

$$A_{CE2} = 15$$

Per dimensionare i componenti si procederà secondo il seguente procedimento:

1. In base alle richieste di progetto (in termini di guadagno o corrente in uscita), verranno fatte delle assunzioni sui valori di R_C e R_E .
2. Basandosi sulle indicazioni dei datasheet dei componenti si effettueranno delle ipotesi sui valori di corrente I_C e I_{R_1} , e di tensione V_{CE} o V_E , e di conseguenza sul valore di R_4 ove previsto.
3. Mediante una analisi DC infine verranno dimensionati i resistori di polarizzazione R_1 e R_2 al fine di ottenere i punti di lavoro dei transistor stabiliti ai sopracitati punti 1 e 2.
4. Una volta dimensionati i resistori, si procederà con un dimensionamento coerente delle capacità dei condensatori.

Dimensionamento: Stadio di Uscita C-C

È necessario cominciare il dimensionamento a ritroso partendo dalle considerazioni sullo stadio di uscita. Prendendo come ipotesi i valori di tensione e di corrente che si desiderano sul carico, possiamo caratterizzare questo stadio. Con i valori poi di resistenza di ingresso e di uscita determinati sul C-C a cascata continueremo il dimensionamento sugli stadi precedenti

Bisogna infatti fare delle considerazioni sulla potenza, e quindi sulla tensione e sulla corrente, che si vuole fornire al carico. Volendo fornire una potenza di 3 W , $V_L = 2.83$ e $I_L = 0.354$. come è stato detto in precedenza, si è deciso di trasferire al carico un segnale che, uscendo da precedenti due stadi di amplificazione è teoricamente di 6 Vpp , quindi $|V_L| \leq 3V$.

La corrente quindi che dovrà essere presente in uscita da questo stadio Emitter-Follower¹⁸ deve essere:

$$I_L = \frac{3}{8}A = 0.375\text{ A.}$$

Si considerano le seguenti assunzioni sui valori di I_E'' e V_E'' .

- V_E'' è presa circa la metà della tensione di alimentazione. Questo discende dal fatto che una volta che il circuito viene messo in regime variabile, voglio concedere alla tensione V_{CE}'' il massimo range di oscillazione disponibile per evitare lo spegnimento o la saturazione del transistor, che è di 6 V circa se la tensione di alimentazione è di 12 V

$$V_E'' = 6\text{ V}$$

In questo modo sui capi di V_{CE}'' e V_E ci sono 6 V .

- La corrente di emettitore invece è scelta maggiore del doppio della corrente che deve essere trasferita al carico. In regime AC, R_E e R_L sono da considerarsi in parallelo, e la corrente in uscita dall'emettitore è divisa nel partitore di corrente formato dai due resistori. Volendo trasferire l'esatta quantità di corrente in entrambi i resistori, è necessario formulare questa ipotesi:

¹⁸ Emitter Follower: nome alternativo per lo stadio C-C. Si definisce Emitter Follower, o emettitore inseguitore, perché avendo guadagno circa unitario, esso presenta in uscita la stessa tensione di ingresso; quindi, segue l'emettitore segue la tensione del segnale in input

$$I_E'' \geq 2 \cdot I_L = 0.75 \text{ A}$$

$$I_E'' = 1 \text{ A}$$

Ne consegue dunque che:

$$R_E'' = \frac{V_E''}{I_E''} = 6 \Omega$$

Come in precedenza:

$$I_C'' = \beta_2 \cdot I_B''$$

$$I_E'' = (\beta_2 + 1) \cdot I_B''$$

Si può quindi assumere che $I_C' \approx I_E'$.

In questo particolare caso il transistor opera in condizioni di forte stress termico, dovuto al fatto che deve condurre correnti molto elevate. Per evitare l'eccessivo surriscaldamento e diminuire la potenza dissipata sul componente attivo, si è deciso di inserire anche in questo caso un resistore R_C'' che prenda su di sé una parte della tensione che altrimenti sarebbe destinata al BJT, anche se di norma in questi circuiti buffer di tensione non è richiesto. Tale resistore fa calare la tensione ai capi del transistor, che, tuttavia, è comunque attraversato da 1 A di corrente. Si ricorda al lettore che una precauzione si era presa in fase di scelta dei componenti scegliendo un transistor di potenza capace di sopportare correnti elevate. Si è deciso di prendere $R_C'' = 1 \Omega$, per avere un calo di tensione ai capi del resistore di circa 1 V. V_{CE} risulta quindi essere circa 5 V. Tale resistore aggiuntivo è totalmente ininfluenza al comportamento AC del circuito.

Restano da dimensionare i resistori di polarizzazione, che seguono le Leggi di Kirchhoff.

Siccome $I_B'' = \frac{I_C''}{\beta_2} = 0.01 \text{ mA}$, vogliamo scegliere un valore di corrente $I_{R_1}'' \approx I_{R_2}'' \gg I_B''$.

Scegliamo quindi:

$$I_{R_1}'' = \frac{1}{10} \cdot I_C'' = 0.1 \text{ mA}$$

Applicando le leggi di Kirchhoff sulla maglia a sinistra e sulla maglia che attraversa il transistor, otteniamo le seguenti equazioni:

$$V_{CC} = R_2'' \cdot I_{R_2}'' + V_{BEon} + V_{R_E}'' = 12$$

$$R_1'' \cdot I_{R_1}'' = V_{BEon} + V_{R_E}'' = 6.65 \text{ V}$$

Si ottengono i valori:

$$R_1'' = 67 \ \Omega$$

$$R_2'' = 54 \ \Omega$$

Si vuole ora esplicitare la motivazione della scelta di tale stadio di uscita. La resistenza di uscita del circuito risulta essere infatti bassissima, pari a $R_{out} = R_{out}'' = \frac{1}{g_m''} = 0.025 \ \Omega$ praticamente nulla.

Dimensionamento: Stadio intermedio C-E

Di seguito viene il dimensionamento del secondo stadio C-E, quello intermedio, a resistenza di degenerazione non nulla, che ricalca ancora una volta la procedura fin qui descritta. Ricordiamo che $A_{CE2} = 15$, in base alle scelte implementative precedenti.

Si può considerare la ulteriore semplificazione dell'espressione in Tabella 1.2 per cui, considerando $R_L'' \gg R_C'$, la relazione sul guadagno si riduce alla seguente. In questo caso $R_L'' = \beta_2 \cdot R_L = 300$.

$$A_{CE1} = -\frac{R_C'}{R_E'} = -15$$

Ricordiamo che il segno negativo si eliderà con il segno negativo del primo stadio.

Effettuiamo le seguenti ipotesi progettuali.

- $I_C' = 44 \text{ mA}$ (valore scelto basandosi sui valori di corrente di collettore massima forniti dal datasheet)
- $V_C' = 4.4 \text{ V}$

Di nuovo la seconda ipotesi deriva dalle considerazioni sul range operativo della tensione V_{CE} .

Da qui consegue che:

$$R_C' = 100 \Omega$$

$$R_E' = 6 \Omega$$

R_E' risulta essere molto piccola, non mantiene ai suoi capi sufficiente tensione per far lavorare il transistor ad una tensione ottimale, motivo per cui si inserisce il resistore R_4' .

Ipotizzando $R_4' = 75 \Omega$, e ricordando le relazioni della Tabella 3.1,

$$I_C' = \beta_1 \cdot I_B'$$
$$I_E' = (\beta_1 + 1) \cdot I_B'$$

Si può quindi assumere che $I_C' \approx I_E'$. E ne consegue che:

$$V_{R_E}' = I_E' \cdot R_E' = 0.264 V$$

$$V_{R_4}' = I_E' \cdot R_4' = 3.3 V$$

Siccome $I_B' = \frac{I_C'}{\beta_1} = 0.003 mA$, vogliamo scegliere un valore di corrente $I_{R_1}' \approx I_{R_2}' \gg I_B'$.

Scegliamo quindi:

$$I_{R_1}' = \frac{1}{400} \cdot I_C' = 0.1 mA$$

Applicando nuovamente le leggi di Kirchhoff sulla maglia a sinistra e sulla maglia che attraversa il transistor, per ottenere le seguenti equazioni.

$$V_{CC} = R_2' \cdot I_{R_2}' + V_{BEon} + V_{R_4}' + V_{R_E}' = 12$$

$$R_1' \cdot I_{R_1}' = V_{BEon} + V_{R_4}' + V_{R_E}' = 4.126 V$$

Risolvendo le due equazioni si ottengono i due valori dei resistori di polarizzazione.

$$R_1' = 4.1 k\Omega$$

$$R_2' = 7.9 k\Omega$$

Dimensionamento: Stadio di Ingresso C-E

Si continua con il dimensionamento del primo stadio C-E, nonché quello di ingresso, basandoci su quanto ricavato finora. Ricordiamo che $A_{CE1} = 2$.

Con le semplificazioni introdotte in precedenza $R'_L = \beta_1 \cdot R'_E = 1800 \gg R_C$:

$$A_{CE1} = -\frac{R_C}{R_E} = -2$$

Trascuriamo il segno negativo che andrà ad elidersi con il segno meno del guadagno dello stadio successivo. Effettuiamo ancora le seguenti ipotesi.

- $I_C = 44.4 \text{ mA}$
- $V_C = 4.4 \text{ V}$

La seconda ipotesi operativa è un'altra volta dovuta al fatto che voglio far lavorare il transistor ad una tensione che sia circa la metà della tensione di alimentazione ($V_{CE} \approx 6 \text{ V}$).

Da qui consegue che:

$$R_C = 100 \Omega$$

$$R_E = 50 \Omega$$

Si assume inoltre, per limitare la tensione di lavoro del transistor:

$$R_4 = 10 \Omega$$

Ricordando le relazioni della Tabella 3.1,

$$I_C = \beta_1 \cdot I_B$$

$$I_E = (\beta_1 + 1) \cdot I_B$$

Si può quindi assumere che $I_C \approx I_E$, visto il grande valore tabulato di β_1 . Con queste assunzioni si ricava che:

$$V_{R_E} = I_E \cdot R_E = 2.2 \text{ V}$$

$$V_{R_4} = I_E \cdot R_4 = 0.44 \text{ V}$$

$$V_{CE} \approx 5 \text{ V}$$

Si procede quindi con il dimensionamento dei resistori di polarizzazione, e per farlo è necessaria una analisi DC del circuito, seguendo le leggi di Kirchhoff.

Siccome $I_B = \frac{I_C}{\beta_1} = 0.003 \text{ mA}$, vogliamo scegliere un valore di corrente $I_{R_1} \approx I_{R_2} \gg I_B$.

Scegliamo quindi:

$$I_{R_1} = \frac{1}{400} \cdot I_C = 0.1 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = R_2 \cdot I_{R_2} + V_{BEon} + V_{R_4} + V_{R_E} = 12$$

$$R_1 \cdot I_{R_1} = V_{BEon} + V_{R_4} + V_{R_E} = 3.29 \text{ V}$$

Risolvendo le due equazioni si ottengono i due valori dei resistori di polarizzazione.

$$R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 8.7 \text{ k}\Omega$$

Con questi valori si è completato il dimensionamento del primo stadio.

È stato rispettato il requisito per cui è stato progettato? Ovvero una resistenza di ingresso elevata?

Si procede con il calcolo della resistenza di ingresso, seguendo la formula dalla Tabella 1.2

$$R_{in} = \beta_1 \cdot R_E = 15 \text{ k}\Omega$$

Si tratta di una resistenza più che ottima, soprattutto considerando che abbiamo preso una stima del parametro β_1 . Questa elevata resistenza di ingresso al circuito spiega al meglio la scelta di ricevere il segnale in ingresso con uno stadio C-E.

Alla fine di questi tre stadi, si può affermare che il multistadio presenta correttamente:

1. $R_{in} = R_{in} = 15 \text{ k}\Omega$ molto elevata
2. $A_{TOT} = 30$ elevato e soprattutto adatto al nostro progetto.
3. Sfasamento di $360^\circ = 0^\circ$, significa che il segnale di uscita è in fase con il segnale in ingresso, come da previsione.
4. $R_{out} = R''_{out} = 0.025 \Omega$ praticamente nulla.

Riassumiamo infine in Tabella 3.6 i punti di lavoro dei tre transistor.

BJT Stadio C-E BC337	$I_C = 44 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$
BJT Stadio C-E BC337	$I_C' = 44 \text{ mA}, V_{CE}' = 4 \text{ V}$
BJT Stadio C-C BD435	$I_C'' = 1 \text{ A}, V_{CE}'' = 5 \text{ V}$

Tabella 3.6 – Punti di lavoro dei singoli transistor

I calcoli precedentemente realizzati forniscono risultati teorici. Per realizzare su breadboard il circuito dobbiamo mettere mano alla cosiddetta “scatola dei resistori”, ovvero resistori che è possibile reperire in commercio. Utilizzeremo quindi resistori commerciali appartenenti alla Serie E12 che approssimano le grandezze trovate aritmeticamente. Di seguito la lista dei valori dei resistori impiegati nel circuito finale.

Tutti i valori sono disponibili con una tolleranza del 10%

$$R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 100 \Omega$$

$$R_E = 47 \Omega$$

$$R_4 = 10 \Omega$$

$$R_1' = 3.9 k\Omega$$

$$R_2' = 8.2 k\Omega$$

$$R_C' = 100 \Omega$$

$$R_E' = 5.6 \Omega$$

$$R_4' = 68 \Omega$$

$$R_1'' = 68 \Omega$$

$$R_2'' = 56 \Omega$$

$$R_C'' = 1 \Omega$$

$$R_E'' = 5.6 \Omega$$

Dimensionamento: Condensatori di Accoppiamento AC e di Bypassing

Una volta completato il dimensionamento dei resistori, si prosegue con il dimensionamento dei condensatori per l'accoppiamento e dei condensatori di bypass.

Per farlo, consideriamo un condensatore alla volta, e consideriamo tutti gli altri cortocircuitati.

Una nota progettuale: considereremo una capacità 100 volte più grande di quella ottenuta mediante le equazioni.

Cominciamo dall'analisi del primo stadio Emittitore Comune.

1. Consideriamo il condensatore C_1 (Figura 3.2), di accoppiamento.

Per poter trascurare il suo effetto, è necessario che il valore della sua impedenza sia molto minore della resistenza equivalente che appare ai suoi capi. Quale resistenza consideriamo ai suoi capi? La resistenza alla sua sinistra è un'ipotetica resistenza di ingresso della sorgente R_I , che qui non è considerata, mentre alla sua destra è la resistenza di ingresso all'amplificatore R_{in1} . Il progetto di C_1 richiede dunque che:

$$\frac{1}{\omega \cdot C_1} \ll (R_I + R_{in})$$

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f \cdot (R_I + R_{in})}$$

Considerando $R_{in} = \beta_1 \cdot R_E = 15 k\Omega$

Che frequenza ω è stata scelta per il progetto? Viene scelta ω come la minima frequenza per la quale si può considerare l'amplificatore alle medie frequenze per l'applicazione assegnata. Rimandando a quando trattato nel Capitolo 1, prendiamo in considerazione un segnale di ingresso sinusoidale con frequenze tra i 20 Hz e i 20000 Hz. Verrà preso in considerazione il segnale standard stabilito nei capitoli precedenti, di frequenza 1000 Hz, quindi $\omega = 2\pi f$.

Ne consegue che $C_1 \gg 10 \text{ nF}$.

$$C_1 = 1 \mu\text{F}$$

2. Consideriamo il condensatore C_2 , di bypass.

Assumendo di trascurare l'impedenza dei condensatori C_1 e C_3 , ai terminali del condensatore abbiamo una resistenza equivalente al parallelo tra R_4 e $\frac{1}{g_m} + R_E$. Questo supponendo di trascurare il termine $\frac{R_{th}}{\beta_1 + 1}$, che porterebbe ad un aumento della resistenza equivalente. La relazione successiva risulta quindi una stima conservativa.

Ragionando come il caso precedente, per $f = 1000 \text{ Hz}$, osserviamo che:

$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi f \cdot [R_4 \parallel (\frac{1}{g_m} + R_E)]}$$

$$C_2 \gg 19 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 1 \text{ mF}$$

3. Consideriamo il condensatore C_3 , di nuovo di accoppiamento.

Ancora una volta, per poter trascurare il suo effetto, è necessario che il valore della sua impedenza sia molto minore della resistenza equivalente che appare ai suoi capi. Di nuovo ci domandiamo quale resistenza consideriamo ai suoi capi. La resistenza alla sua destra è la resistenza di uscita R_{out1} all'amplificatore in stadio C-E, mentre la resistenza alla sua sinistra è la resistenza di ingresso al successivo stadio C-E R_{in2} . Il progetto di C_3 richiede dunque, per analogia con quanto detto al punto 1), che il condensatore abbia capacità:

$$\frac{1}{\omega \cdot C_3} \ll (R_{out} + R_{in}')$$

$$C_3 \gg \frac{1}{2\pi f \cdot (R_{out} + R_{in}')}$$

$$\text{Con } R_{out1} = \mu_f \cdot R_E \approx \frac{V_A}{V_T} \cdot R_E = 131 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{in2} = \beta_1 \cdot R_E' = 1.7 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 \gg 1.19 \text{ nF}$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

La trattazione continua con l'analisi dei condensatori del secondo stadio.

1. Il condensatore C_3 è di collegamento con lo stadio precedente, ed è già stato opportunamente dimensionato.

$$C_3 \gg \frac{1}{\omega \cdot (R_{out} + R_{in}')}$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

2. Il condensatore C_4 è di bypass e si comporta esattamente come il condensatore C_2 precedentemente analizzato. Ancora una volta ai terminali abbiamo una resistenza che risulta essere il parallelo tra R_4' e $\frac{1}{g_m'} + R_E'$.

$$C_4 \gg \frac{1}{\omega \cdot [R_4' \parallel \left(\frac{1}{g_m'} + R_E'\right)]}$$

$$C_4 \gg 29.3 \mu\text{F}$$

$$C_4 = 1 \text{ mF}$$

3. Il condensatore C_5 è di accoppiamento, e viene dimensionato esattamente come il condensatore C_3 , tenendo in considerazione le due resistenze che ha alla sua sinistra e alla sua

destra, rispettivamente R_{out2} resistenza di uscita dallo stadio C-E e R_{in3} resistenza di ingresso allo stadio C-C.

$$\frac{1}{\omega \cdot C_5} \ll (R_{out}' + R_{in}'')$$

$$C_5 \gg \frac{1}{\omega \cdot (R_{out}' + R_{in}'')}$$

$$\text{Con } R_{out2} = \mu_f' \cdot R_E' = \frac{V_A}{V_T} \cdot R_E' = 15.6 \text{ k}\Omega \text{ e } R_{in3} = \beta_3 \cdot R_L = 300 \Omega$$

$$C_5 \gg 10.8 \text{ nF}$$

$$C_5 = 100 \mu\text{F}$$

Per quando riguarda lo stadio a Collettore Comune, è noto che invece che 3 condensatori, esso ne presenta esclusivamente 2 che sono effettivamente da dimensionare, C_5 e C_6 . Entrambi, infatti, svolgono la funzione di condensatori di accoppiamento. Non sono necessari condensatori di bias.

1. Il condensatore C_5 è di connessione tra lo stadio precedente e lo stadio attuale, ed è già stato caratterizzato al punto 3 del dimensionamento del secondo C-E.

$$\frac{1}{\omega \cdot C_5} \ll (R_{out}' + R_{in}'')$$

$$C_5 \gg \frac{1}{\omega \cdot (R_{out}' + R_{in}'')}$$

$$C_5 \gg 10.8 \text{ nF}$$

$$C_5 = 100 \mu\text{F}$$

2. Il condensatore C_6 invece, alla sua sinistra guarda la resistenza R_{out3} mentre guardando alla sua destra vede la resistenza di carico R_L . Come in precedenza:

$$\frac{1}{\omega \cdot C_6} \ll (R_{out3} + R_L)$$

$$C_6 \gg \frac{1}{\omega \cdot (R_{out3} + R_L)}$$

$$\text{Considerando } R_{out3} = \frac{1}{g_{m''}} = \frac{V_T}{I_{C''}} = 0.025 \Omega$$

$$C_6 \gg 19.8 \mu F$$

$$C_6 = 1 mF$$

Anche qui, come per i resistori, i calcoli precedentemente realizzati forniscono risultati puramente teorici. Sta al progettista scegliere accuratamente tra i condensatori disponibili in commercio, quelli più adatti al circuito. Di seguito la lista dei valori dei condensatori impiegati nel circuito finale.

$$C_1 = 1 \mu F$$

$$C_2 = 1 mF$$

$$C_3 = 10 \mu F$$

$$C_4 = 1 mF$$

$$C_5 = 1 mF$$

$$C_6 = 1 mF$$

Con la scelta dei condensatori, termina il dimensionamento del circuito. Nel capitolo successivo simuleremo il comportamento del circuito quando gli viene applicato in ingresso un segnale, e ne illustreremo con l'aiuto di opportuni grafici il corretto funzionamento.

CAPITOLO 4

Analisi con simulatore circuitale

L'obiettivo principale di questa sezione è la verifica del corretto funzionamento del circuito quando vi è applicato un segnale in ingresso. In poche parole, si verificherà la corretta risposta del circuito ai segnali di test. Tale verifica verrà effettuata mediante alcune simulazioni circuitali attraverso il software LTspice. Una volta verificato il corretto funzionamento del circuito teorico, si procederà con il test in laboratorio su breadboard descritto nel Capitolo 5. Verrà montato il circuito e con l'ausilio del generatore di forme d'onda e di un oscilloscopio verrà analizzato il segnale in uscita dall'amplificatore

Prima di iniziare è necessario introdurre brevemente come opera il tool LTspice al lettore, che può non essere familiare con questa tipologia di simulatori. LTspice è un potente simulatore circuitale utilizzato principalmente per progettare, analizzare e testare circuiti elettronici prima del montaggio fisico. Permette di testare ed effettuare misure sul circuito semplicemente elaborando un modello matematico dello schematico. Attraverso un editor circuitale, si procede al disegno del progetto che si vuole analizzare. È possibile effettuare la scelta dei componenti che comporranno il circuito attraverso una vasta libreria messa a disposizione dal software. Ciascun componente è caratterizzato da un modello descritto da alcuni parametri fondamentali. In particolare, per il progetto qui trattato, si è potuto scegliere di operare con il modello dei BJT BC337 e BD435. Una volta realizzato il circuito è possibile dimensionare opportunamente i componenti passivi scegliendo i valori specifici di ciascun resistore e di ciascuna capacità. Nel nostro caso, una volta effettuato correttamente il dimensionamento del circuito complessivo al Capitolo 3, si è potuto costruire lo schematico LTspice in Figura 4.1.

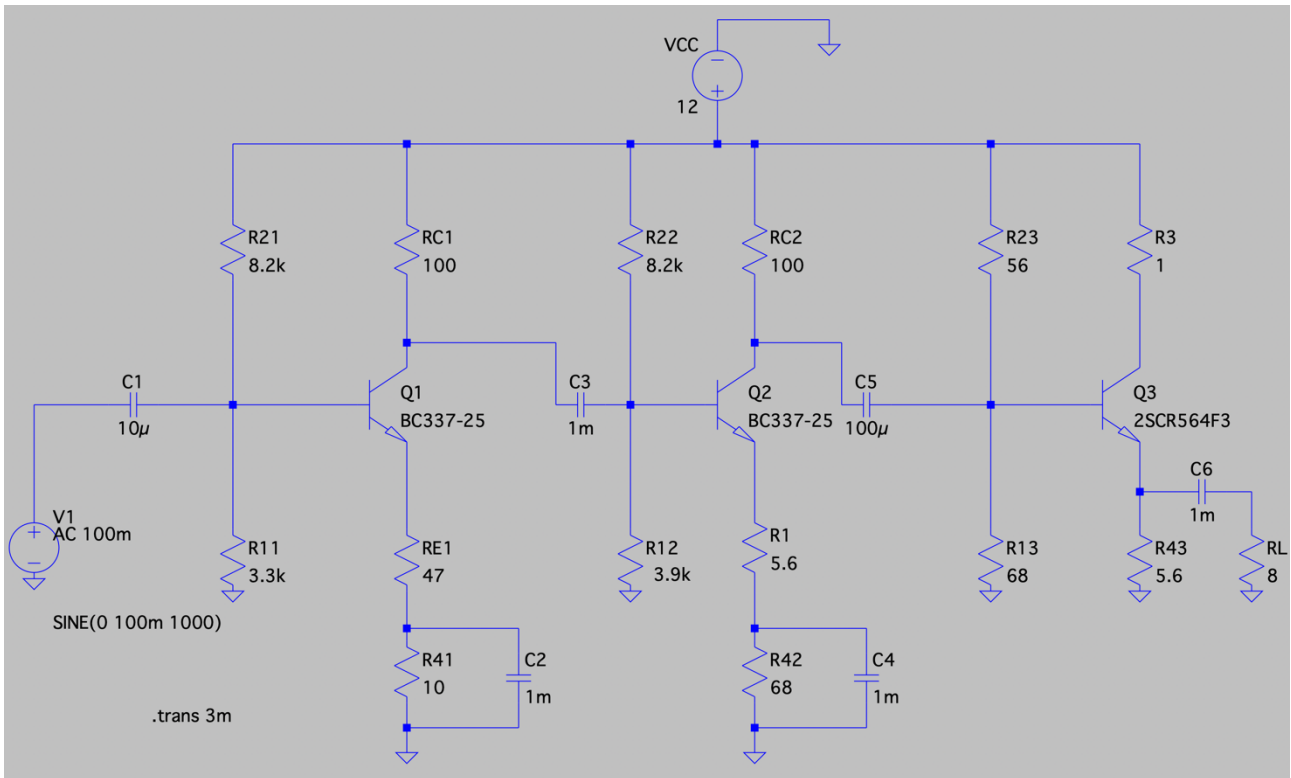


Figura 4.1 – Schematico LTspice multistadio complessivo, Fonte LTspice

Correttezza dell'analisi DC

Un primo test da effettuare è quello della correttezza della scelta dei punti di lavoro dei BJT. Si tratta di una verifica importante, perché è possibile controllare se sono stati commessi degli errori in fase di dimensionamento.

È possibile effettuare un'analisi DC del circuito alimentato per verificare la correttezza dei punti di lavoro dei tre transistor scelti, una volta dimensionato il circuito. Si ricorda che tali valori sono riportati nella Tabella 3.6 al capitolo precedente.

LTspice si dimostra un software molto importante per il progetto poiché mette a disposizione un simulatore DC del circuito complessivo. A circuito alimentato con $V_{CC} = 12\text{ V}$, tale simulazione considera circuiti aperti tutti i condensatori. Operando in questa maniera separa i singoli stadi ed effettua il calcolo preciso di tensione V_{CE} e di corrente I_C di ogni transistor. Non resta che confrontare i risultati ottenuti nel capitolo precedente con i risultati ottenuti dalla simulazione DC.

Osserviamo in Tabella 4.1 particolare che i valori di corrente di collettore di ciascun transistor coincidono, a meno di opportune approssimazioni, con il valore tabulato in precedenza (Tabella 3.6). Tali approssimazioni sono necessarie, in quanto si ricorda che si è dovuto scegliere dei componenti commerciali e sono state fatte molteplici approssimazioni in fase di progetto. In particolare:

Valore Tabulato	Valore Simulato
$I_C = 44.4 \text{ mA}$	$I_C = 41.5 \text{ mA}$
$I_C' = 44.4 \text{ mA}$	$I_C' = 37.9 \text{ mA}$
$I_C'' = 1 \text{ A}$	$I_C'' = 1.02 \text{ A}$

Tabella 4.1 – Confronto valori dimensionati di corrente di collettore con valori simulati, LTspice

Il fatto che correnti dimensionate e correnti simulate coincidano, conferma che la fase di dimensionamento è stata portata a termine con successo e in maniera coerente con le specifiche progettuali.

In secondo luogo, si ricorda al lettore che è importante anche verificare la correttezza della tensione operativa del transistor. Ispezionando il file di testo in output dalla simulazione, si riscontrano i seguenti valori di tensione V_{CE} , riassunti nella Tabella 4.2.

$V_{CE} = 5 \text{ V}$	$V_{CE} = 5.7 \text{ V}$
$V_{CE}' = 4 \text{ V}$	$V_{CE}' = 3.5 \text{ V}$
$V_{CE}'' = 5 \text{ V}$	$V_{CE}'' = 6.4 \text{ V}$

Tabella 4.1 – Confronto valori dimensionati di tensione di lavoro con valori simulati, LTspice

Correttezza dell'analisi AC

A questo punto della verifica, è di importanza cruciale la simulazione del comportamento del circuito quando sottoposto ad un segnale di ingresso variabile. Si tratta infatti del primo crash test del progetto. Se vengono riscontrati degli errori a questo punto, è un chiaro segnale che quest'ultimo non rispetta gli specifici requisiti imposti in fase di progettazione. Se nel test primario in regime DC viene testato semplicemente il punto di lavoro del transistor quando alimentato, con questo secondo test viene analizzato il comportamento del multistadio complessivo, condensatori inclusi, quando viene sottoposto a degli stimoli esterni variabili.

Sempre ragionando a stadi separati, confrontiamo l'uscita di ogni singolo stadio prevista con l'uscita effettiva simulata con il software.

Il primo stadio riceve in input il segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 200 mVpp e frequenza 1000 Hz . Avendo guadagno ipotizzato pari a -2 , ci si attende in uscita un segnale sfasato di 90° e con ampiezza doppia. Dalla simulazione in Figura 4.2 osserviamo che il comportamento ottenuto è proprio quello desiderato.

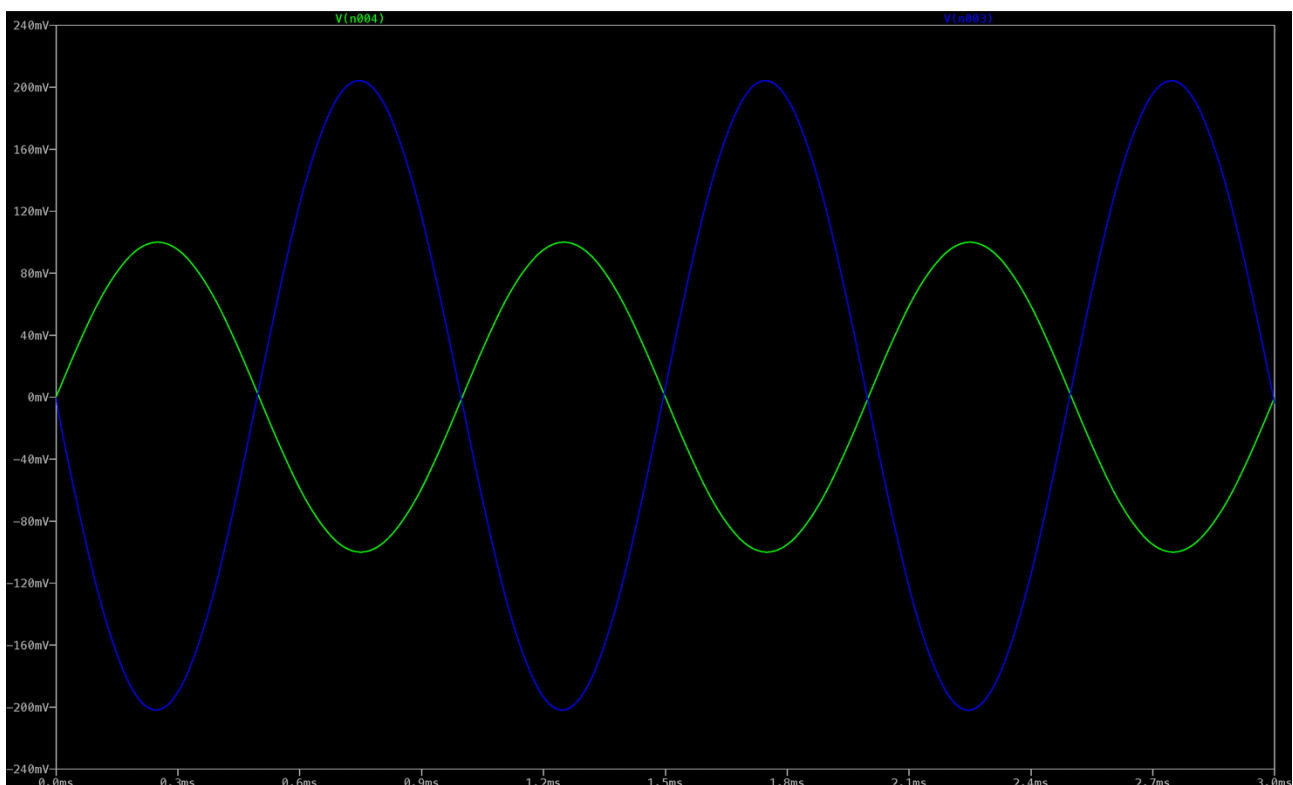


Figura 4.2 – In verde il segnale di tensione sinusoidale in ingresso al primo stadio C-E; in blu l'uscita amplificata di un fattore -2 .
Fonte: simulazione LTspice

Il secondo stadio riceve in input il segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 400 mVpp e frequenza 1000 Hz uscente dal primo stadio. Avendo guadagno ipotizzato pari a -15 , ci si attende in uscita un segnale sfasato di 90° , quindi riportato in fase, con ampiezza picco picco di 3 Vpp se

riceve in input il segnale a 200 mVpp . Dalla simulazione in Figura 4.3 osserviamo che, anche in questo caso, il comportamento ottenuto è proprio quello richiesto dal progetto, salvo una leggera distorsione sul primo semiperiodo.

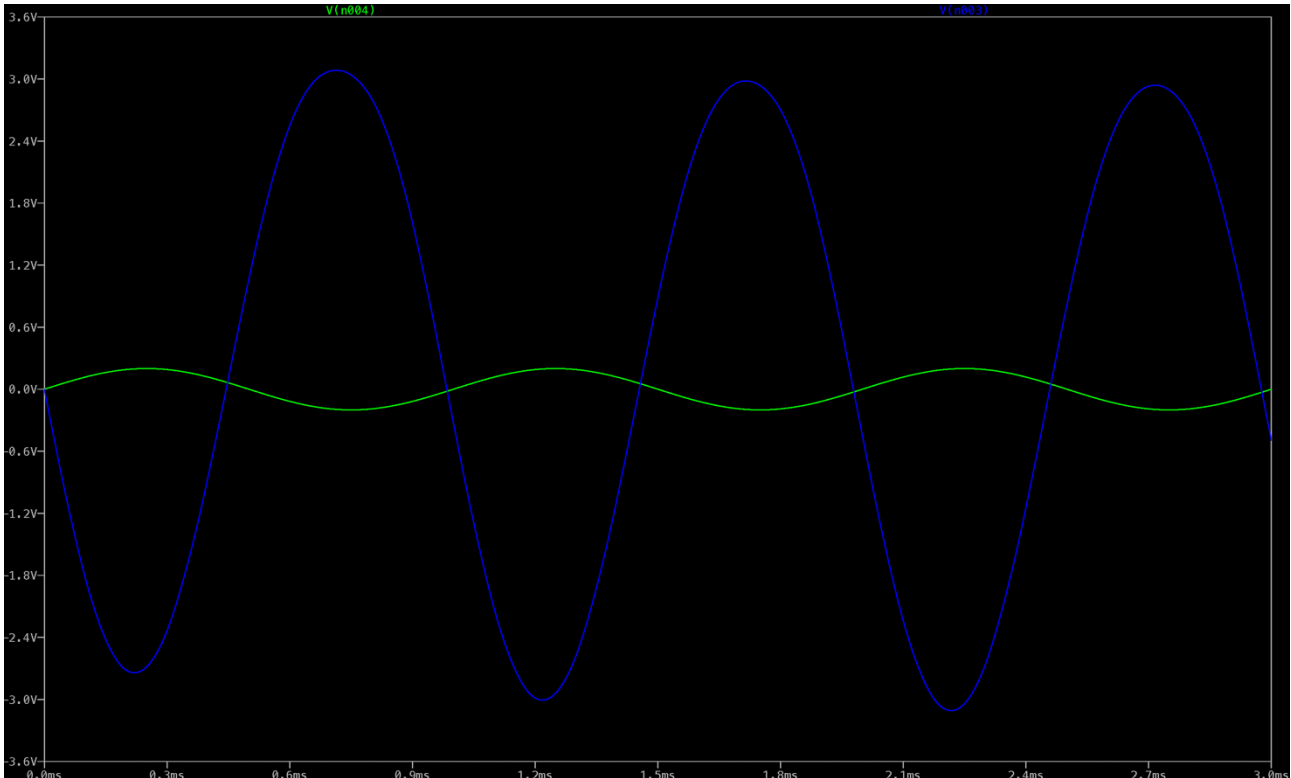


Figura 4.3 – In verde il segnale di tensione sinusoidale in ingresso al secondo stadio C-E; in blu l'uscita amplificata di un fattore -15. Fonte: simulazione LTspice

Il terzo e ultimo stadio riceve infine in input il segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 6 Vpp e frequenza immutata a 1000 Hz uscente dal primo stadio. Si tratta di uno stadio di potenza, quindi ci si attende in uscita una tensione immutata di 3 Vpp ma una corrente maggiorata. Dalla simulazione in Figura 4.4 osserviamo che, anche in questo caso, il comportamento chiude alla perfezione questa serie di verifiche sui singoli stadi. In uscita riscontriamo esattamente una forma d'onda di circa 0.375 mA di picco, come desiderato.

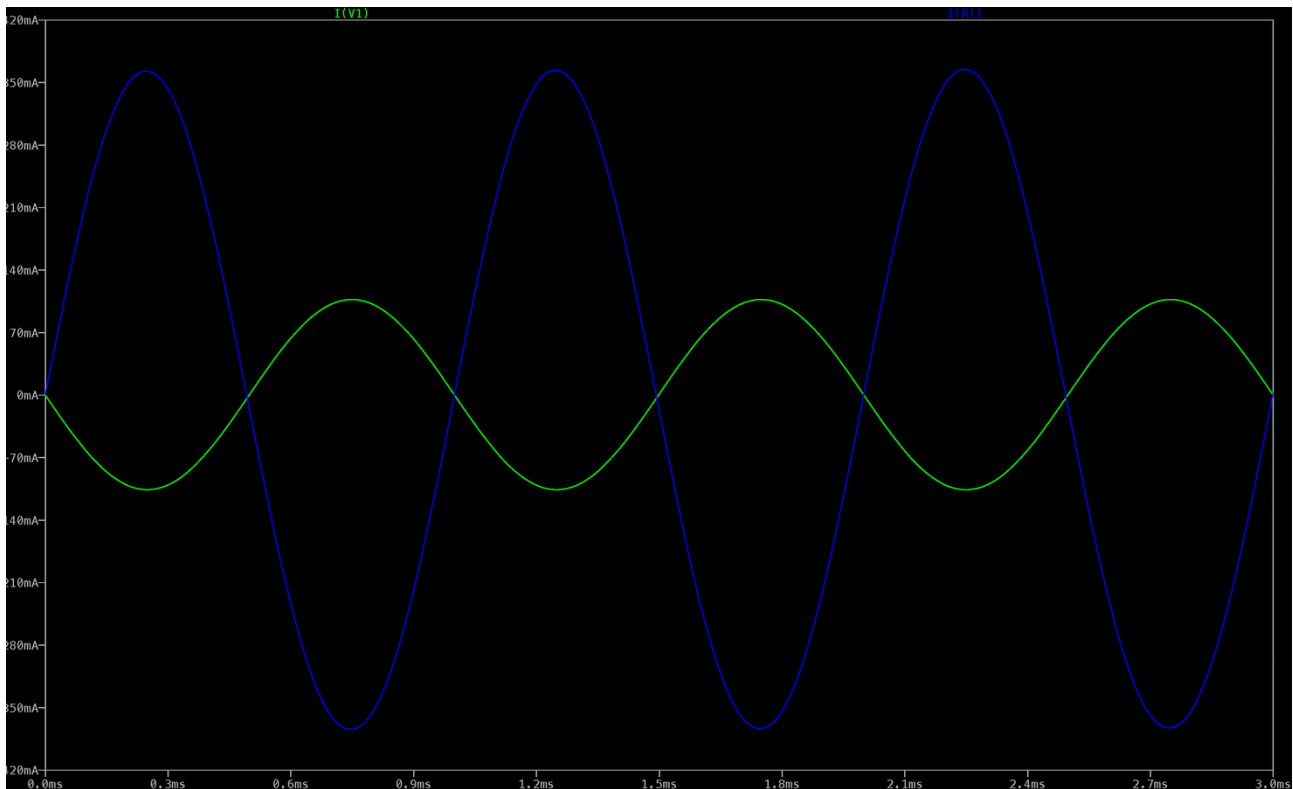


Figura 4.4 – In verde la corrente di ingresso allo stadio C-C, in blu la corrente amplificata in uscita sul carico. Fonte: simulazione LTspice

Chiaramente la tensione sul carico è ricavabile dalla corrente moltiplicando per il fattore resistivo R_L il valore assunto dalla forma d'onda della corrente. In particolare, la forma d'onda della tensione di uscita coincide con la tensione del segnale in ingresso.

Infine, è possibile con LTspice effettuare una simulazione transitoria della risposta del circuito complessivo a tale ingresso (Figura 4.1). Si connettono tra di loro i tre stadi, e si simula la risposta transitoria

Quello che ci aspettiamo di trovare è una particolare forma d'onda sul carico. Avendo effettuato il dimensionamento secondo specifiche ipotesi, è attesa una forma d'onda pseudo-sinusoidale, avente frequenza immutata e ampiezza enormemente amplificata, circa 30 volte rispetto alla ampiezza originale. Se ciò è riscontrato, l'amplificatore funziona alla perfezione e il dimensionamento è stato corretto e coerente.

Applichiamo il segnale in input, e con i puntatori andiamo a misurare la variazione del segnale in uscita (Figura 4.5).

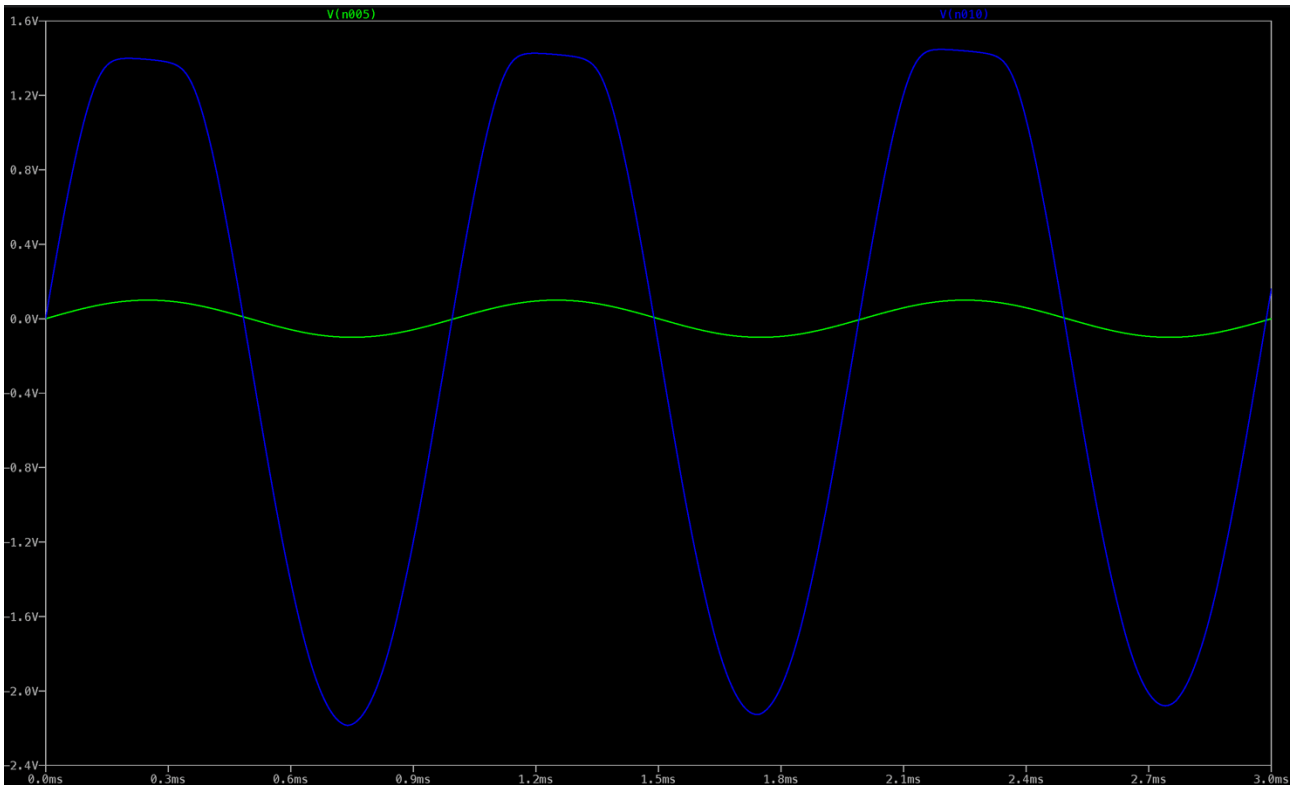


Figura 4.5 – In verde la tensione di ingresso al multistadio, in blu la tensione finale clippata amplificata in uscita sul carico. Fonte: simulazione LTspice

Osserviamo che in uscita non si riscontra totalmente il segnale atteso dal punto di vista teorico. Si tratta infatti, di un segnale simil-sinusoidale, dato che presenta alcune leggere distorsioni e soprattutto, presenta i picchi con il fenomeno del clipping. Questo chiaramente è dovuto alla saturazione della semionda positiva di uno dei tre transistor. Per risolvere il problema dobbiamo trovare la causa di tale saturazione ed effettuare ulteriori scelte progettuali.

Proviamo a risolvere questa problematica insorta in questa fase di simulazione procedendo con del debugging sfruttando la possibilità effettuare simulazioni ripetute con LTspice. Analizzando le uscite dei tre transistor, si ricava che il transistor che va in saturazione è il BJT che compone il secondo stadio C-E. Una delle possibili cause che comporta questa saturazione è che per i componenti e i punti di lavoro scelti, la tensione di alimentazione sia insufficiente. Si aumenta la tensione di alimentazione a 15 V, per osservare se cambia qualcosa. Effettivamente, il circuito alimentato con maggior tensione si comporta nel modo corretto. Tuttavia, dobbiamo rispettare le specifiche tecniche che si erano assunte in fase di design del circuito. Infatti, gli altri due stadi sono stati dimensionati con una tensione a 12 V, ma soprattutto in laboratorio si lavorerà con una tensione a 12 V. Il lettore può a questo punto capire che è controproducente andare a cambiare a questo punto della trattazione la tensione di alimentazione del circuito. Procediamo quindi con una soluzione secondaria, con la quale sacrificheremo la precisione del guadagno per ottenere minor distorsione del segnale. Si è deciso di alzare leggermente i guadagni di entrambi gli stadi per sopperire alle

approssimazioni introdotte dalla scelta di componenti commerciali, e garantire un margine di amplificazione maggiore.

Si sceglie di modificare i valori dei resistori R_E , R'_C , R'_E e R'_4 al fine di migliorare l'uscita del circuito complessivo ed evitare che il segnale sia clippato. In Figura 4.6 il nuovo schematico.

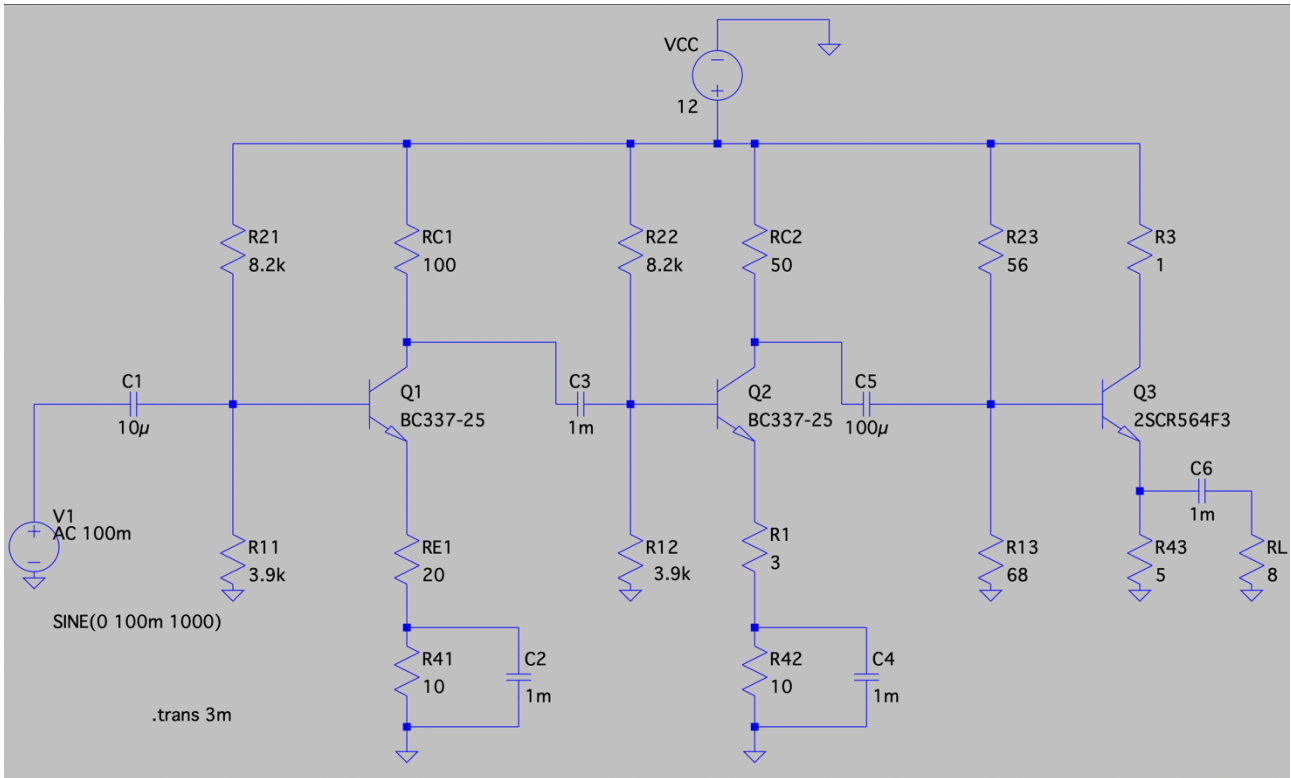


Figura 4.6 – Schematico LTspice multistadio complessivo revisionato, Fonte LTspice

Si prendono quindi:

$$R_E = 20 \Omega$$

$$R'_C = 50 \Omega$$

$$R'_E = 3 \Omega$$

$$R'_4 = 10 \Omega$$

Con queste considerazioni, il guadagno del circuito risulta essere ≈ 80 .

L'uscita mostrata in Figura 4.7 risulta essere perfettamente sinusoidale, ma non ancora in grado di raggiungere perfettamente i $3V_{pp}$. Si osserva infatti che la amplificazione non arriva ad essere di 30 volte precise il segnale di ingresso, ma a causa probabilmente delle molteplici approssimazioni, ancora una volta il risultato è inferiore a quello che ci aspettavamo.

Resta tuttavia, un risultato più che accettabile.

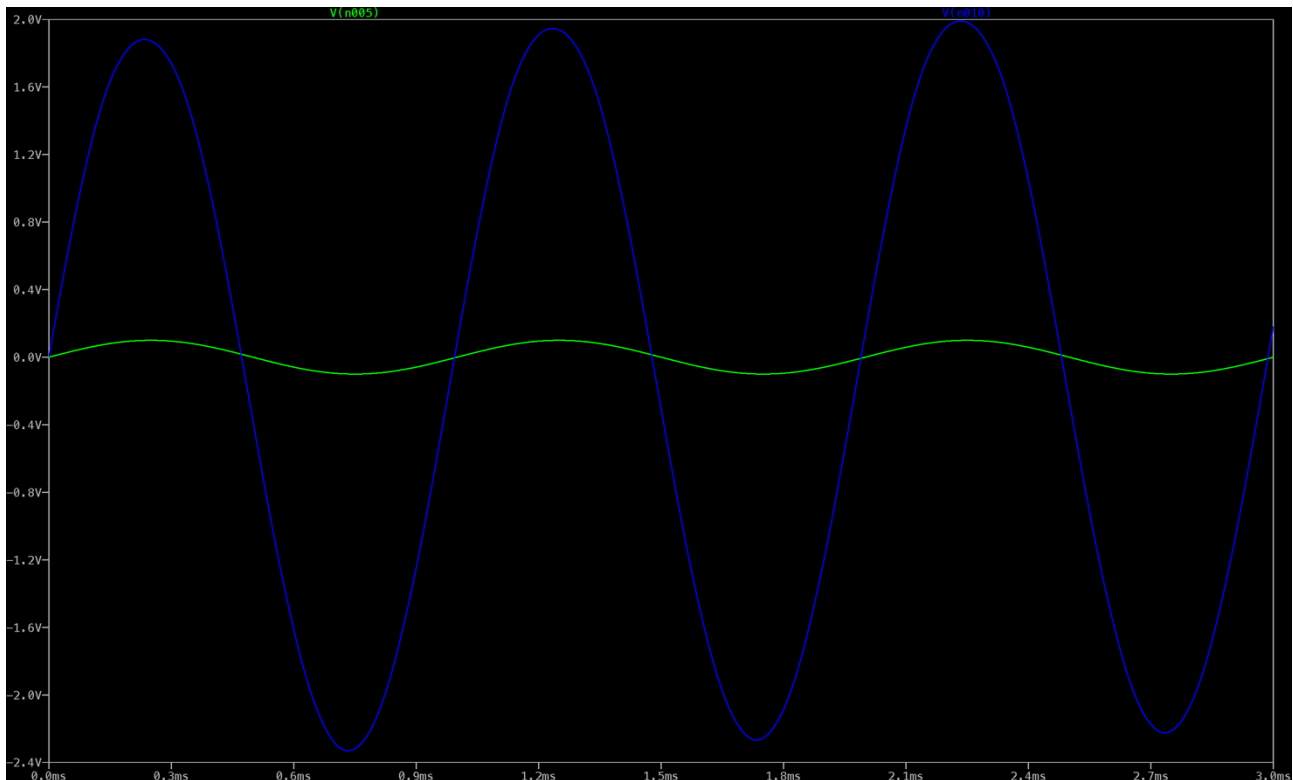


Figura 4.7 – In verde la tensione di ingresso al multistadio, in blu la tensione finale perfettamente sinusoidale amplificata in uscita sul carico. Fonte: simulazione LTspice

Analisi spettrale: Diagrammi di Bode di modulo e fase

A proposito di frequenze, è necessario effettuare l'ultimo test che riguarda la risposta in frequenza del circuito. Dobbiamo andare a verificare che la presenza dei condensatori, elementi che in regime variabile non sono neutri, non modifichi il comportamento del circuito per determinate frequenze. Andiamo quindi a proiettare i diagrammi di Bode di ciascuno stadio per fare delle considerazioni nel dominio della frequenza. La simulazione dei diagrammi di bode è stata impostata con frequenza di inizio a 20 Hz e frequenza di termine a 20 kHz, che sono proprio il range di frequenze di nostro interesse per l'ambito audio.

Dalla Figura 4.8 analizziamo i diagrammi di Bode del primo stadio.

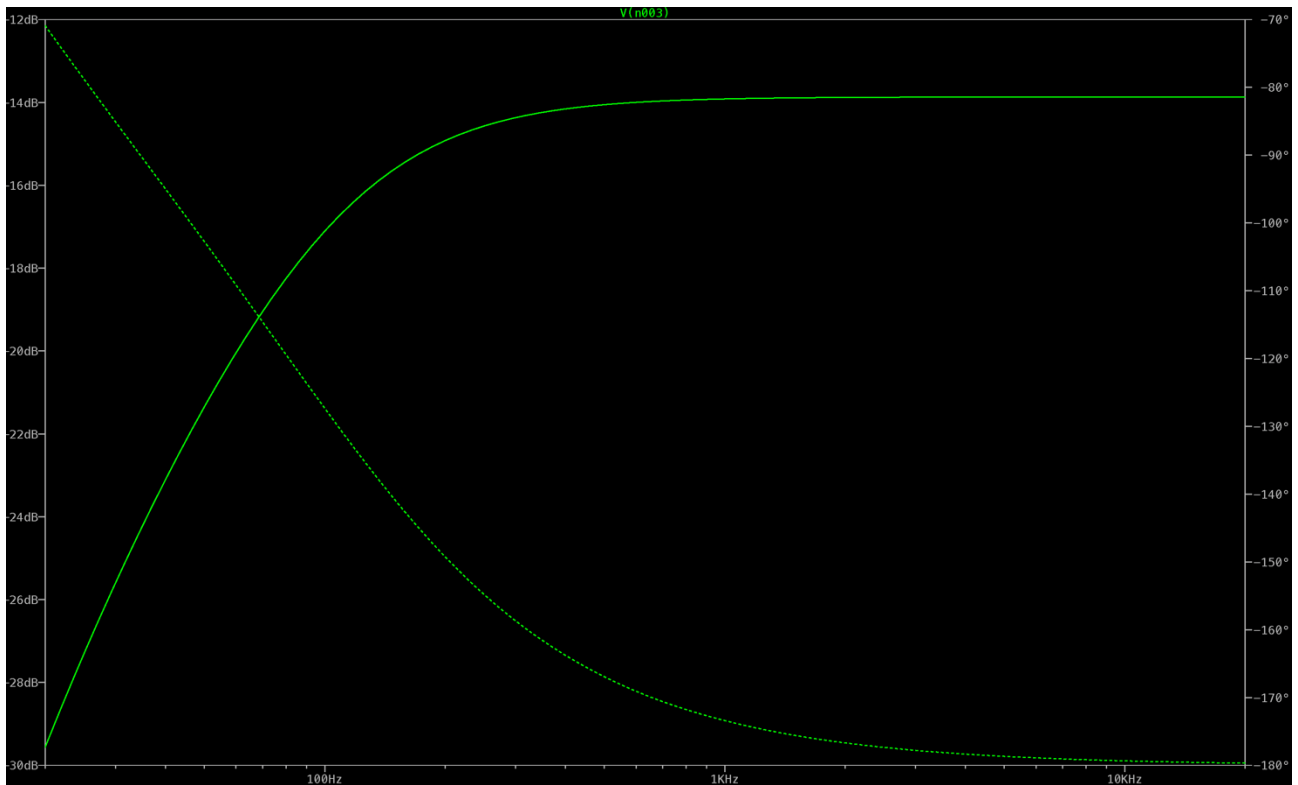


Figura 4.8 – Diagramma di Bode di modulo e fase del primo stadio C-E. Fonte LTspice

Osserviamo che il modulo tende per frequenze crescenti a $-13.97 \text{ dB} = 0.2$ che è proprio il modulo dell'uscita che ci aspettiamo da tale stadio.

Sempre per frequenze crescenti osserviamo che il segnale viene sfasato di -180° . Ciò è coerente con questo atteso, in quanto sappiamo molto bene che il segnale di uscita da un tale amplificatore è sfasato rispetto al segnale di ingresso proprio di $\pm 180^\circ$.

Queste precedenti considerazioni sono valide per frequenze superiori a circa 100 Hz , prima osserviamo che il segnale non si comporta come vorremmo idealmente. Per migliorare ulteriormente il circuito su questo aspetto, bisognerebbe dimensionare il circuito su uno spettro più ampio; ricordiamoci che in fase di progetto sono stati scelti in condensatori basandosi su un segnale a 1000 Hz , ed è per questo motivo che il circuito ben performa su questo particolare spettro.

Dalla Figura 4.9 si ricavano le seguenti considerazioni.

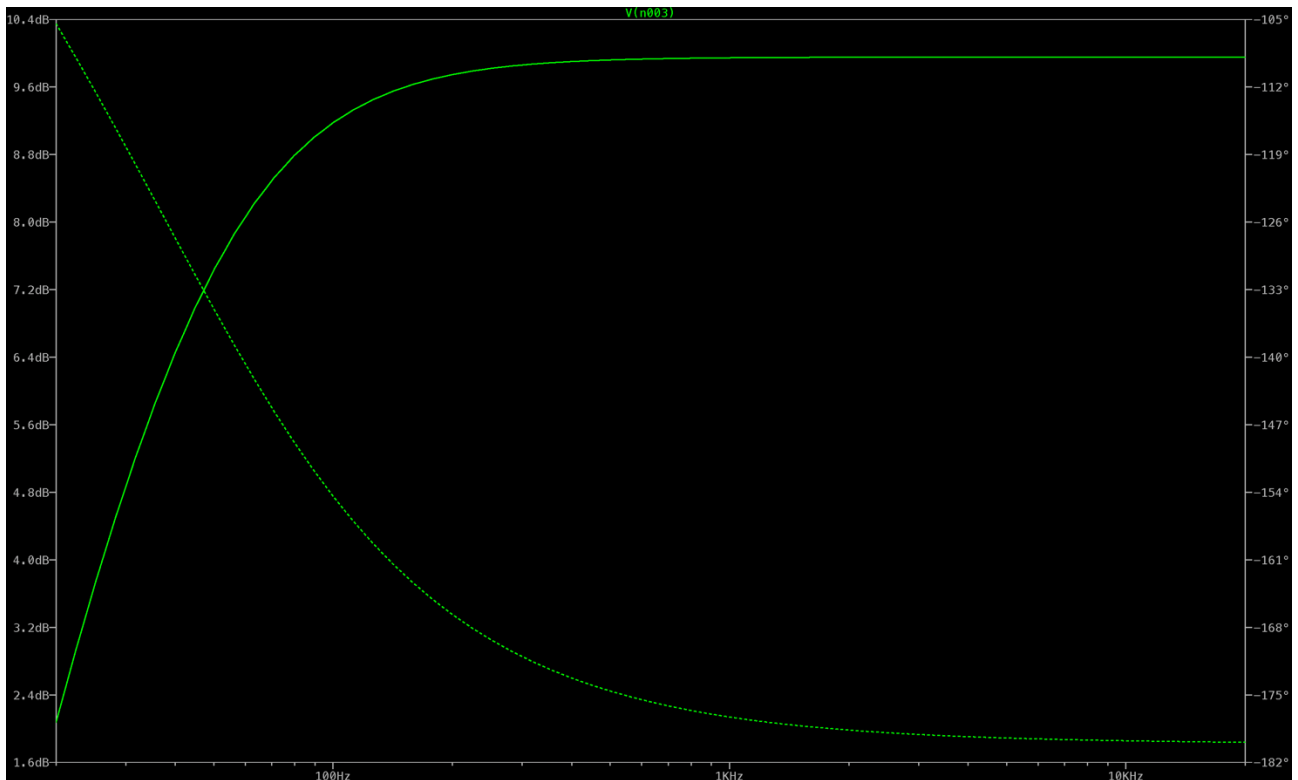


Figura 4.9 – Diagramma di Bode di modulo e fase del secondo stadio C-E. Fonte LTspice

Il modulo per frequenze crescenti tende a $9.6 \text{ dB} = 3$, il modulo del segnale in uscita da questo stadio. Anche qui la fase scende a -180° . Il circuito si comporta come ci si aspettava. Importantissimo è l'ulteriore sfasamento di -180° , che sommato allo sfasamento del segnale uscente dal primo C-E riporta in fase l'uscita del circuito. Si ricorda che i due segni meno nei guadagni tra uno stadio e l'altro andavano a elidersi alla fine del multistadio.

Analizziamo infine il comportamento dell'ultimo stadio in Figura 4.10. Ci aspettiamo che il modulo non venga toccato, ma rimanga a 9.6 dB , mentre la fase resti a $0 = \pm 360^\circ$ per frequenze maggiori di 1000 Hz .

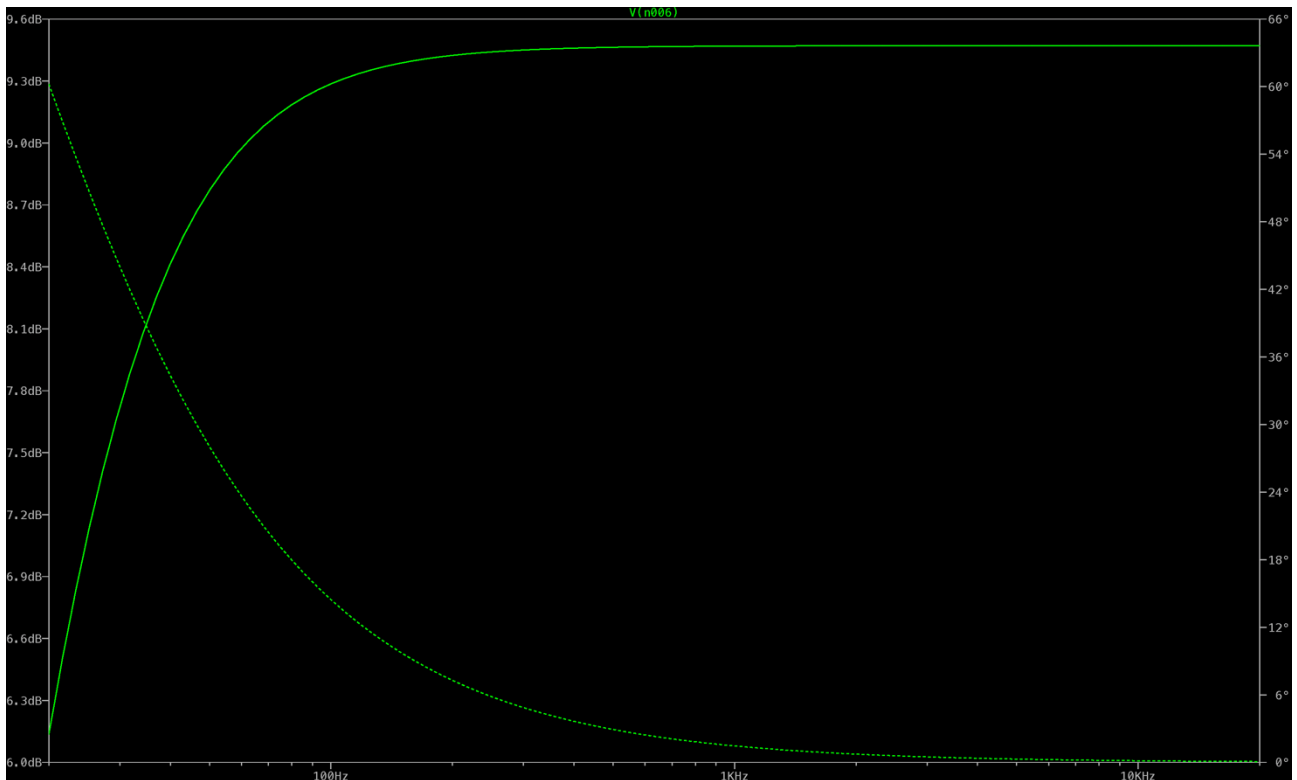


Figura 4.10 – Diagramma di Bode di modulo e fase dello stadio finale C-C. Fonte LTspice

Il circuito si comporta come da teoria. Modulo che resta a circa 9.6 dB e fase che per le frequenze della nostra analisi resta a 0°, non modificando il comportamento del segnale in uscita dal secondo stadio. Si limita infatti semplicemente ad aumentare la corrente in uscita, mantenendo una bassissima resistenza R_{out} .

Infine, in Figura 4.11, viene mostrato il diagramma di Bode dell'uscita complessiva dai tre stadi, che coincide perfettamente con il diagramma in uscita dal terzo stadio, a meno della limitazione sul modulo di cui si è discusso in precedenza, relativa alle molteplici e troppe approssimazioni in fase di dimensionamento. L'uscita, infatti, è limitata superiormente da circa 6.6 dB = 2.3 V Tuttavia, come osserviamo, la fase è nulla, non vi è alcun sfasamento.

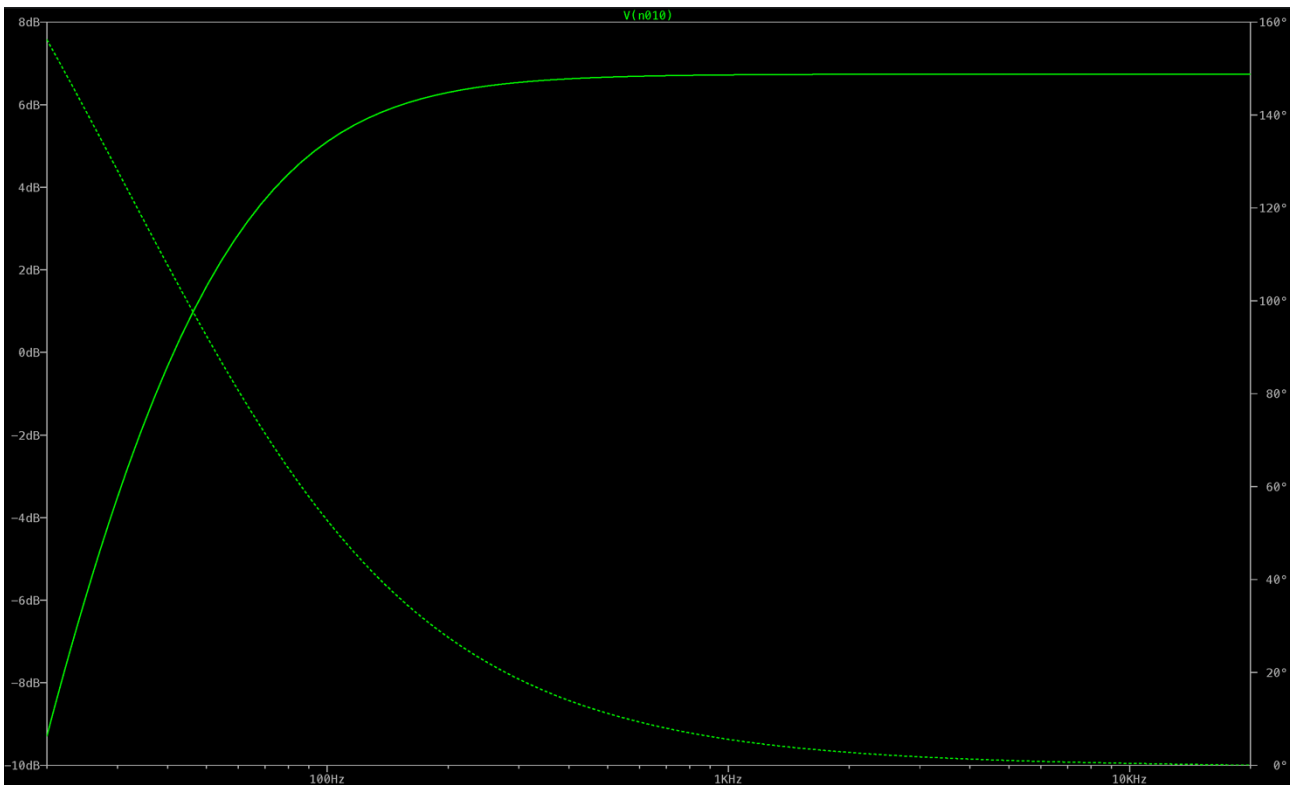


Figura 4.11 – Diagramma di Bode di modulo e fase del multistadio complessivo. Fonte LTspice

Efficienza: considerazioni su potenza dissipata ed utilizzata

In conclusione, di questa parte teorica della trattazione, è necessario commentare l'efficienza della soluzione che in questo testo è stata realizzata. Per farlo è utile andare a confrontare il rapporto tra potenza disponibile al carico e potenza erogata, per chiarire se il nostro progetto è a tutti gli effetti un progetto efficiente e quindi commercialmente appetibile, o se ha ulteriori margini di miglioramento per diventare una soluzione competitiva.

Partendo dalla potenza disponibile al carico, come è stato sottolineato a più riprese, essa è di 1 W in base alle limitazioni che abbiamo posto all'inizio della trattazione. Fornire questa potenza era l'obiettivo minimo per questo progetto.

Per trovare la potenza erogata dobbiamo considerare ogni componente che riceve corrente dall'alimentatore a 12 V. Ricordando l'equazione della potenza erogata da un generatore:

$$P_{erogata} = V_{generatore} \cdot I_{erogata}$$

Percorrendo ogni ramo del circuito dall'alto verso il basso, il circuito riceve le seguenti alimentazioni.

$$P_1 = I_{R_1} \cdot V_{CC} = 1.2 \text{ mW}$$

$$P_2 = I_C \cdot V_{CC} = 528 \text{ mW}$$

$$P_3 = I'_{R_1} \cdot V_{CC} = 1.2 \text{ mW}$$

$$P_4 = I'_C \cdot V_{CC} = 528 \text{ mW}$$

$$P_5 = I''_{R_1} \cdot V_{CC} = 1.2 \text{ W}$$

$$P_6 = I''_C \cdot V_{CC} = 12 \text{ W}$$

$$P_{erogata} = \sum_{i=1}^6 P_i = 14.26 \text{ W}$$

Di conseguenza l'efficienza del circuito è:

$$\eta = \frac{P_{carico}}{P_{erogata}} = 0.07 = 7\%$$

Chiaramente una efficienza molto contenuta, che con accorgimenti opportuni può essere migliorata. Dove è dissipata la potenza che non viene resa disponibile al carico? Chiaramente si dissipa per Effetto Joule, quindi sottoforma di calore, sui resistori e soprattutto sui transistor. Non per nulla, nel caso del terzo transistor, che deve dissipare una potenza di $P_{BD435} = V''_{CE} \cdot I''_C \approx 5 \text{ W}$, bisogna provvedere ad implementare un opportuno dissipatore per evitare che si surriscaldi troppo e comprometta il corretto comportamento del circuito.

Tuttavia, confrontata con altri stadi di uscita risulta essere comunque un risultato discreto. Basti pensare che uno stadio di uscita di tipo Classe A ha un'efficienza sempre minore del 25%.

CAPITOLO 5

Circuito dimostrativo finale

Una volta terminata l'analisi con LTspice, è il momento di realizzare e testare fisicamente il circuito su breadboard. Verranno utilizzati i componenti attivi e passivi descritti nei Capitoli precedenti. Il circuito è alimentato a 12 V da un generatore di tensione da banco. Il segnale campione di ingresso a 200 mVpp e 1000 Hz è generato mediante un generatore di funzioni e immesso nel circuito tramite connettori BNC. L'analisi della forma d'onda in uscita è analizzata mediante oscilloscopio Rigol®.

Il circuito

Viene montato inizialmente il primo stadio che avrà il compito di ricevere il segnale in ingresso dal generatore di funzioni, o nella successiva applicazione, dall'ingresso jack 3.5 mm. In Figura 5.1 possiamo esaminare il primo stadio C-E, riconoscendo il transistor BC337, i 5 resistori e i 3 condensatori. Ad esso è connesso il jack audio per l'inserzione del segnale, che in Figura 5.1 invece riconosciamo immesso tramite connettore BNC.

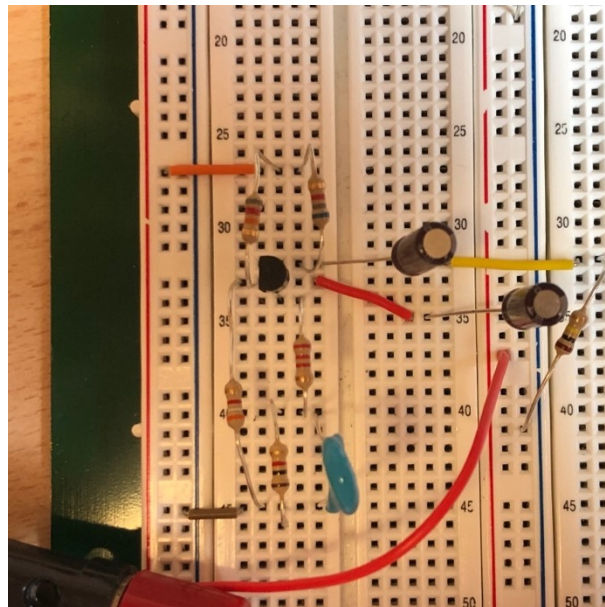


Figura 5.1 – Stadio di ingresso C-E realizzato su breadboard. Fonte: Laboratorio ACME, DEI

Ad esso è in seguito connesso il secondo stadio C-E, presente in Figura 5.2. Anche qui sono presenti il BC337 e i componenti passivi della rete di polarizzazione e amplificazione.

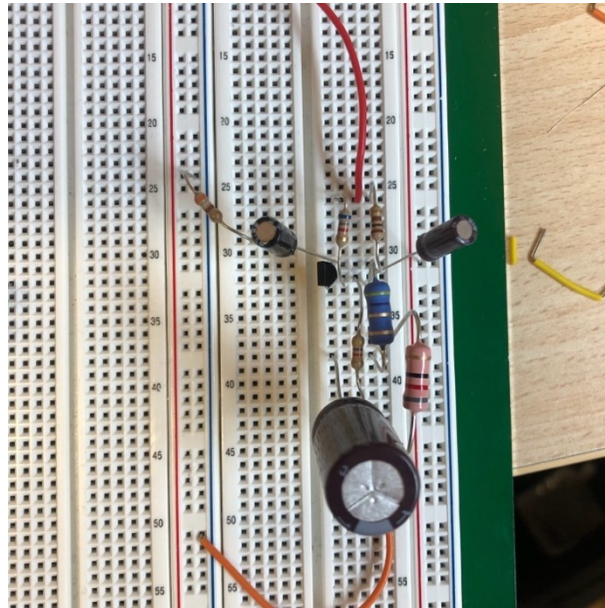


Figura 5.2 – Stadio intermedio C-E realizzato su breadboard. Fonte: Laboratorio ACME, DEI

Chiude la catena lo stadio di potenza C-C in Figura 5.3, Qui è possibile riconoscere i 4 resistori di polarizzazione e amplificazione, e un quinto resistore da 10Ω che per le misure ha sostituito lo speaker magnetico (si ricorda che 8Ω non è un valore della Serie E12)

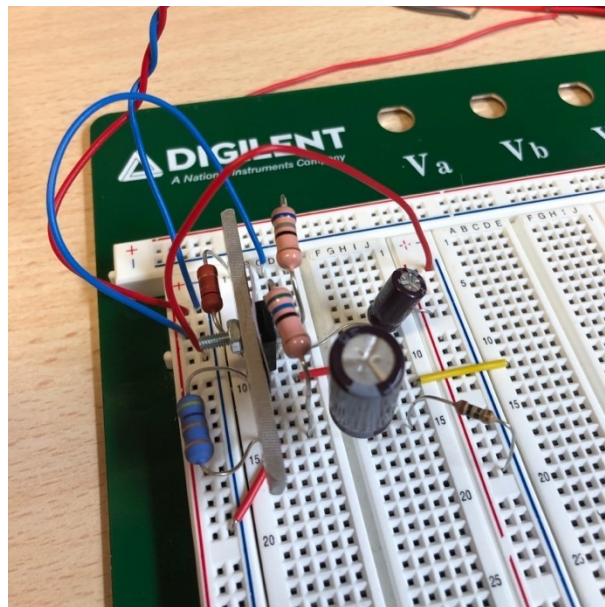


Figura 5.3 – Stadio di uscita C-C realizzato su breadboard. Fonte: Laboratorio ACME, DEI

Si osserva che al transistor BD435 è stato incorporato un dissipatore di calore composto da una barra metallica e da un tessuto siliconato per l'abbattimento della temperatura del transistor. In Figura 5.4 il dettaglio del dissipatore di calore. Come descritto nei capitoli precedenti, questa precauzione è necessaria per evitare di compromettere il circuito o peggio ancora, danneggiare il componente o la

strumentazione. Chi scrive intende sottolineare che questo particolare stadio è stato di difficile realizzazione pratica in quanto i componenti, percorsi da una corrente così intensa, tendono a scaldarsi molto rapidamente. Come raccomandazione per studi futuri viene quella di progettare una soluzione che non porti il progetto a scaldarsi così esponenzialmente, che comporta un rischio per la buona riuscita del progetto. Una soluzione proposta potrebbe essere quella di lavorare su questo particolare stadio con correnti più piccole di 1 A.

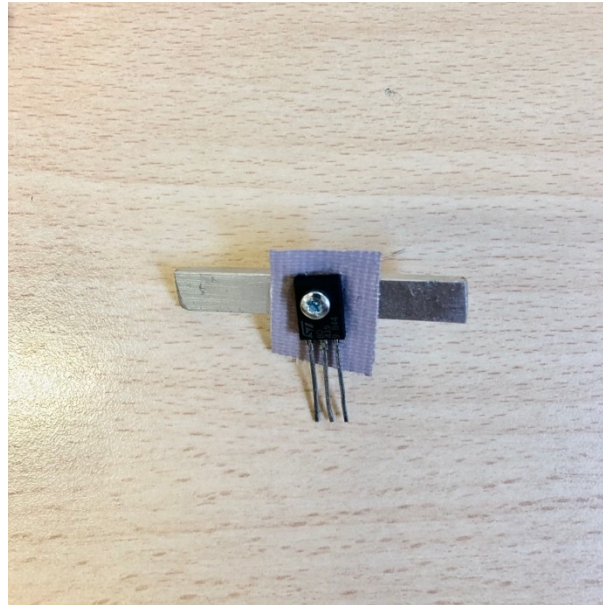


Figura 5.4 – Transistor BD435 con dissipatore di calore. Fonte: Laboratorio ACME, DEI

Infine, si presenta il multistadio completo in Figura 5.5. Notiamo che è stato completato con l'ingresso jack e lo speaker. Il lettore può quindi immaginarsi che all'interno di qualsiasi dispositivo per la riproduzione audio sia presente un circuito come quello in figura, ovviamente miniaturizzato, ma che svolge le medesime funzioni: amplificazione di un segnale elettrico con guadagno opportuno dimensionato in base al carico, e trasformazione di tale segnale in onde meccaniche udibili.

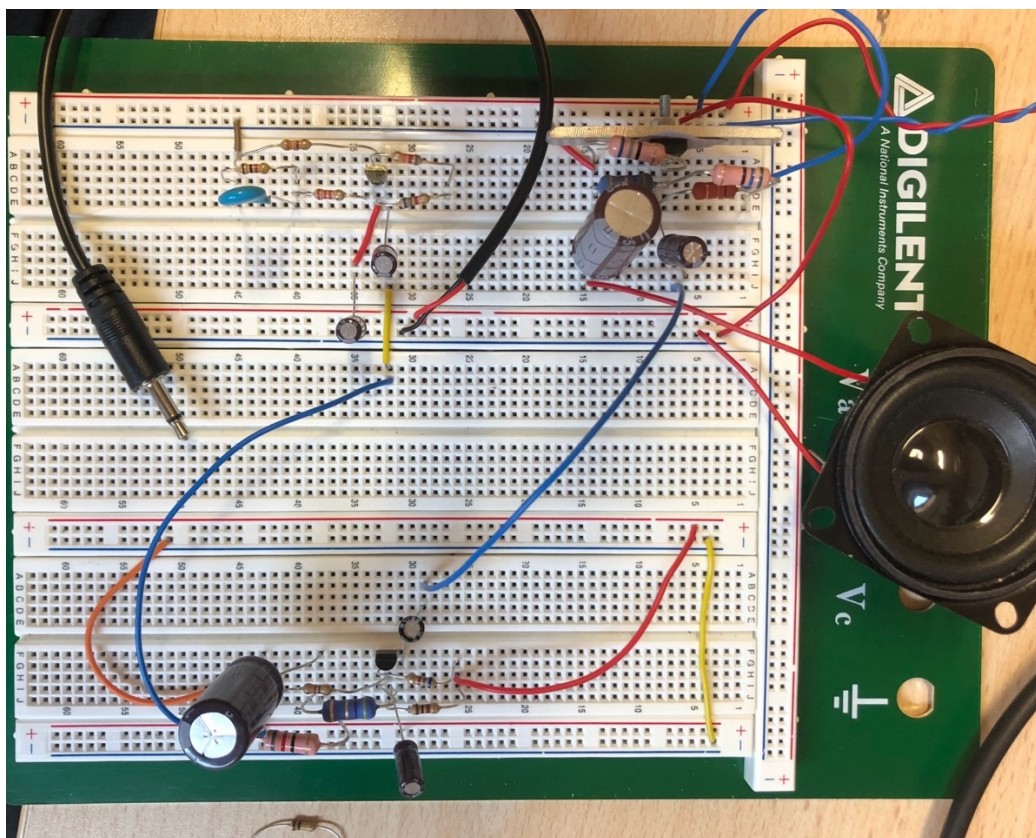


Figura 5.5 – Amplificatore multistadio finito. Fonte: Laboratorio ACME, DEI

Non resta che presentare i risultati del test sul circuito finito. Il segnale di ingresso è ormai il ben noto segnale a 200 mV_{pp} e 1000 Hz (Figura 5.6) e il segnale di uscita è coerentemente un segnale a $\sim 2.5\text{ V}_{pp}$ e 1000 Hz , come da previsione simulata nel Capitolo 6.

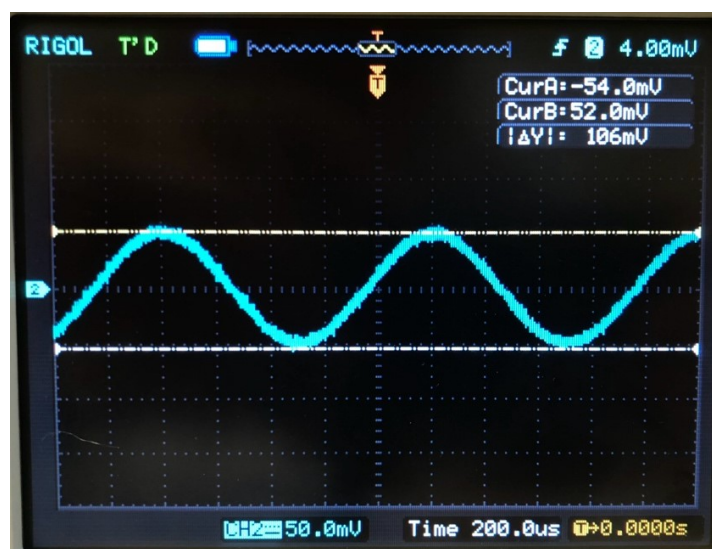


Figura 5.6 – Segnale campione di ingresso

Sfortunatamente il test su breadboard era stato effettuato prima della correzione operata per eliminare il clipping nel segnale. Per questo motivo ci dobbiamo limitare ad osservare i risultati della simulazione LTspice del Capitolo precedente. Tuttavia, siamo consapevoli che nel momento in cui le simulazioni circuitali forniscono dei risultati ottimi, anche la verifica su breadboard risulterà ottima. Motivo per cui, c'è da ritenersi molto soddisfatti anche se non si è riusciti a correggere il circuito reale.

Può essere una strada stimolante per il futuro riprendere in mano questo progetto, e migliorarlo, per renderlo davvero un prodotto compatibile al 100 % con le richieste progettuali. Resta comunque la soddisfazione di aver portato a termine un progetto finito è funzionante, con una buona banda, e una discreta efficienza energetica. Non si evidenziano particolari punti critici nella realizzazione del progetto se non la complicata gestione del riscaldamento del transistor BD435 e la difficoltà causa molteplici approssimazioni, di ottenere un risultato con l'ampiezza desiderata.

Chi scrive farà tesoro di quanto imparato durante tutta la progettazione di questo particolare amplificatore, e sarà un punto di inizio per i futuri studi magistrali.

CONCLUSIONI

Questo testo è stato ideato e scritto per rispondere ad una domanda che l'autore si poneva fin dall'inizio di un corso di microelettronica, frequentato nell'arco dell'ultimo anno accademico. Davvero la musica e tutto ciò che ascoltiamo in origine è un segnale elettrico?

Chi scrive ha la speranza che la trattazione, che qui volge al termine, fornisca sufficienti prove che la risposta a tale domanda è certamente una risposta affermativa. Anzi, non solo è un semplice segnale elettrico, ma è sempre gestito dagli stessi due elementi prima di essere “udibile”: l'amplificatore e l'altoparlante.

In particolare, il ruolo e la caratterizzazione dell'amplificatore sono stati il focus principale di questa tesi. Si è studiato in primis il suo ruolo teorico nella catena della riproduzione audio. Seguendo poi delle ipotesi implementative si è scelta la strada migliore per realizzarlo fisicamente. Tali soluzioni progettuali sono state accuratamente motivate prima da equazioni di stampo teorico, e infine da verifiche pratiche al simulatore circuitale e in laboratorio.

L'autore vuole sottolineare come dietro quelle grigie e semplici equazioni che motivano il dimensionamento (e quindi il circuito finale), ci sia stato un enorme studio personale delle migliori ipotesi di progetto. Si è riscontrato che sul web, infatti, molto spesso dilaga la disinformazione sul tema. Quasi sempre mentre si è alla ricerca di documentazioni, ci si imbatte in video dimostrativi o brevi articoli divulgativi che forniscono informazioni sull'argomento prive di qualsiasi dimostrazione o verifica sperimentale. Alcune soluzioni implementative che venivano proposte, se sottoposte a test al simulatore, producevano risultati tutt'altro che ottimi, anzi spesso incongruenti. Una prima difficoltà per il progettista è stata dunque quella di scegliere come approcciarsi al problema. Si è deciso di procedere nella maniera che in questi tre anni passati in facoltà è stata la più difficile, ma anche quella di maggior successo. Basarsi sulla teoria studiata e approfondita nei corsi di elettronica e microelettronica, e progettare da zero l'amplificatore con carta e penna alla mano, ma soprattutto con l'immenso aiuto fornito da LTspice.

Non è stato un lavoro semplice, anzi al contrario prima di raggiungere la soluzione ideale, altre strade sono state percorse e scartate, altri circuiti sono stati realizzati e depennati, dal momento che non corrispondevano agli standard che chi scrive voleva raggiungere. Sono stati fatte, come già ampiamente discusso, delle scelte dolorose, che limitavano dei possibili risultati migliori in termini di prestazioni e di qualità. Tuttavia, queste scelte sono anch'esse state motivate. Nulla è stato lasciato per semplice assunto.

Un'ulteriore difficoltà incontrata è stata quella di adattare un modello specifico di circuito ad un carico ben definito. Spesso nei testi teorici non vi è nessuna indicazione su come applicare la teoria dell'amplificazione a progetti reali, ed è per questo motivo che chi scrive è pienamente soddisfatto

della riuscita del progetto, che si pone come una guida dettagliata per la realizzazione di amplificatori audio.

Tuttavia, seppur tra le intenzioni vi fosse quella di essere il più esaustivo possibile, l'autore stesso rimanda chi, grazie a questo testo, si è interessato all'argomento dell'elettronica audio, alla lettura di ulteriori testi che meglio approfondiscono il tema. Si consiglia di consultare la bibliografia in appendice a questo testo, dove sono presenti pubblicazioni e articoli che hanno stimolato anche il progettista.

I risultati ottenuti sono ottimi, ma sicuramente non perfetti. Come dimostrato dalle simulazioni, l'obiettivo di ottenere una amplificazione di 30 volte il segnale di ingresso per alimentare a 1 W il carico è stato quasi ampiamente ottenuto. Tuttavia, in fase di prototipazione ci si è dovuti accontentare di risultati minimi. Si è dovuto infatti scendere a molteplici compromessi, che hanno portato soprattutto alle difficoltà riscontrate in fase di realizzazione fisica del circuito finale. In primo luogo, sono state fatte notevoli approssimazioni, ampiamente motivate in fase di dimensionamento. Di seguito, come è noto, bisogna fare i conti con il fatto che i componenti reali commerciali si discostano per cause naturali relative al processo di produzione, dai modelli matematici su cui si basa l'intero testo. Quindi spesso si verifica una non perfetta corrispondenza tra quanto simulato e quanto realizzato dal vivo. Una possibile soluzione a questo problema è sicuramente la realizzazione di un circuito stampato su scheda su misura, che non prescinda dai componenti reperibili in laboratorio. È comunque motivo di orgoglio aver progettato un amplificatore che ben si appresta all'utilizzo alle frequenze audio caratteristiche.

Certamente la realizzazione di un prototipo più performante è una sfida per il futuro stimolante, soprattutto per l'autore, che si approccerà negli studi futuri proprio a questa materia complessa ma affascinante che è l'elettronica.

Resta comunque alla fine di questo testo, la convinzione che Robert W. Carver aveva pienamente ragione. Senza amplificatore nessun film, canzone o podcast può esistere. Chiaramente, e l'autore crede fermamente nella seguente affermazione, solo investire in questo settore dell'industria porterà l'ascolto in diretta e l'ascolto da casa ad equivalersi.

INDICE

ABSTRACT	3
ABSTRACT – ENGLISH VERSION	5
INTRODUZIONE	7
CAPITOLO 1	
Scopo del progetto e specifiche	11
I transistor nell'amplificazione	11
Il segnale audio: caratterizzazione, ingresso e uscita	14
Amplificatore multistadio: definizione e requisiti progettuali	20
CAPITOLO 2	
Diagramma a blocchi e schematico circuitale	27
Schematico definitivo	27
I condensatori: Accoppiamento AC e Bypassing	31
CAPITOLO 3	
Dimensionamento del circuito	33
ZAD: Zona Attiva Diretta	33
Schematici DC dei singoli stadi	35
Analisi dei Datasheet	37
Ipotesi Progettuali	39
Dimensionamento: Stadio di Uscita C-C	42
Dimensionamento: Stadio intermedio C-E	44
Dimensionamento: Stadio di Ingresso C-E	46
Dimensionamento: Condensatori di Accoppiamento AC e di Bypassing	49

CAPITOLO 4	
Analisi con simulatore circuitale	55
Correttezza dell'analisi DC	56
Correttezza dell'analisi AC	58
Analisi Spettrale: Diagrammi di Bode di modulo e fase	63
Efficienza: considerazioni su potenza dissipata ed utilizzata	67
CAPITOLO 5	
Circuito dimostrativo finale	69
Il circuito	69
CONCLUSIONI	75
INDICE	77
BIBLIOGRAFIA	79
RINGRAZIAMENTI	81

BIBLIOGRAFIA

“Avicii”, Neil Z. Yeung, AllMusic, 2019, <https://www.allmusic.com/artist/avicii-mn0002393596/biography>

“Billions Club”, Spotify, Spotify, 2022, <https://open.spotify.com/BillionsClub>

Atkinson, J. “Bob Carver: Carving a Name for Himself”. Stereophile. 2010.

Walter, I. (2011). Steve Jobs. Mondadori.

Benvenuto, N., Zorzi, M. (2011). Principles of Communications Networks and Systems. Wiley.

“Why Apple Was Right to Remove the Headphone Jack”, Chamary J.V., Forbes, 2016, <https://www.forbes.com/sites/jvchamary/2016/09/16/apple-iphone-headphone-jack/?sh=28161f315348>

McClellan, J., Schafer R. W., Yoder, M. (2015). DSP First (Second edition). Pearson.

Suits B. (1998). Physics of Music – Notes. Michigan Tech University.

Jaeger, R. C., Blalock, T. N. (2016). Microelectronic Circuit Design, Fifth Edition. McGraw-Hill Education.

Alexander C. K., Sadiku, M. N. O. (2017). Circuiti Elettrici, McGraw-Hill Education.

Bisiacco, M., Valcher, M. E. (2015). Controlli Automatici II Edizione, Ed. Libreria Progetto.

LTspice, Analog Devices, Analog Devices, 25 August 2023, <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>

BC337, ONSEMI, ON Semiconductor, <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/bc337-d.pdf>

BD435, STMicroelectronics, STMicroelectronics, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/21991/STMICROELECTRONICS/BD435.html>

RINGRAZIAMENTI

A Monica e Davide. Dedico a loro tutto l'impegno e la fatica fatti in questi tre anni, anche se il più delle volte li ho ben celati dentro di me. Grazie per avermi capito e per avermi dato sempre il supporto di cui avevo bisogno, correggendomi quando sbagliavo. Grazie per avermi educato e fatto diventare la persona che sono adesso, anche se qualche volta ho voluto fare di testa mia. E la testa la ho sbattuta, tante volte. Sappiate che questa laurea e quello che accadrà di bello in futuro sono frutto dei vostri sacrifici, e che darò sempre il meglio di me stesso per stupirvi sempre. Senza di voi non sarei qui a scrivere queste righe. Mi riempie di orgoglio avere dei genitori come voi. Grazie Mamma, grazie Papà.

Ad Andrea. Grazie perché mi hai ricordato che non serve sempre correre, ma a volte la vita si può prendere con più calma. Grazie per i momenti semplici trascorsi insieme ogni giorno, in una pausa tra un'ora di studio e l'altra. Grazie per trasmettermi ogni giorno il messaggio che nella vita non c'è solo lo studio, ma c'è un mondo al di fuori di cose da fare. Sono contento di avere un fratello come te, e non sai quanto vuote siano le mie giornate quando tu non sei a casa per uno dei tuoi mille viaggi in giro per il mondo. Mi auguro di essere per te un punto di riferimento, e non un cattivo esempio da non seguire.

A Gaia. Grazie per la forza che mi hai dato in questi tre anni. In questa laurea c'è tanto di me, ma anche tanto di te. Ti ricordi vero? Questo percorso lo abbiamo iniziato e finito insieme, uno incoraggiato e supportato dall'altro. Ti ringrazio perché anche se sei lontana, sento sempre la tua presenza luminosa qui accanto a me. Grazie per la pazienza, per il conforto nei momenti in cui volevo gettare la spugna e mi sentivo piccolo. Infine, grazie per l'affetto che mi dai, sempre. Non si può trovare da nessun'altra parte un affetto così sincero e gratuito come quello che tu ogni giorno mi dai.

Ai miei meravigliosi nonni. Grazie per aver sempre creduto in me. Grazie per le domande su cosa studio, come vanno gli esami, che materia è..., anche se spesso le mie risposte erano per voi complicate. Ma a voi non importava, quello che vi importava è che io fossi felice. Grazie per i "come stai", e i "quando è che ci vediamo". Grazie perché so che mi pensate sempre, e che sarete dalla mia parte anche nei momenti di difficoltà. Grazie per ogni momento che passiamo insieme, che per me è prezioso più dell'oro. Vi voglio tanto bene.

A Nicola, Guido e Anna. Grazie per i momenti passati insieme in questi tre duri anni di studio. Grazie perché mi avete spesso distratto dalle mie ansie e dai miei problemi, e soprattutto mi avete tenuto compagnia quando mi sentivo solo. Grazie per avermi insegnato che se mi faccio aiutare i pesi che porto sulla schiena sembrano più leggeri. Grazie per le confidenze, le parole e i gesti di affetto. C'è un pezzetto anche di voi in questo percorso che volge al termine.

Ai miei fantastici amici di Noventana. Grazie per avermi insegnato che sono umano. Grazie per avermi fatto capire che posso sbagliare, e che se sbaglio non mi deve cadere il mondo addosso, ma si può ricominciare. Ricominciare dalle piccole cose belle e soprattutto dalle cose che so fare. Grazie per avermi insegnato a mettere in mostra le qualità che possiedo, e a dialogare con i miei molteplici difetti. Grazie per farmi sentire ogni volta unico.

Spesso ho cercato degli amici in giro per il mondo, quando bastava guardare dietro casa.

Life's a game made for everyone, and love is the prize.