



ECOLE POLYTECHNIQUE DE LOUVAIN-LA-NEUVE

FSAB1502 - PROJET 2

Concevoir, réaliser et qualifier un système de haut-parleur

Auteurs : Groupe 115,3

Thibaut CABO	(4353-1300)
Lise CÉRESIAT	(1965-1200)
Robin CRITS	(3236-1300)
Virgile GOYENS	(8339-1300)
Antoine PARIS	(3158-1300)
Marie-Charlotte SPARENBERG	(5408-1300)

Tuteur :

Pr. Piotr SOBIESKI

4 mai 2014

Année académique 2013-2014

Résumé

Dans le cadre du cours *Projet 2*, il nous a été demandé de concevoir un haut-parleur que l'on puisse connecter à un smartphone par le biais d'une prise Jack.

Pour arriver à nos fins, il a fallu passer par diverses étapes de modélisations mathématiques et physiques de composants du haut-parleur. Les situations réelles étant en général trop compliquées à étudier dans leur globalité (en tout cas à notre stade), ces modélisations se basent sur des hypothèses simplificatrices. Malgré que ces hypothèses soient parfois assez fortes, elles permettent d'arriver à un modèle relativement cohérent avec les expériences et mesures effectuées en laboratoire.

Ce document décrit en détail chacune des étapes de modélisation effectuées durant ce projet. Il présente aussi une synthèse des différentes recherches documentaires.

Bien que notre haut-parleur ne fonctionne pas aussi bien que nous l'aurions espéré, nous avons énormément appris de ce projet.

Notre état d'esprit est difficile à décrire, nous sommes déçus pour notre haut-parleur mais à part ça nous sommes satisfaits du travail effectué.

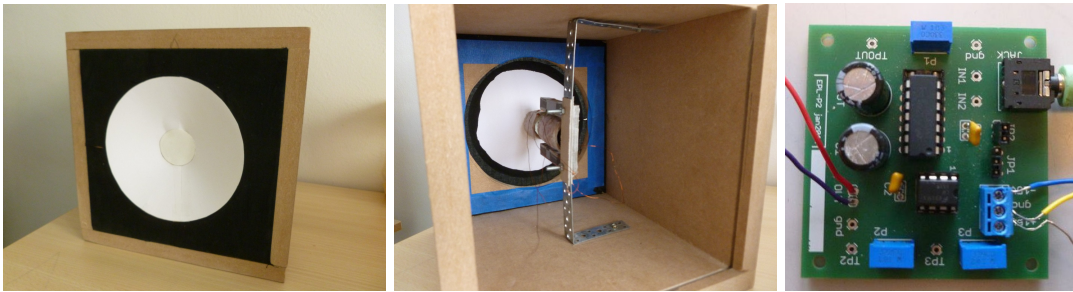


FIGURE 1 – L'aboutissement du projet : notre haut-parleur. | The result of the project : our loudspeaker.

Summary

In this course, *Projet 2*, we have been asked to make a loudspeaker that can be connected to a smartphone with a Jack-plug.

To achieve this task, we had to work out to find a way to go through it. We had to find mathematical and physical models but the real problem was too tricky for us so we had to make some simpler assumptions. However, we couldn't make random assumption because the theory had to fit with the test we did in the lab.

In this document, you'll find the necessary calculations and ideas to make such a tool. It also describes some of our documentary researches.

Even if our loudspeaker doesn't work as well as we wanted, we learned a lot from this challenge.

Our state of mind is pretty hard to describe : we are disappointed with the actual loudspeaker but quite proud of us for the rest.

Table des matières

1	Introduction	4
2	Fonctionnement du haut-parleur	5
2.1	Fonctionnement général	5
2.2	Modélisation des filtres passe-haut, passe-bas, et passe-bande	6
2.2.1	Le filtre passe-bas	6
2.2.2	Le filtre passe-haut	9
2.2.3	Le filtre passe-bande	10
2.3	Dimensionnement de l'électroaimant et de la bobine mobile	11
2.3.1	Fonctionnement et dimensionnement de la bobine fixe	12
2.3.2	Calcul de la constante de raideur de la membrane	13
2.3.3	Fonctionnement et dimensionnement de la bobine mobile	13
2.4	Modélisation mécanique du haut-parleur	14
2.4.1	Composition du haut-parleur	14
2.4.2	Étude du mouvement de la bobine mobile	14
2.4.3	Fréquence de résonance	16
2.5	Dimensionnement du haut-parleur	16
2.5.1	Le boîtier	16
2.5.2	La membrane	17
3	Recherche documentaire	18
3.1	La distorsion harmonique	18
3.1.1	Définition	18
3.1.2	Causes	18
3.1.3	Conséquences	18
3.1.4	Solutions	19
3.2	La contre-réaction ou réaction négative	19
3.2.1	Principe de la réaction	19
3.2.2	Effets des boucles de contre-réaction	20
4	Validation du haut-parleur	22
4.1	Description de l'appareillage	22
4.2	Compte-rendu des mesures	22
4.2.1	Mesures du champ magnétique produit par l'électroaimant	22
4.2.2	Mesures en différents points du circuit	22
5	Discussion et conclusion	24
5.1	Discussion	24
5.2	Conclusion	24

6	Annexes	27
6.1	Approximation de la fréquence de coupure	27
6.1.1	Filtre passe-bas	27
6.1.2	Choix de la méthode	29
6.1.3	Meilleure approximation	30
6.1.4	Passage en échelle logarithmique	30
6.2	Project specifications	31
6.3	Planning	32
6.3.1	Vue d'ensemble	32
6.3.2	Critique	32
6.4	Annexe documentaire	33
6.4.1	La contre-réaction ou réaction négative	33
6.4.2	La distorsion harmonique	33
6.5	Analyse séquentielle du circuit	38
6.5.1	La connexion avec la prise Jack	38
6.5.2	Le réglage du volume	38
6.5.3	Le réglage des graves et des aigus	39
6.5.4	L'amplificateur de puissance	40

Chapitre 1

Introduction

Dans le cadre du cours *Projet 2* du deuxième quadrimestre, notre groupe a été amené à concevoir un haut-parleur connectable, via une prise Jack 3.5 mm, à un GSM ou un MP3 (les contraintes et spécifications sont détaillées dans l'annexe "Cahier des charges"). En plus de cela, notre haut-parleur doit permettre un réglage du volume, des graves et des aigus. Un autre objectif du projet est d'apprendre à travailler et à s'organiser *en groupe*, comme le font tous les jours les ingénieurs.

Ce rapport s'articule principalement en deux grands chapitres. Le premier rassemble les différentes étapes de modélisations mathématiques et physiques de composants du haut-parleur. Dans ce chapitre, nous commencerons par une vue générale du haut-parleur qui nous permettra d'introduire les concepts physiques clés. Nous continuerons ensuite par la modélisation des filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande. Après cela, nous nous attarderons sur le dimensionnement de l'électroaimant et de la bobine mobile pour enfin terminer par la modélisation mécanique de la bobine mobile et le dimensionnement du haut-parleur.

Le deuxième chapitre contient quant à lui la synthèse des recherches documentaires effectuées. Ces recherches portent sur deux sujets liés à notre haut-parleur. Le premier concerne plutôt l'acoustique ; il s'agit de la distorsion harmonique. Le deuxième quant à lui concerne un concept lié au circuit électrique qui compose notre haut-parleur ; il s'agit du principe de la contre-réaction.

Penchons-nous sans plus tarder sur une description générale du système ¹ :

Le GSM ou le MP3 connecté au haut-parleur via le câble Jack va, dans un premier temps, envoyer un signal audio dans le circuit imprimé. Ce signal peut être modifié de trois façons :

- En réglant le volume, c'est-à-dire en modifiant l'amplitude du signal audio ;
- En réglant les graves et les aigus, c'est-à-dire en atténuant les basses ou les hautes fréquences. Il s'agit du rôle des filtres passe-bas et passe-haut qui, combinés, forment un filtre passe-bande ;
- En amplifiant le signal : c'est le rôle de l'amplificateur audio du circuit.

À la sortie du circuit imprimé, le signal *filtré* et *amplifié* va alimenter en courant la bobine mobile. Cette dernière va intercepter le champ magnétique constant produit par l'électroaimant, dimensionné préalablement pour répondre à notre cahier des charges. La bobine mobile va subir une force qui déplacera la membrane en fonction du signal audio et produira le son voulu.

1. Une description plus détaillée sera faite dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Fonctionnement du haut-parleur

2.1 Fonctionnement général

Notre haut-parleur peut être représenté schématiquement comme sur la Figure 2.1.

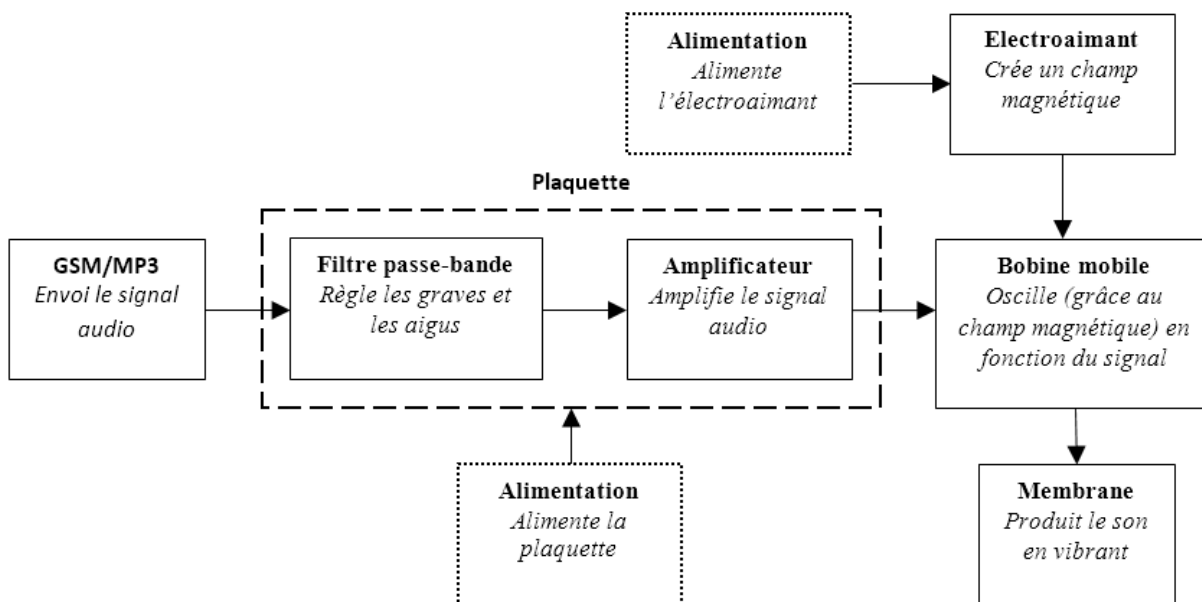


FIGURE 2.1 – Schéma fonctionnel du haut-parleur.

Le GSM ou le MP3 va dans un premier temps envoyer un signal audio via le câble Jack au circuit imprimé ; par la suite nous qualifierons ce signal de *brut*. Le circuit imprimé permet quant à lui de modifier ce signal brut de plusieurs façons :

- En réglant le volume, c'est-à-dire en modifiant l'amplitude du signal audio ;
- En réglant les graves et les aigus, c'est-à-dire en atténuant les basses fréquences (rôle du filtre passe-haut, circuit CR) ou les hautes fréquences (rôle du filtre passe-bas, circuit RC). Il s'agit du rôle des filtres passe-bas et passe-haut qui, combinés, forment un filtre passe-bande ;
- En amplifiant le signal : c'est le rôle de l'amplificateur audio du circuit.

À la sortie du circuit imprimé, le signal est alors *filtré* et *amplifié*. Ce signal traité ira ensuite alimenter en courant la bobine mobile. Cette dernière intercepte un champ magnétique constant, noté B , produit par l'électroaimant. L'électroaimant est constitué de fines lamelles de matériau magnétique en forme de "E" empilées les unes sur les autres. La perméabilité magnétique élevée de ce matériau ($\mu_r \approx 1600$) permet

de créer un champ magnétique plus fort. Autour de la branche centrale du "E" est enroulé du fil de cuivre, formant ainsi une bobine. Le champ magnétique B produit par l'électroaimant dans l'entrefer peut être calculé par la loi d'AMPÈRE :

$$B = \mu_0 \mu_r \frac{NI}{e}$$

Où N est le nombre de spires, I le courant traversant la bobine et e la largeur de l'entrefer.

La bobine mobile subit donc une force de LAPLACE dont l'expression est :

$$\vec{F} = i(t)\vec{L} \times \vec{B}$$

Où L est la longueur du fil et $i(t)$ le courant le traversant. Cette force est proportionnelle au courant traversant la bobine mobile. La membrane se déplacera donc de manière cohérente avec le signal audio et reproduira le son voulu. Enfin, la membrane pourra revenir à sa position d'équilibre grâce à des attaches qui, à la manière de ressorts, produisent une force de rappel dans la direction opposée au mouvement de la bobine mobile :

$$\vec{F} = -k\vec{x}$$

Où k est la constante de raideur des attaches et x est le déplacement de la bobine mobile par rapport à sa position d'origine (et donc la compression des attaches).

Remarque Une description plus détaillée de chaque composant du circuit électrique est présentée dans l'annexe "Analyse séquentielle du circuit".

2.2 Modélisation des filtres passe-haut, passe-bas, et passe-bande

Dans cette section, nous allons expliquer la méthode que nous avons utilisée pour trouver une expression analytique de la tension de sortie dans un filtre passe-bas, ainsi que dans un filtre passe-haut. Nous étudierons également la combinaison de ces deux filtres : le passe-bande.

Nous avons en réalité utilisé deux méthodes différentes qui, heureusement, aboutissent à la même solution. La première méthode utilise ce que nous avons appris au premier quadrimestre concernant les équations différentielles. Cette méthode est plus longue et plus compliquée que la deuxième, c'est pourquoi nous ne la décrivons pas ici. La deuxième méthode utilise ce que nous avons appris au deuxième quadrimestre concernant les équations différentielles et les nombres complexes.

2.2.1 Le filtre passe-bas

Le filtre passe-bas dans notre haut-parleur a pour but de laisser passer les basses fréquences et d'atténuer les plus hautes fréquences.

Soit V_R la tension à travers la résistance R , V_C la tension à travers le condensateur C , V_{in} la tension d'entrée et V_{out} la tension de sortie du filtre.

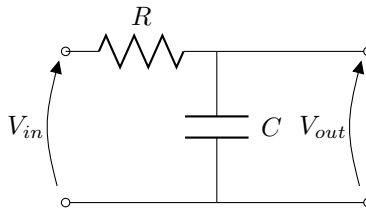


FIGURE 2.2 – Schéma électrique d'un filtre passe-bas

Sur le circuit ci-dessus (Figure 2.2), nous pouvons utiliser la loi des tensions de Kirchhoff :

$$V_{in} = V_R + V_{out}$$

Notons V l'amplitude de la tension d'entrée sinusoïdale, et $i(t)$ le courant en fonction du temps :

$$V \cdot \cos(\omega t) = R \cdot i(t) + V_C$$

Or, le courant $i(t)$ à travers un condensateur est donné par $C \frac{dV_C}{dt}$, l'équation devient alors une équation différentielle en la fonction inconnue $V_C(t)$:

$$V \cdot \cos(\omega t) = RC \frac{dV_C}{dt} + V_C$$

Nous pouvons réécrire cette équation de la manière suivante, où $y = V_C(t)$:

$$RCy' + y = V \cdot \cos(\omega t)$$

Cette équation va être la base de la méthode qui suit. Nous utiliserons également la condition initiale suivante :

$$y(0) = 0$$

Résolution de l'équation différentielle

Nous savons que $\cos(\omega t)$ est égal à la partie réelle de l'exponentielle complexe $e^{i\omega t}$. Nous réécrivons alors l'équation différentielle de la manière suivante :

$$RCy' + y = V \cdot e^{i\omega t}$$

Comme pour toute équation différentielle linéaire non-homogène, nous allons travailler en deux étapes :

Recherche de la solution homogène Le polynôme caractéristique de l'équation homogène est :

$$RC \cdot x + 1 = 0$$

Nous obtenons alors $x = \frac{-1}{RC}$ comme racine, et nous trouvons donc comme solution homogène :

$$y_h(t) = A \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$$

Où A est une constante appartenant à l'ensemble des réels.

Recherche de la solution particulière La solution particulière que nous recherchons est de la forme :

$$y_p(t) = \alpha \cdot e^{i\omega t}$$

Il nous reste donc à déterminer la constante complexe α . Pour ce faire, nous injectons dans l'équation de départ $y_p(t)$ et sa dérivée première. Nous trouvons alors :

$$\alpha = \frac{V(1 - RC\omega i)}{1 + R^2C^2\omega^2}$$

La solution particulière est donc :

$$y_p(t) = \frac{V(1 - RC\omega i)}{1 + R^2C^2\omega^2} \cdot e^{i\omega t}$$

Solution complète La solution finale $y(t)$ est égale à $y_h(t) + y_p(t)$:

$$y(t) = A \cdot e^{\frac{-t}{RC}} + \frac{V(1 - RC\omega i)}{1 + R^2 C^2 \omega^2} \cdot e^{\omega i t}$$

En retransformant ensuite l'exponentielle complexe en sa forme trigonométrique et en ne gardant que la partie réelle, nous obtenons :

$$y(t) = V_C(t) = \frac{V(\cos(\omega t) + RC\omega \sin(\omega t))}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + A \cdot e^{\frac{-t}{RC}}$$

Élimination de la constante Il ne nous reste plus qu'à éliminer la constante A en utilisant la condition initiale. Nous trouvons enfin :

$$A = -\frac{V}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Conclusion La tension de sortie en fonction du temps est donc donnée par :

$$V_{out} = \frac{V}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \cdot (\cos(\omega t) + RC\omega \sin(\omega t) - e^{\frac{-t}{RC}})$$

Nous pouvons ensuite réécrire cette formule de manière à faire apparaître le déphasage de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. En transformant $y_p(t)$ en utilisant la notation exponentielle $|z|e^{i\phi}$ d'un couple de la forme $a+bi$ et en utilisant ensuite la notation trigonométrique d'une exponentielle complexe, nous trouvons, après quelques simplifications et mises en évidence :

$$V_{out} = \frac{V}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} \left(-\frac{e^{\frac{-t}{RC}}}{\sqrt{1 + R^2 \omega^2 C^2}} + \cos(\arctan(-RC\omega) + \omega t) \right)$$

Il apparaît donc que le déphasage entre V_{out} et V_{in} est $-\arctan(RC\omega) = -\arctan(2\pi fRC)$. Ce déphasage augmente donc linéairement avec ω et est dû au temps que met le condensateur à se charger.

Vérification des résultats

Une première vérification que l'on peut faire est de vérifier que V_{out} tend vers 0 lorsque ω tend vers l'infini. C'est bien le cas ici puisque ω^2 est au dénominateur.

Nous pouvons ensuite regarder les graphes de V_{out} , V_{in} (Figure 2.3) et V_{out}/V_{in} (Figure 6.1). Les résultats sont encourageants.

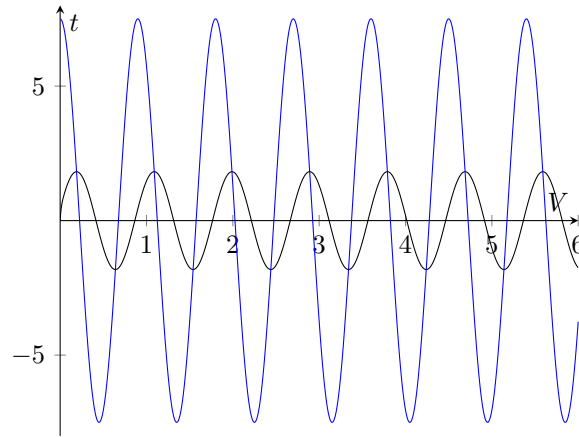


FIGURE 2.3 – Graphe de V_{out} (en noir) et V_{in} (en bleu) pour les valeurs suivantes : $V_{max} = 7.5$ V, $C = 0.00001$ F, $R = 1000$ Ω et $f = 63.66$ Hz

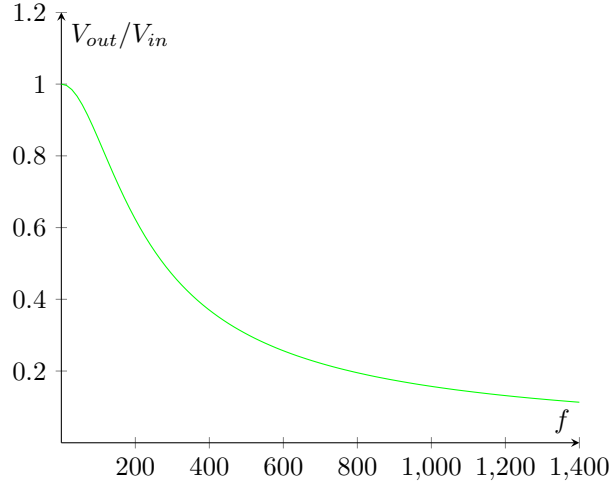


FIGURE 2.4 – Graphe de $V_{out}/V_{in} = \frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}$ pour les valeurs suivantes : $R = 100 \, \Omega$ et $C = 0.00001 \, \text{F}$.

2.2.2 Le filtre passe-haut

Le filtre passe-haut a le rôle inverse du filtre passe-bas : il atténue les basses fréquences et laisse passer les hautes fréquences.

Soit V_R la tension à travers la résistance R , V_C la tension à travers le condensateur C , V_{in} la tension d'entrée et V_{out} la tension de sortie du filtre.

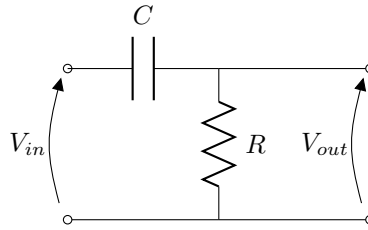


FIGURE 2.5 – Schéma électrique d'un filtre passe-haut.

Sur la Figure 2.5, la loi des tensions de Kirchhoff donne la même équation que pour le filtre passe-bas :

$$V_{in} = V_R + V_C$$

Cette fois, $V_{out} = V_R$. Or, nous connaissons déjà V_C que nous avons calculé dans la section précédente. Nous avons alors simplement :

$$V_R = V_{in} - V_C$$

$$V_{out} = \frac{V}{\sqrt{1 + R^2\omega^2C^2}} \left(\frac{e^{-\frac{t}{RC}}}{\sqrt{1 + R^2\omega^2C^2}} - \cos(\arctan(-RC\omega) + \omega t) \right) + \cos(\omega t)$$

Le déphasage reste donc le même que pour le filtre passe-bas.

Vérification des résultats

Pour le filtre passe-haut, nous allons cette fois vérifier que lorsque ω tend vers 0, nous avons V_{out} qui tend vers 0 également. Une fois de plus, c'est bien le cas.

Nous pouvons ensuite comparer les graphes de V_{out} , V_{in} (Figure 2.6) et V_{out}/V_{in} (Figure 2.7). Le déphasage apparaît clairement, et les fréquences les plus basses sont effectivement atténuées.

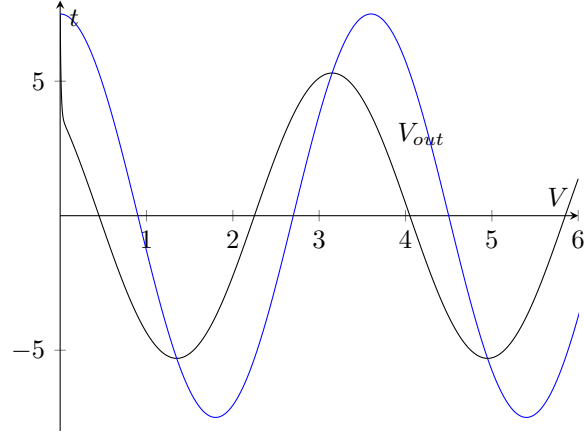


FIGURE 2.6 – Graphe de V_{out} et V_{in} pour les valeurs suivantes : $V_{max} = 7.5$ V, $C = 0.00001$ F, $R = 1000$ Ω et $f = 15.91$ Hz

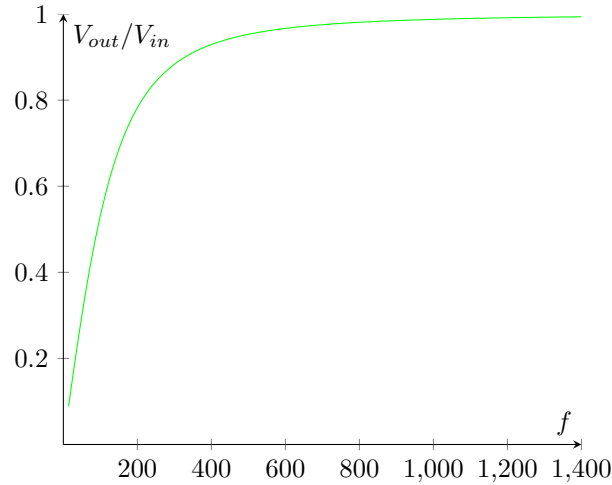


FIGURE 2.7 – Graphe de $V_{out}/V_{in} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}$ pour les valeurs suivantes : $R = 100$ Ω et $C = 0.0001$ F.

2.2.3 Le filtre passe-bande

Le filtre passe-bande sert, comme son nom l'indique, à laisser passer une certaine bande de fréquence. Il est constitué d'un filtre passe-haut suivi d'un passe-bas. Les fréquences de coupure respectives des filtres déterminent l'ampleur de la bande passante. Plus la résistance pour le filtre passe-bas (resp. passe-haut) est petite (resp. grande), plus la bande passante est large, étant donné que la fréquence de coupure est inversement proportionnelle à la résistance.

Soit $V_{in,1}$ la tension à l'entrée du filtre passe-bas, R_1 la résistance, et C_1 la capacité. Dans la section précédente, nous sommes arrivés au résultat suivant :

$$V_{out,1} = \frac{V_{in,1}}{\sqrt{1 + R_1^2 \omega^2 C_1^2}} \left(-\frac{e^{\frac{-t}{R_1 C_1}}}{\sqrt{1 + R_1^2 \omega^2 C_1^2}} + \cos(\arctan(-R_1 C_1 \omega) + \omega t) \right)$$

Cette tension de sortie du filtre passe-bas sera notre tension d'entrée pour le filtre passe-haut. Précédemment, dans la section concernant le filtre passe-haut, nous trouvons :

$$V_{out,2} = \frac{V_{in,2}}{\sqrt{1 + R_2^2 \omega^2 C_2^2}} \left(\frac{e^{\frac{-t}{R_2 C_2}}}{\sqrt{1 + R_2^2 \omega^2 C_2^2}} - \cos(\arctan(-R_2 C_2 \omega) + \omega t) \right) + V_{in,2} \cos(\omega t)$$

où $V_{in,2}$ est la tension à l'entrée du filtre passe-haut, R_2 la résistance, et C_2 la capacité. Étant donné que nous disposons d'un adaptateur d'impédance, nous pouvons nous permettre d'utiliser ces deux équations obtenues séparément. En remplaçant $V_{in,2}$ par $V_{out,1}$, la tension à la sortie du passe-bas, nous trouvons $V_{out,3}$, la tension de sortie finale. Après simplifications, nous obtenons :

$$V_{out,3} = \frac{V_{out,1} \cdot V_{out,2}}{V_{in,1}}$$

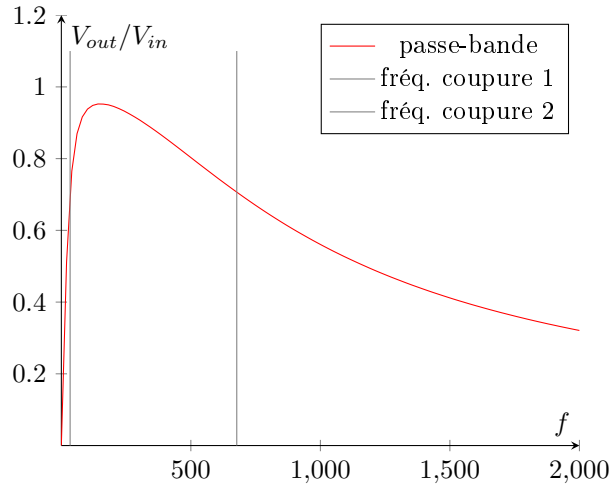


FIGURE 2.8 – Graphe de V_{out}/V_{in} pour le filtre passe-bande, pour les valeurs suivantes : $R_1 = 500 \Omega$, $R_2 = 10000 \Omega$, et $C = 0.00000047 \text{ F}$

Vérification des résultats

Au vu du graphe de $V_{out,3}/V_{in,1}$ de l'équation obtenue pour le passe-bande, nous pouvons valider notre résultat, étant donné que l'allure du graphique sur la Figure 2.8 correspond à nos attentes. En effet, les fréquences de coupure théoriques représentées sur la figure semblent concorder avec les courbes.

2.3 Dimensionnement de l'électroaimant et de la bobine mobile

Pour fabriquer notre haut-parleur, nous ne disposons pas d'aimant permanent. Nous avons donc dû créer un électroaimant à partir d'un matériau ferromagnétique qui nous a été fourni. Cette section présente dans un premier temps le dimensionnement de cet électroaimant, c'est-à-dire le nombre de spires choisi, la résistance totale de la bobine, etc.

Nous calculerons ensuite, de manière expérimentale, la constante de raideur de la membrane de notre haut-parleur. A partir de cela et de l'écartement maximal par rapport à sa position d'origine (choisi arbitrairement), nous pourrions calculer la force nécessaire pour déplacer la membrane, et par conséquent, le nombre de spires nécessaire sur la bobine mobile.

2.3.1 Fonctionnement et dimensionnement de la bobine fixe

Lorsqu'un courant traverse la bobine de cuivre, un champ magnétique est créé. Nous obtenons donc un électroaimant fixe générant le champ nécessaire au déplacement de la seconde bobine. C'est cette seconde bobine qui sera responsable du tremblement de la membrane.

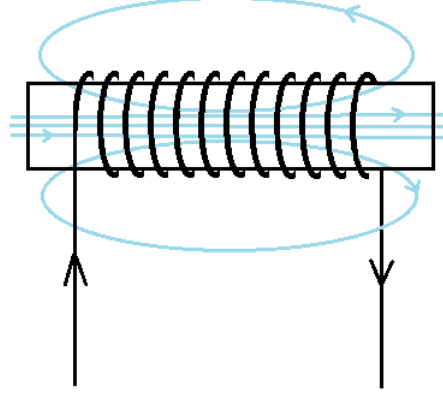


FIGURE 2.9 – Modélisation d'un électroaimant

Le nombre de spires de la bobine fixe, appelons-le N_1 , a été choisi arbitrairement de manière à produire un champ magnétique assez fort. Nous avons fixé ce nombre, selon les conseils de notre tuteur, à 420. Nous allons maintenant calculer les caractéristiques suivantes de notre électroaimant :

- Nombre de spires ;
- Résistance totale de la bobine ;
- Champ magnétique induit ;

Champ magnétique dans l'entrefer Pour créer un champ magnétique plus fort, nous avons réduit l'entrefer de 4 mm. Calculons dans un premier temps le champ magnétique dans l'entrefer en utilisant la conservation des flux. Pour ce calcul, nous utilisons l'hypothèse simplificatrice assez forte que tout le champ se trouve dans l'entrefer.

$$H_e \cdot e = N_1 I \Rightarrow \frac{B_e}{\mu_0 \mu_r} e = N_1 I$$

Pour $N_1 = 420$, l'entrefer $e = 0.007$ m, $\mu_r = 1.0000004$ $\frac{\text{H}}{\text{m}}$ la perméabilité magnétique de l'air et $I = 1$ A, nous trouvons alors :

$$B_e = 0.07539825 \text{ T}$$

Résistance totale de la bobine Pour calculer la résistance totale de la bobine, nous devons connaître la longueur totale de fil de cuivre utilisé. Pour cela nous utilisons la formule suivante :

$$L_{fil} = N_1 \cdot 2\pi r$$

Dans cette formule, on fait l'hypothèse que les spires qui constituent la bobine forment des cercles parfaits. Où $N_1 = 420$ est le nombre de spires de la bobine fixe, et r est la rayon des spires. Pour $r = 0.016$ m, nous trouvons :

$$L_{fil} = 42.22 \text{ m}$$

Il ne nous reste donc plus qu'à multiplier la longueur totale trouvée par la résistance linéique des fils de cuivre ($R_{lin} = 0.18 \text{ } \Omega/\text{m}$) :

$$R = L_{fil} \cdot R_{lin} = 7.6 \text{ } \Omega$$

N_1	B_e	R	L_{fil}
420	0.07539825 T	7.6 Ω	42.22 m

TABLE 2.1 – Tableau récapitulatif pour l'électroaimant.

2.3.2 Calcul de la constante de raideur de la membrane

Avant de pouvoir déterminer le nombre de spires de la bobine mouvante, nous avons dû déterminer expérimentalement la constante de raideur de notre assemblage papier-tissus utilisé pour faire la membrane. Notre procédure a été la suivante : nous avons suspendu notre membrane, pour ensuite y déposer différentes masses, et finalement mesurer son élongation. Nous obtenons ainsi une constante de raideur d'environ 85 N/m.

2.3.3 Fonctionnement et dimensionnement de la bobine mobile

La bobine mobile va intercepter le flux situé dans l'entrefer de l'électroaimant (Figure 2.10). Comme cette bobine mobile est traversée par un courant $i(t)$ qui dépend du signal audio envoyé par le circuit du haut-parleur, elle va subir une force de LAPLACE dont l'expression est :

$$\vec{F} = i(t)\vec{L} \times \vec{B}$$

Dans cette sous-section, nous allons calculer le nombre de spires nécessaires à cette bobine mobile afin qu'elle subisse une force capable de la faire se déplacer de 2 mm (écartement maximal de la membrane par rapport à sa position d'origine, choisi arbitrairement).

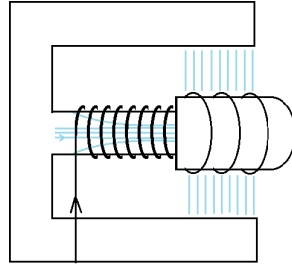


FIGURE 2.10 – Vue d'ensemble avec la seconde bobine.

Calcul du nombre de spires Etant donné que nous disposons d'un amplificateur qui, selon la datasheet[13], a une puissance de sortie de 2.5 W, et que la tension de sortie est de 15 V (en valeur efficace), nous pouvons trouver le courant maximal passant dans la bobine mobile :

$$I = \frac{P}{V} \cdot \sqrt{2} = 0.2357 \text{ A}$$

En fonction de la constante de raideur de la membrane trouvée dans la sous-section précédente et de l'écartement maximal de la membrane par rapport à sa position d'origine (fixé à $d = 2$ mm), nous sommes en mesure de trouver la longueur du fil de la bobine :

$$IL_{fil}B = kx \Rightarrow L_{fil} = \frac{kx}{IB} = 9.57 \text{ m}$$

En fixant le rayon $r = 17$ mm, nous pouvons déterminer N_2 :

$$L_{fil} = N_2 \cdot 2\pi r \Rightarrow N_2 = \frac{L_{fil}}{2\pi r} = 89.6$$

Ici aussi, nous avons fait l'hypothèse que les spires constituant la bobine forment des cercles parfaits. En connaissant l'encombrement de la bobine, qui est de 25,8 spires par cm, nous pouvons également calculer la longueur de la bobine :

$$L_{bobine} = \frac{N_2}{25.8} = 3.48 \text{ cm}$$

Calcul de la résistance totale de la bobine mobile Pour calculer la résistance totale de la bobine, il ne nous reste plus qu'à multiplier la longueur de fil trouvée précédemment par la résistance linéique du fil de cuivre ($R_{lin} = 0.18 \Omega/\text{m}$) :

$$R = L_{fil} \cdot R_{lin} = 1.72 \Omega$$

N_2	I	R	L_{fil}	L_{bobine}
90	0.2357 A	1.72 Ω	9.57 m	3.48 cm

TABLE 2.2 – Tableau récapitulatif pour la bobine mobile

2.4 Modélisation mécanique du haut-parleur

2.4.1 Composition du haut-parleur

Le haut-parleur est constitué de différentes parties : une membrane attachée par des fixations qui jouent le rôle de ressorts et reliée à une bobine mobile et une bobine fixe qui s'emboîte (sans frottement) dans cette dernière.

La bobine fixe va permettre à la bobine mobile de se déplacer exclusivement de gauche à droite (voir Figure 2.11), permettant ainsi à la membrane de vibrer (et donc de produire un son). Tout déplacement dans une autre direction serait dommageable car risquerait d'abîmer la membrane.

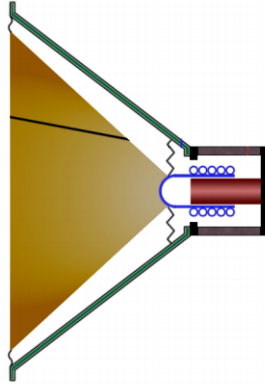


FIGURE 2.11 – Schéma d'un haut-parleur. (Source : *Modélisation mécanique du haut-parleur* sur iCampus)

2.4.2 Étude du mouvement de la bobine mobile

Nous allons maintenant écrire les équations du mouvement de la bobine mobile. Pour ce faire, nous plaçons un repère fixe $\{\hat{\mathbf{I}}\}$ dont l'origine O se trouve au centre de gravité de la bobine mobile à sa position d'équilibre (au temps $t = 0$). $\hat{\mathbf{I}}_1$ est parallèle à la bobine et dirigé vers la gauche, tandis que $\hat{\mathbf{I}}_2$ est dirigé perpendiculairement à la bobine mobile, vers le haut. La bobine mobile ne possède qu'un seul degré de liberté, qui est la distance entre O et son centre de gravité ; notons-la $\mathbf{x}(t)$. La position de la bobine est donc donnée par :

$$\vec{R}(t) = \mathbf{x}(t)\hat{\mathbf{I}}_1$$

Inventaire des forces Avant d'écrire l'équation du mouvement de la bobine, établissons l'inventaire des forces qui agissent sur celle-ci :

- Son poids, dont la résultante agit sur son centre de gravité : $-mg\hat{\mathbf{I}}_2$;
- La force de rappel des fixations (que l'on suppose agir comme des simples ressorts) : $-k\mathbf{x}(t)\hat{\mathbf{I}}_1$ où k est la constante de raideur des fixations ;
- La force électromagnétique causée par l'électroaimant : $BLi(t)\hat{\mathbf{I}}_1$ où B est le champ magnétique produit par l'électroaimant, L la longueur de fil de cuivre utilisée et $i(t)$ le courant électrique ;
- Le frottement dû à l'air ;

Parmi toutes ces forces, nous négligeons le frottement dû à l'air ainsi que le poids de la bobine mobile (sa masse étant relativement faible).

Équation du mouvement Nous avons maintenant tout à notre disposition pour écrire les équations du mouvement ¹ :

$$m\ddot{\mathbf{x}}(t) = -k\mathbf{x}(t) + BLi(t)\hat{\mathbf{I}}_1$$

En sachant que le signal d'entrée est une fonction de la forme $V(t) = V_0 \cos(\omega t)$ et que, par la loi d'Ohm, $V(t) = Ri(t)$ où R est la résistance du circuit, nous pouvons réécrire l'équation différentielle du mouvement de la manière suivante :

$$m\ddot{\mathbf{x}}(t) + k\mathbf{x}(t) = \frac{B2\pi rNV_0}{R} \cos(\omega t)$$

Où nous avons également fait apparaître le nombre de spires N et le rayon de la bobine r . Il ne reste donc plus qu'à résoudre cette équation différentielle.

Résolution de l'équation différentielle du mouvement Résolvons cette équation différentielle comme appris lors de ce deuxième quadrimestre. Cherchons d'abord la solution homogène de cette équation, notée $\mathbf{x}_h(t)$. Pour ce faire, résolvons le polynôme caractéristique :

$$mr^2 + k = 0 \Rightarrow r = \pm i\sqrt{\frac{k}{m}}$$

Nous avons donc, en ne gardant que la partie réelle :

$$\mathbf{x}_h(t) = Ae^{i\sqrt{\frac{k}{m}}t} + Be^{-i\sqrt{\frac{k}{m}}t}$$

Où A et B sont des coefficients complexes. Nous pouvons réécrire cette solution en terme de fonctions trigonométriques. En ne gardant que la partie réelle, nous obtenons :

$$\mathbf{x}_h(t) = C \cos(\sqrt{\frac{k}{m}}t) - D \sin(\sqrt{\frac{k}{m}}t)$$

Où C et D sont cette fois des coefficients réels.

Penchons-nous maintenant sur la solution particulière, notée $\mathbf{x}_p(t)$. Pour cette partie de la résolution, nous réécrivons le terme non-homogène sous la forme d'une exponentielle complexe. La solution particulière est de la forme :

$$\mathbf{x}_p(t) = \alpha e^{\omega it}$$

En injectant $\mathbf{x}_p(t)$ et sa dérivée seconde dans l'équation de départ, nous trouvons :

$$\alpha = \frac{B2\pi rNV_0}{R(-m\omega^2 + k)} \Rightarrow \mathbf{x}_p(t) = \frac{B2\pi rNV_0}{R(-m\omega^2 + k)} e^{\omega it}$$

En ne gardant que la partie réelle de l'exponentielle, nous avons finalement :

1. Dans cette section, nous utilisons les notations employées au cours de mécanique des corps rigides.

$$\mathbf{x}_p(t) = \frac{B2\pi rNV_0}{R(-m\omega^2 + k)} \cos(\omega t)$$

Par le principe de superposition des solutions des équations différentielles :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_h(t) + \mathbf{x}_p(t) = C \cos(\sqrt{\frac{k}{m}}t) - D \sin(\sqrt{\frac{k}{m}}t) + \frac{B2\pi rNV_0}{R(-m\omega^2 + k)} \cos(\omega t)$$

Pour trouver l'équation finale sans les coefficients inconnus C et D , il faudrait utiliser deux conditions initiales. La première condition initiale est assez simple à trouver. En effet, au temps $t = 0$, la bobine mobile n'a pas encore commencé à bouger, nous pouvons donc écrire :

$$\mathbf{x}(0) = 0$$

Ce qui nous donne immédiatement C . La deuxième condition initiale pourrait par exemple impliquer le fait que la vitesse de la bobine est nulle lorsqu'elle atteint son déplacement maximal (donc juste avant qu'elle ne commence à retourner vers sa position d'équilibre). Cependant pour écrire cette condition initiale, il faudrait connaître le temps t_f que met la bobine pour atteindre cette position maximale. On pourrait alors écrire :

$$\dot{\mathbf{x}}(t_f) = 0$$

Nous ne connaissons malheureusement pas ce temps qu'il faudrait mesurer expérimentalement.

2.4.3 Fréquence de résonance

Nous remarquons que si $\omega \rightarrow \sqrt{\frac{k}{m}}$, le dénominateur d'un des termes de l'équation du mouvement tend vers 0, et donc l'amplitude du mouvement tend vers ∞ . Cette situation n'a physiquement pas de sens. Nous notons cette fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$; il s'agit de la *fréquence de résonance*. Pour une masse de 0.02 kg et une constante de rigidité de 85 N/m, nous obtenons une fréquence de résonance pour notre haut-parleur de 10.38 Hz.

2.5 Dimensionnement du haut-parleur

Après avoir réalisé quelques recherches sur les haut-parleurs, nous avons pu imaginer le dispositif idéal à réaliser. En tenant compte des différentes contraintes qui nous étaient imposées, voici les différents choix que nous avons effectués.

2.5.1 Le boîtier

La première question qui s'est posée était celle du volume du caisson. Or le volume du caisson (V_b) est lié à la fréquence de résonance du haut-parleur à l'air libre (F_s) , la fréquence de résonance du haut-parleur fermé (F_b), et au volume d'air équivalent à la suspension du haut-parleur² (V_{as}) , selon l'équation suivante[11] :

$$\frac{F_b}{F_s} = \sqrt{\frac{V_{as}}{V_b} + 1}$$

Nous remarquons qu'un haut-parleur idéal serait de volume infini, étant donné que si $V_b \rightarrow \infty$, la fréquence de résonance serait égale à celle à l'air libre. Mais nous ne voulions pas d'un caisson trop grand, pour des questions pratiques et esthétiques. Le fait que la fréquence de résonance d'un haut-parleur fermé soit plus élevée que celle à l'air libre implique que la fréquence de coupure du passe-haut est également plus élevée. Cela a pour conséquence qu'un volume de caisson trop petit ne restitue pas les extrêmes graves. Nous avons finalement opté pour un boîtier cubique de 25 cm de côté.

Afin d'améliorer un peu le boîtier, nous avons également pensé à placer des pieds en caoutchouc afin de réduire les déplacements dûs aux vibrations du haut-parleur. Nous avons également pensé à placer un évent à

2. "Représente le volume auquel serait comprimé 1 m³ d'air pour exercer une force équivalente à la compliance (inverse de la raideur) de la suspension"[11].

l'avant du haut-parleur pour augmenter le rendement en profitant de l'onde arrière, mais c'était plus difficile à construire, et il aurait fallu que l'on accorde l'évent, de manière à exploiter l'onde arrière correctement. Nous nous sommes donc finalement limités à une charge³ dite *close*[19].

Enfin, pour faciliter l'accès à l'intérieur du haut-parleur, nous avons créé un système de porte coulissante à l'arrière de celui-ci.

2.5.2 La membrane

Nous avons opté pour une membrane de diamètre de 17 cm. Nous avons choisi cette valeur afin d'avoir une membrane assez large, pour exploiter le mieux possible la taille du caisson. C'est également un diamètre assez répandu dans le commerce[18]. Nous respectons donc les normes. La profondeur de la membrane est de 6 cm, comme pour la plupart des membranes de ce diamètre[18]. Elle est réalisée en papier, et nous avons opté pour du tissu tendu en guise de ressort. Cette solution nous apparaît comme sortant de l'ordinaire, propre, et efficace. Cela nous a en effet permis d'obtenir une constante de raideur minime.

Caractéristique	Justification
Volume du caisson : $25 \times 25 \times 25$ cm	Possibilité de faire varier les fréquences.
Matériau du caisson : Panneau de MDF d'épaisseur 18 mm	Qualité, robustesse et coût.
Diamètre de membrane : 17 cm	Avoir une membrane assez large pour exploiter le mieux possible la taille du caisson.
Profondeur de la membrane : 6 cm	Déterminé en fonction du diamètre de la membrane.
Matériau membrane : papier et tissu	Rigidité et petite constante de raideur.
Masse surfacique du papier : 200 g/m^2	Rigidité et coût.

TABLE 2.3 – Tableau récapitulatif.

3. Manière de séparer les ondes avant et arrière.

Chapitre 3

Recherche documentaire

3.1 La distorsion harmonique

La distorsion est un critère de qualité en ce qui concerne les haut-parleurs. Dans le soucis de construire un dispositif performant, nous avons décidé de nous informer sur la distorsion harmonique, un concept que nous ne connaissions que de nom. Cette section est structurée comme suit : nous parlerons tout d'abord de la notion de distorsion en général pour ensuite aborder la notion de distorsion harmonique, et finalement décrire ses causes, ses effets, et les moyens de diminution.

3.1.1 Définition

Commençons tout d'abord par comprendre la notion de distorsion du son : par définition, c'est une transformation du signal audio par rapport à celui de sortie. Une distorsion n'est généralement pas vraiment souhaitée, étant donné que le signal en est déformé[17]. Cependant, certains audiophiles en tirent avantage, vu que quelques transformations peuvent mener à un son plus agréable[2].

La distorsion harmonique La distorsion harmonique joue sur la superposition de différentes fréquences : la fréquence fondamentale et ses harmoniques. Un haut-parleur parfait émettrait seulement la fréquence fondamentale, sans les harmoniques, qui sont donc des "parasites". On parle d'harmoniques pour désigner les multiples entiers de la fréquence fondamentale[23]. Par exemple, la seconde harmonique d'une fréquence de 50 Hz vaut 100 Hz, la troisième 150 Hz, etc. La figure ci-dessous illustre adéquatement cette notion. Les harmoniques paires sont les moins inconfortables, étant donné qu'elles représentent la même note, mais à quelques octaves de différence. Les harmoniques impaires, elles, sont plus gênantes étant donné que la note est différente[12]. Une manière d'exprimer la distorsion est le taux de distorsion harmonique (THD). Il est défini comme le rapport de la valeur efficace des harmoniques par la valeur efficace du fondamental[16].

3.1.2 Causes

À cause de la distorsion harmonique, le signal que nous faisons circuler dans notre haut-parleur n'est pas une sinusoïdale parfaite mais plutôt une série de Fourier, c'est-à-dire une somme de sinusoïdes de fréquence et d'amplitude différentes. C'est l'appareil en lui-même qui crée la distorsion, à cause de la qualité de certains composants[8] [25]. Les charges non-linéaires sont les principales causes de distorsion harmonique. Celles-ci causent l'apparition des courants harmoniques qui sont eux-mêmes responsables de la distorsion harmonique. Elles sont surtout présentes dans la grande distribution d'électricité et ont posé problème autrefois, avant réglementation[6].

3.1.3 Conséquences

La distorsion harmonique a plusieurs conséquences néfastes. La plus importante de toutes vient du fait que les harmoniques impaires génèrent un son dur, et peu agréable. De plus, la distorsion cause un accroisse-

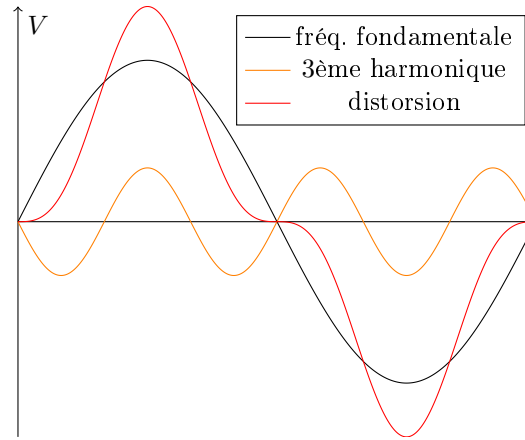


FIGURE 3.1 – Superposition d’une fréquence fondamentale et de sa 3^e harmonique.

ment du courant dans le système. Il va en résulter une surchauffe des composantes électriques (conducteurs, capacités,...). À la longue, des dysfonctionnements non souhaités peuvent provoquer un vieillissement précoce du circuit électrique[14]. Il existe de nombreuses autres conséquences néfastes, mais n’oublions pas de préciser que certaines personnes recherchent tout de même ces distorsions pour produire un son plus agréable, au moyen d’harmoniques paires. Dans le domaine de la musique, le timbre d’un instrument est déterminé par l’agencement des harmoniques qu’il produit. C’est ainsi qu’une même note "sonne" différemment d’un instrument à un autre.

3.1.4 Solutions

Pour éviter toute distorsion, ou tout simplement pour émettre un son plus pur et exact, il existe différentes solutions. Nous parlerons seulement des filtres actifs même si de nombreuses autres pistes de solution ont été exploitées. Les filtres actifs permettent d’éliminer les harmoniques perturbatrices en injectant des courants harmoniques de mêmes fréquences mais déphasés d’une demi-période. Cela cause des interférences destructrices avec les harmoniques dont on souhaite se débarrasser. La résultante est une droite constante nulle n’influençant pas notre signal[20].

3.2 La contre-réaction ou réaction négative

En analysant le circuit de notre haut-parleur, nous avons découvert la présence de boucles reliant la sortie et la borne négative des amplificateurs. Nous nous sommes alors interrogés sur le rôle de ces boucles.

Nous allons dans un premier temps expliquer les raisons d’être des boucles de contre-réaction en général et nous finirons par l’explication complète de leur raison d’être dans le cas particulier de notre circuit.

3.2.1 Principe de la réaction

Le principe de la réaction est présent dans un grand nombre de circuits électroniques. Il consiste en une réinjection d’une partie du signal de sortie à l’entrée du circuit pour le combiner avec le signal d’entrée extérieur[7].

Il existe deux types de réactions[7] :

- **La réaction positive** : le signal réinjecté est en phase avec le signal d’entrée de telle sorte que les deux signaux s’additionnent ;
- **La réaction négative** (ou contre-réaction) : le signal réinjecté est en opposition de phase avec le signal d’entrée, de telle sorte que les deux signaux se soustraient.

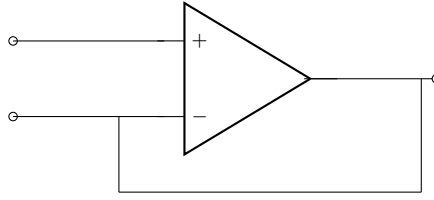


FIGURE 3.2 – Schéma électrique d'une boucle de réaction sur un amplificateur.

3.2.2 Effets des boucles de contre-réaction

En général

Les effets des boucles de contre-réaction sur un amplificateur sont nombreux[24][10] :

- La boucle de contre-réaction rend indépendant le gain de l'amplificateur des différentes variations du circuit[21] ;
- Le signal de sortie est plus proche du signal d'entrée que si l'amplificateur avait été en boucle ouverte ;
- Réduction des signaux électriques parasites et de la distorsion dûs à l'amplificateur : en boucle ouverte, le taux de distorsion d'un amplificateur est typiquement de 1%. La boucle de contre-réaction permet de diminuer ce taux à 0.001% ;
- Contrôle du gain de l'amplificateur (qui est, en boucle ouverte, de l'ordre de 10^6) ;
- Élargissement de la bande passante de l'amplificateur ;
- Réduction de l'impédance de sortie.

Intégration dans le circuit du haut-parleur

Dans notre cas particulier, le principal effet de la boucle de contre-réaction est le contrôle du gain de l'amplificateur qui ramène à 1 le gain.

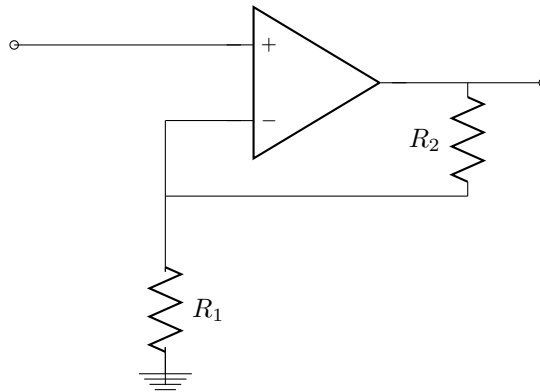


FIGURE 3.3 – Schéma électrique d'une boucle de réaction sur un amplificateur avec un diviseur résistif.

Sur la Figure 3.3, nous remarquons que la tension de sortie et la tension d'entrée sont liées par la formule des diviseurs résistifs :

$$V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

Le gain est alors donné par :

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Pour réduire le gain A à 1, deux possibilités s'offrent à nous :

1. Choisir $R_1 \gg R_2$;
2. Choisir $R_2 = 0$;

La possibilité la plus simple est la deuxième, car en choisissant $R_2 = 0$, le gain est donné par $\frac{R_1}{R_1}$. Autrement dit : quelque soit R_1 , on a $A = 1$ de telle sorte que $V_{in} = V_{out}$. On choisit alors R_1 si petit que le remplacer par un simple court-circuit a le même effet.

Dans un tel montage (appelé *suiveur de tension*), la résistance d'entrée est infinie alors que la résistance de sortie est faible. Le courant de sortie est alors plus grand que le courant d'entrée (qui est presque nul).

Dans notre circuit, ces suiveurs de tension ont un rôle important puisqu'ils permettent le réglage indépendant des graves et des aigus. Sans eux, modifier la résistance dans le filtre passe-bas modifierait aussi la résistance dans le filtre passe-haut.

Chapitre 4

Validation du haut-parleur

4.1 Description de l'appareillage

Afin de tester le circuit de notre haut-parleur, nous avons besoin d'une alimentation capable de fournir du ± 15 V (pour alimenter le dual ampli-op ainsi que l'amplificateur audio). Nous avons donc besoin de deux alimentations DC Topward 3 303 DS présentes au laboratoire. Pour obtenir une tension négative par rapport à une tension de référence, il faut connecter ensemble les deux chassis, et les bornes + de la première source, et - de la deuxième source. La première règle alors la tension négative et la deuxième la tension positive[1]. Au niveau de l'intensité du courant, étant donné que la puissance maximale de l'amplificateur audio est de 2.5 W[13] et que la tension d'alimentation est de 15 V, par la formule $P = VI$ en utilisant la valeur RMS, on obtient 0.23 A. Nous réglons donc les deux sources sur cette valeur. Les câbles des deux alimentations sont ensuite connectés au bornier de la plaquette. La sortie de la plaquette est quant à elle reliée à la bobine mobile.

L'électroaimant est lui alimenté en courant continu par une troisième source qui fournit un courant de 1 A. Le courant maximum supportable par les fils de cuivre dont nous disposons étant de 2 A[22], nous prenons une bonne marge de sécurité afin d'éviter la surchauffe des fils.

Enfin, pour les différentes mesures, nous utilisons :

- Un oscilloscope lorsque nous désirons visualiser le signal passant par un point de notre circuit ;
- Un multimètre pour mesurer un courant, une tension ou une résistance ;
- Un teslamètre pour mesurer l'intensité du champ magnétique produit par notre électroaimant.

4.2 Compte-rendu des mesures

4.2.1 Mesures du champ magnétique produit par l'électroaimant

Pour mesurer le champ magnétique produit par l'électroaimant, nous nous servons du teslamètre. Le champ qui nous intéresse se situe dans l'entrefer de l'électroaimant, il suffit alors de placer la sonde du teslamètre dans cet entrefer. Il est difficile d'obtenir une mesure très précise en se servant du teslamètre car la valeur qu'il nous indique n'est pas très stable. Cependant, en répétant plusieurs fois l'expérience et en notant les valeurs affichées par le teslamètre, nous obtenons une mesure moyenne de 8 cT ; un résultat qui confirme nos prédictions théoriques qui annonçaient un champ magnétique de 7.54 cT.

4.2.2 Mesures en différents points du circuit

Pour mesurer la tension du signal audio en différents points du circuit, nous utilisons l'oscilloscope et sa sonde.

Point d'entrée Nous avons commencé par mesurer la tension du signal audio sortant de la prise jack. Pour ce faire nous avons placé la sonde de l'oscilloscope au point IN1 du circuit. Nous avons alors pu visualiser le signal audio, comme le montre la figure 4.1.

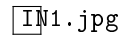


FIGURE 4.1 – Signal audio visualisé au point IN1 du circuit.

En prenant une échelle appropriée, c'est-à-dire 50 mV, on voit que le signal audio a une amplitude de 0.0375 V à la sortie de la prise jack.

Règlage du volume et filtres

Point de sortie Au point de sortie, nous avons mesuré une tension située entre 3 V et 0.22 V selon que le potentiomètre lié au réglage du volume soit sur sa valeur maximale ou sur sa valeur minimale.

Chapitre 5

Discussion et conclusion

5.1 Discussion

En théorie, un son devrait sortir du haut-parleur. En pratique, il y a bien un signal à la sortie de la plaquette mais le haut-parleur demeure aphone.

Les mesures réalisées sont moins précises que la simulation, mais nous obtenons tout de même des valeurs assez proches de celle prédites. Par exemple, nous obtenons un champ magnétique expérimental de 8 cT alors que nos calculs nous prédisaient un champ magnétique de 7.54 cT. Ces différences s'expliquent par les hypothèses simplificatrices que nous avons prises. Par exemple, nous avons supposé pour nos calculs que tout le champ se trouvait concentré dans l'entrefer de l'électroaimant.

Les points forts de notre système sont les suivants : la membrane, le caisson, et l'entrefer réduit de l'électroaimant. La membrane a été réalisée avec du tissu et du papier, et ainsi éviter les pliages difficiles, mais tout de même garder une certaine rigidité. Nous sommes également assez fiers de notre caisson : robuste, avec un système d'ouverture par une porte coulissante à l'arrière, équipé de pieds en caoutchouc, il a tout d'un véritable caisson de haut-parleur. Enfin, nous avons pensé à réduire l'entrefer, afin d'augmenter le champ magnétique produit par l'électroaimant. Le principal point faible de l'appareil est qu'il n'y a pas de son sortant du haut-parleur.

Nous avons assez bien géré le groupe, l'ambiance dans le groupe était excellente. Le travail était assez bien réparti même si ce n'était pas possible que tout le monde ait la même charge de travail. Grâce à des outils comme GitHub, Dropbox et \LaTeX , la communication pour la rédaction du rapport a été grandement facilitée.

5.2 Conclusion

Nous voici finalement arrivés au terme de notre projet. Il y a douze semaines de cela, aucun d'entre nous ne connaissait le fonctionnement d'un haut-parleur. Aucun d'entre nous ne savait vraiment utiliser le matériel d'un laboratoire. Aucun de nous ne maîtrisait entièrement ne fût-ce qu'une parcelle de ce que nous avons appris. Aujourd'hui, nous pouvons nous targuer d'avoir énormément progressé ; que ce soit d'un point de vue scientifique, mathématique, ou organisationnel. Il est temps maintenant de prendre du recul, et jeter un regard critique sur ce que nous avons accompli.

Formation scientifique et technique Ce projet nous a permis de mettre en pratique de nombreuses notions abordées aux cours de mathématiques et de physique, que ce soit au premier ou au second quadrimestre. Au niveau scientifique, nous avons abordé différents concepts physiques clefs comme la loi d'AMPÈRE, la force de LAPLACE, la loi de HOOKE, mais également tout ce qui concerne la magnétostatique dans le vide et la matière, les matériaux magnétiques, les filtres passe-haut et passe-bas,... De plus, nous avons été amenés à nous renseigner sur la distorsion harmonique et la contre-réaction, pour finalement rédiger un résumé de ce que nous avons appris. Au niveau technique, nous avons compris et assimilé le fonctionnement théorique d'un haut-parleur, nous avons étudié le circuit imprimé et ses composants, nous avons utilisé les fiches de

spécifications de certains éléments et matériaux pour en tirer ce qui nous intéressait, nous avons étudié la mécanique de la membrane ainsi que bien d'autres aspects encore. À chaque question que nous nous sommes posée, nous nous sommes efforcés d'apporter des réponses techniques de qualité.

Organisation et travail de groupe Étant donné que nous avons déjà participé à un projet au premier quadrimestre, nous avons pu en exploiter notre expérience. Pour la plupart des membres du groupe, le projet était plus structuré dans notre groupe actuel que dans les anciens. Nous avons effectivement essayé de faire un juste partage des tâches, et chaque membre a pu apporter sa contribution. Un autre point à relever est le fait que le groupe est resté soudé pendant toute la durée du projet. Tout le monde était présent aux séances sauf en cas de force majeure. Cependant, nous n'avons pas assez privilégié les réunions réelles, étant donné que nous travaillions de notre côté pour seulement mettre en commun par la suite. Par conséquent, le même travail était parfois réalisé plusieurs fois. Un meilleur rendement aurait fait avancer le projet plus rapidement et plus intelligemment. Cependant, toutes les grandes décisions telles que le fait de se focaliser sur un seul haut-parleur lorsque nous avons commencé à manquer de temps, ont été prises en groupe.

Un dernier point important concernant le travail de groupe est l'utilisation d'outils pour la mise en commun. Le fait que nous utilisions les mêmes outils a facilité l'échange de documents et d'informations. Par exemple, nous avons fait l'effort d'apprendre \LaTeX pour écrire notre rapport ; nous avons également créé une Dropbox ainsi qu'un compte GitHub où tous les documents étaient modifiables à tout moment du jour et de la nuit. Lorsqu'un changement était effectué, tous les membres du groupe en étaient avertis. Notons tout de même que nous n'avons pas négligé la réunion physique puisqu'elle reste le meilleur moyen de communiquer. Grâce au planning réalisé lors du pré-jury, nous avons su avancer dans le projet de manière organisée et claire. Il nous a bien servi pour acquérir une vision structurée du projet, des échéances et des livrables. Malgré quelques écarts, nous nous sommes assez bien tenus au plan. Des problèmes répétitifs au niveau du circuit imprimé ont cependant retardé notre réalisation, et c'est ainsi que notre haut-parleur n'est pas tout à fait fonctionnel au final. À part cela, le cahier des charges a été respecté dans son ensemble.

En conclusion, même si le haut-parleur ne fonctionnait pas comme nous le souhaitions, les concepts mathématiques et physiques ont été tout à fait assimilés. Notre groupe est resté solidaire durant tout le quadrimestre ; prenant le temps de s'assurer de la compréhension de chacun. Ce projet nous aura donc été grandement profitable, et c'est avec une grande fierté que nous y apportons le point final.

Bibliographie

- [1] AMT. Alimentation dc : Topward 3303 ds, Janvier 2007.
- [2] Pierre Auger. Encyclopédie internationale des sciences et des techniques, 1969.
- [3] H. S. Black. Stabilized feedback amplifiers, 1934.
- [4] H. S. Black. Inventing the negative feedback amplifier, 1977.
- [5] J. Chevassus, T. Nkaoua, J.M. Villafranca, and N. Benoist. Traitement acoustique : principes de base.
- [6] Universal Electric Corporation. *Charges non-linéaires et harmoniques*. Starline, Mars 2014.
- [7] Marc Correvon. Systèmes électroniques.
- [8] C. Louis Cuccia. *Harmonics, sidebands, and transients in communication engineering : as studies by the Fourier and Laplace analysis*. McGraw-Hill, 1952.
- [9] Marcel J. Van der Houst, Wouter A Serdijn, and André C. Linnenbank. *EMI-Resilient Amplifier Circuits*. Springer, 2013.
- [10] S. Dusausay. Effets de la contre réaction sur les amplificateurs.
- [11] Guy Galus. Paramètres de thiele-small.
- [12] William M. Hartmann. *Principles of Musical Acoustics*. Springer, 2013.
- [13] Texas Instruments. Lm380 2.5w audio power amplifier.
- [14] Ronald G. Jawernycky, Michael Z. Lowenstein, Gerald L. Park, and Myron Zucker. Apparatus for measuring harmonic distortion in a conductor, and methods of constructing and utilizing same, 1989.
- [15] J. Jouhaneau. *Enceintes aux basses frequences*. Ed. Techniques Ingénieur, 2014.
- [16] C. Kocatepe, R. Yumurtaci, O. Arikan, M. Baysal, B. Kekezoglu, A. Bozkurt, and C. F. Kumru. *Harmonic Effects of Power System Loads : An Experimental Study*. Intech, Mai 2014.
- [17] Larousse. Le lexis - le dictionnaire érudit de la langue française, 2014.
- [18] Tout le haut parleur. Davis acoustics.
- [19] Tout le haut parleur. La charge pour le haut-parleur.
- [20] Donald J. Lucas and Edwin W. Rowand Jr. Method and apparatus for harmonic distortion correction, 1994.
- [21] Lynch and Truxal. *Principles of Electronic Instrumentation*. McGraw-Hill, 1962.
- [22] Multi-Contact. Technical data sheet - cable flexi-e 0.10.
- [23] Encyclopaedia Universalis SA. Encyclopaedia universalis, 1990.
- [24] R Sporken and J.L. Longueville. Physique des télétransmissions, 2007.
- [25] Frederick Emmons Terman. *Radio engineering*. McGraw-Hill, 1947.
- [26] Martin Weik. *Computer Science and Communication Dictionary*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [27] Wikipédia. Perméabilité magnétique, 2013.
- [28] Hugh D. Young and Roger A. Freedman. *Sears and Zemansky's University Physics with Modern Physics Technology Update*. Pearson Education, 13th edition, 2013.

Chapitre 6

Annexes

6.1 Approximation de la fréquence de coupure

Cette section a pour but d'expliquer notre démarche pour l'approximation de la fréquence de coupure dans un circuit passe-bas et passe-haut. Trois méthodes nous étaient proposées, et nous avons adopté la première pour les raisons explicitées plus bas.

Définissons tout d'abord ce qu'est la fréquence de coupure. Dans le cas d'un filtre passe-bas, toutes les fréquences qui lui sont supérieures ne passent pas et, inversement, pour un passe-haut seules les fréquences supérieures passent. En terme de tension, dans le premier cas, la tension de sortie reste constante jusqu'à qu'à la fréquence de coupure, à partir de laquelle elle diminue exponentiellement. Inversement, pour un filtre CR, la tension croît exponentiellement avant de se stabiliser après la fréquence de coupure.

Pour la déterminer, nous avons tout d'abord procédé à une expérience en laboratoire. Celle-ci consistait à mesurer la tension de sortie en fonction de la fréquence du signal, et ce dans chacun des circuits considérés. Nous ne vous présenterons ici que la démarche pour le filtre passe-bas, la méthode étant similaire pour le passe-haut. Graphiquement, le tracé du rapport des tensions d'entrée et de sortie des filtres en fonction de la fréquence a l'allure d'une exponentielle. Pour faciliter le calcul, nous sommes passés en repère semi-logarithmique, réduisant ainsi l'exponentielle à une intersection de deux droites. Ce procédé est explicité en profondeur dans la sous-section "Passage en échelle logarithmique".

6.1.1 Filtre passe-bas

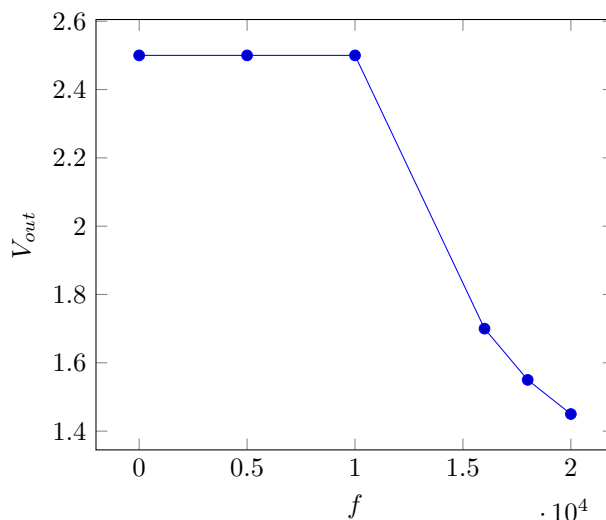


FIGURE 6.1 – Graphe de V_{out} expérimentale en fonction de la fréquence

Équation de la droite horizontale Expérimentalement, nous obtenons une fréquence de sortie constante (de 2.5 V) pour les plus basses fréquences. L'équation de la droite horizontale est donc :

$$y = 2.5$$

Équation de la droite diagonale Avec les mesures effectuées en laboratoire, nous n'obtenons non pas une droite mais bien une exponentielle. Pour faciliter le calcul de l'intersection de l'exponentielle et de la droite, nous passons donc en repère semi-logarithmique.

Nous savons que l'équation d'une droite dans un repère cartésien est de type $y = ax + b$, avec a la pente et b l'ordonnée à l'origine.

Mais ici nous ne sommes plus dans un repère cartésien mais bien dans un repère semi-log selon l'axe des abscisses. L'équation de la droite devient alors : $y = a \log x + b$.

Mesures en laboratoire Voici 3 résultats choisis de manière cohérente parmi toutes les mesures effectuées en laboratoire, où V_c est la tension de sortie et f la fréquence :

V_c	f	$\log f$
1.7	16000	4.204
1.55	18000	4.255
1.45	20000	4.301

Dès maintenant, les fréquences sont exprimées en base logarithmique. Écrivons un système ayant pour inconnues la pente (a) et l'ordonnée à l'origine (b) de notre droite inconnue. Nous avons trois équations à deux inconnues, et le système n'admet pas de solution. Cela n'est pas étonnant, étant donné que les résultats expérimentaux ne sont jamais très précis.

Voici le système sous forme matricielle :

$$A \cdot \vec{x} = \vec{b}$$

$$\begin{pmatrix} 4.204 & 1 \\ 4.255 & 1 \\ 4.301 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1.7 \\ 1.55 \\ 1.45 \end{pmatrix}$$

Le système n'admet pas de solution car \vec{b} n'appartient pas à l'espace des colonnes de A . Nous allons donc projeter \vec{b} sur l'espace des colonnes de A afin d'obtenir une solution approchée.

Soient f_1, f_2 les colonnes de A , et donc les éléments de la base de l'espace des colonnes de A . Trouvons une base orthonormée (e_1, e_2) de l'espace colonnes de la matrice en utilisant la méthode de GRAM-SCHMIDT :

$$\vec{e}_1 = \frac{\vec{f}_1}{\|\vec{f}_1\|} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \quad \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \frac{1}{\sqrt{3}} \right)$$

$$\vec{e}_2 = \frac{\vec{f}_2 - (\vec{e}_1 | \vec{f}_2) \vec{e}_1}{\|\vec{f}_2 - (\vec{e}_1 | \vec{f}_2) \vec{e}_1\|} = (-0.684 \quad 0.03 \quad 0.729)$$

Nous sommes maintenant en mesure de trouver une projection du vecteur contenant nos données expérimentales peu précises : nous projetons les vecteurs grâce à la formule de la projection :

$$\vec{b'} = (\vec{b} | \vec{e}_1) \cdot \vec{e}_1 + (\vec{b} | \vec{e}_2) \cdot \vec{e}_2 = \begin{pmatrix} 1.607 \\ 1.556 \\ 1.524 \end{pmatrix}$$

Nous pouvons alors réécrire le système comme cela :

$$\begin{pmatrix} 4.204 & 1 \\ 4.255 & 1 \\ 4.301 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1.607 \\ 1.565 \\ 1.524 \end{pmatrix}$$

Nous en déduisons la valeur des coefficients a et b :

$$a = -1.96$$

$$b = 9.84$$

La droite oblique a donc pour équation

$$y = -1.96 \log x + 9.84$$

Pour trouver la fréquence d'intersection entre les deux droites, nous résolvons le système, et nous trouvons :

$$x = 5557.7 \text{ Hz}$$

Cela nous semble correct car en théorie nous devons arriver à une valeur f telle que :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

avec $R = 7.5 + 50 = 57.5 \Omega$ ¹ et $C = 470 \cdot 10^{-9} \text{ F}$, la valeur théorique de la fréquence de coupure est donc :

$$f = 5889.2 \text{ Hz}$$

Afin de visualiser l'approximation que nous avons effectuée, il est intéressant de comparer la courbe théorique avec les deux droites obtenues. Sur la Figure 6.1.1, nous remarquons que les fréquences de coupure se superposent, tellement elles sont proches l'une de l'autre.

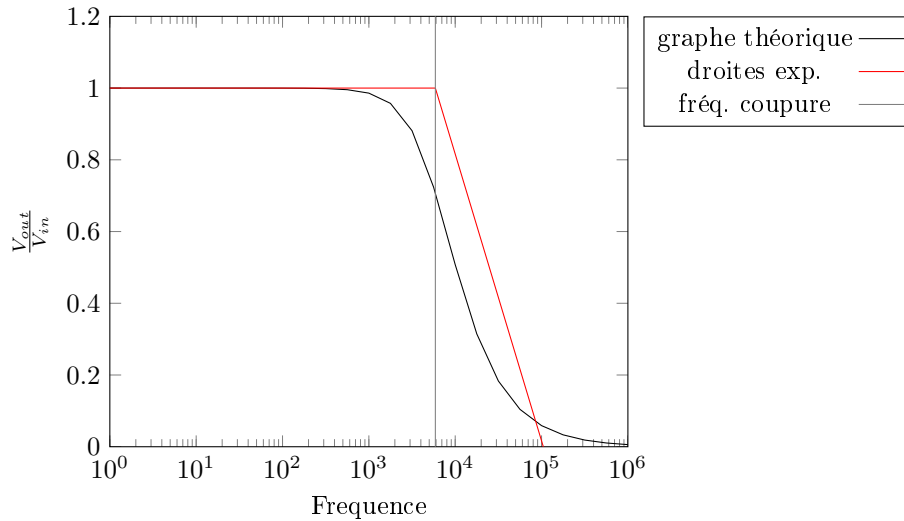


FIGURE 6.2 – Confrontation du graphe théorique et des droites expérimentales

6.1.2 Choix de la méthode

Une démarche d'approximation n'est évidemment pas unique. Nous avons le choix entre trois méthodes distinctes, et nous avons opté pour celle utilisant les bases orthonormées.

Les trois méthodes proposées suivaient la même démarche : minimiser une distance afin de déterminer une droite.

Pour la première méthode, nous devons minimiser la distance entre un polynôme de degré 2 passant par nos points mesurés au laboratoire et la droite à déterminer :

¹. 50Ω est la résistance interne du générateur de signaux utilisé en laboratoire pour l'expérience et 7.5Ω est la résistance utilisée pour constituer le filtre.

Soit la droite à déterminer $H(x) = ax + b$ et le polynôme $q(x) = \alpha x^2 + \beta x + \gamma$, nous cherchons à déterminer la distance :

$$\text{dist}(H - q)^2 = (H - q | H - q) = (H(x_1) - q(x_1))^2 + (H(x_2) - q(x_2))^2 + (H(x_3) - q(x_3))^2$$

Sachant que $q(x_i) = y_i$, nous arrivons finalement :

$$\text{dist}(H - q)^2 = (ax_1 + b - y_1)^2 + (ax_2 + b - y_2)^2 + (ax_3 + b - y_3)^2$$

Nous arrivons exactement à la même solution pour la seconde méthode qui minimise la fonction distance.

Pour la troisième méthode, nous avons calculé la projection orthogonale de la colonne y sur l'espace des colonnes de la matrice de notre système. Cela revient à minimiser la distance entre le vecteur y et la projection y' :

$$\text{dist}(y' - y)^2 = (y' - y | y' - y)$$

Nous savons que $y'_i = ax_i + b$, nous pouvons donc dire que :

$$\text{dist}(ax_1 + b - y_1)^2 + (ax_2 + b - y_2)^2 + (ax_3 + b - y_3)^2$$

Ce qui nous redonne la même solution que les deux autres méthodes. Néanmoins, les différents arrondis durant les calculs ont mené à des réponses sensiblement différentes. Pour cette raison, nous avons gardé la troisième méthode qui nous donne une fréquence de coupure la plus proche de la fréquence théorique du filtre passe-bas.

6.1.3 Meilleure approximation

Pour arriver à une meilleure approximation, nous pourrions imaginer considérer n points avec un n très grand. Cependant, déterminer l'unique polynôme de degré $n - 1$ passant par les trois points serait assez vite difficile à déterminer. Le produit scalaire défini étant dépendant des n points, résoudre ce problème sans logiciel devient impossible quand n est grand.

6.1.4 Passage en échelle logarithmique

Lors de notre approximation, nous avons mentionné le fait que nous "passions en échelle logarithmique". Généralement, nous utilisons des échelles linéaires, avec des graduations dont la différence est constante. Ici, dans un souci de facilité, nous avons utilisé une représentation semi-logarithmique. Cela signifie que les graduations ont un rapport constant, et non plus une différence constante pour l'axe des abscisses. Cela nous permet de travailler à grande échelle, et de représenter l'exponentielle comme une droite, de manière simple. L'équation de la droite horizontale devient, en toute généralité : $y = a \log x + b$.

6.2 Project specifications

Group 11.53		Date March 7th 2014 Version 2.1
Context Our goal during this project is to realize, qualify, and measure an amplification system. This device should allow us to hear smartphone signals from two loudspeakers. The volume and the intensity of the bass and treble sounds should be adjustable.		
Date	Origine	Content
16/02/14 16/02/14 16/02/14	Customer Customer Customer	Principal functions 1. Emit a sound. 2. Amplify a sound. 3. Variation of bass and treble.
16/02/14 16/02/14	Group Customer	Criteria and level of the main functions 1.1. Sound between 500 Hz and 5000 Hz 2.1. Power of 2.5 W
16/02/14 16/02/14 07/03/14	Customer Laboratory Customer	Constraints Jackplug of 3.5 mm Input voltage of 30 V Paper membrane
07/03/14 07/03/14	Group Group	Terms Type of paper : 200 g/m ² Cost estimation : 16 euros

6.3 Planning

6.3.1 Vue d'ensemble

Au début du quadrimestre, il nous a été demandé de concevoir, réaliser et quantifier un système de haut-parleur. Notre travail a été réparti en trois parties : les séances tutorées, les laboratoires, et le travail autonome. Voici une vue d'ensemble de notre planning, semaine après semaine.

Semaine	Tâches
S1	Présentation du projet et familiarisation avec les appareils de laboratoire
S2	Représentation d'un haut-parleur sous forme de blocs fonctionnels + cahier des charges
S3	Modélisation des filtres passe-haut et passe-bas + analyse complète du circuit imprimé
S4	Choix des mots clefs pour l'initiation aux recherches universitaires. Dimensionnement de l'électroaimant et du haut-parleur
S5	Mesures fréquence de coupure et recherches documentaires.
S6	Soudure du premier circuit imprimé. Bobinage d'une bobine mobile et une bobine fixe
S7	PRÉ-JURY : rédaction du pré-rapport
S8	Prototypes de membrane et tests du circuit imprimé
S9	Finalisation de la membrane
S10	Réalisation du caisson, tests et modélisation mécanique de la membrane
S11	Réalisation du deuxième haut-parleur suivant les plans du premier
S12	Centralisation de tous les documents et dernières mesures en laboratoire. Rédaction du rapport
S13	Slides pour le jury final et préparation de la défense orale
S14	Répétition de la défense orale

TABLE 6.1 – Planning du projet.

6.3.2 Critique

Nous pouvons dire que nous nous sommes assez bien tenus au planning durant toute la première partie du quadrimestre. Arrivés en semaine 7, nous étions tout à fait dans les temps, et déjà extrêmement bien avancés dans la rédaction du rapport, étant donné que nous avons décidé d'en écrire un pour le pré-jury. Malheureusement, des problèmes répétitifs en ce qui concerne le circuit imprimé nous ont mis en retard. De tels événements nous ont fait perdre énormément de temps, et c'est ainsi que notre haut-parleur n'a pas pu être finalisé.

6.4 Annexe documentaire

6.4.1 La contre-réaction ou réaction négative

Choix du thème En analysant le circuit qui compose notre haut-parleur, nous avons remarqué la présence de boucle reliant la sortie des amplificateurs à leur bornes négatives. Nous nous sommes alors demandé pourquoi ces boucles étaient là, et quels étaient leurs rôles dans le cadre de notre haut-parleur. Après quelques recherches sur internet, nous avons pu identifier ces boucles comme étant des boucles de contre-réaction ; nous avons alors pu commencer notre recherche.

Mots clés et méthode de recherche Comme suggéré lors de la séance d'information sur la recherche bibliographique, nous avons appliqué la méthode de l'entonnoir. Comme les boucles de contre-réaction sont directement liées aux amplificateurs, nous avons commencé nos recherches avec les termes plutôt généraux : *amplificateurs* et *amplifiers*. Nous nous avons ensuite associé à ces mots clés les termes plus précis : *contre-réaction* et *negative feedback*.

Les différents ouvrages et documents que nous avons utilisés sont listés dans la bibliographie.

Quelques traces de notre recherche Voici quelques traces de notre recherches (6.3 et 6.4), issues du livre *Principle of electronic instrumentations*, par LYNCH et TRUXAL aux éditions MCGRAW-HILL.

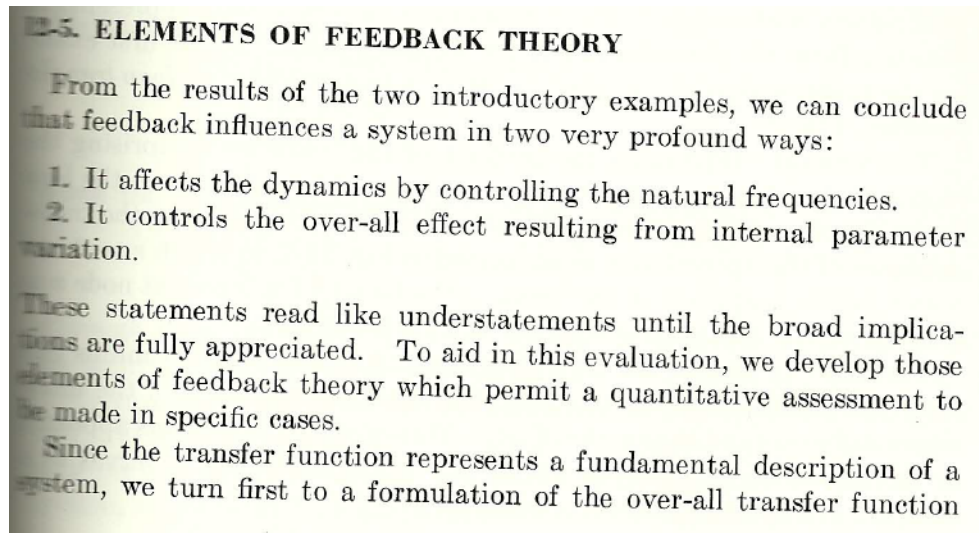


FIGURE 6.3 – Page 670

6.4.2 La distorsion harmonique

Choix du thème Le choix du thème n'a pas été chose aisée. Nous avons commencé par établir un brainstorming afin de réunir le plus d'idées possibles. Cependant, les thèmes proposés nous semblaient trop généraux que pour faire un vrai travail en profondeur tout en restant concis. Quelqu'un a finalement proposé la distorsion harmonique ; un terme visible sur les emballages de haut-parleurs. Nous avons également repéré ce terme dans la datasheet de l'amplificateur audio reçu pour le projet : une valeur de 0,2% était renseignée pour le THD (taux de distorsion harmonique). Curieux d'en apprendre plus sur ce terme presque méconnu, nous avons décidé de débiter notre travail de recherche là-dessus.

Mots clés et méthode de recherche Etant donné que nous ne connaissions vraiment que très peu sur ce sujet et que nous devions le comprendre en profondeur, nous avons commencé par le terme général de "distorsion". Une première recherche sur internet a permis de fixer les idées à propos de ce terme, et nous avons ensuite pu établir une liste de mot-clefs pour entamer réellement la recherche sur la distorsion harmonique.

if we wish, and accordingly feedback in its broad aspects fails to suggest a definitive concept. The vagueness that may be felt to surround the concept of feedback is only the result of seeking in the wrong place for an aspect of the system that identifies it as a feedback system. Our previous experience with system models leads us to seek in the physical system or in a circuit model a definitive characterizing attribute, and whereas sometimes an identification of feedback can be made in this way, almost as many times it cannot. Any vagueness is dispelled once we are convinced that feedback has to do with configuration and nothing else.

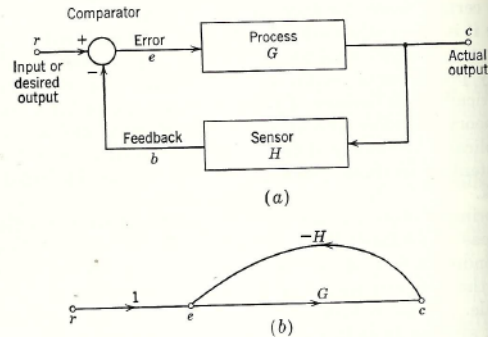


Fig. 12-1. Simplest feedback system. (a) Block diagram; (b) signal-flow graph.

When we portray a system in a way that focuses attention on the signal transmission paths, we are then dealing with the common denominator of feedback and we have a firm basis for definition.

Accordingly, in a basic sense, we should not attempt to define a feedback system, but rather we should define a feedback configuration, as revealed in a signal-flow diagram. The two ideas inevitably merge, however, and we prefer in most cases to speak of feedback systems, meaning, however, the portrayal in terms of a signal-flow graph or block diagram.

A feedback system includes at least the characteristic configuration of Fig. 12-1 describable in terms of a forward signal-transmission path and a closed loop. Although many systems have configurations that are very much more complicated than this (they may have several forward paths and several intercoupled loops), this elementary form is sufficient for purposes of definition, and in fact for the development of the basic theory. Two portrayals are shown in the figure: a block-diagram representation

FIGURE 6.4 – Page 650

Nous avons appliqué la "technique de l'entonnoir", et nous avons finalement réuni assez d'informations que pour écrire ce rapport. Notons tout de même que c'est indiscutablement en anglais que nous avons trouvé le plus d'informations. Nous avons gardé une trace de toutes les sources que nous avons consultées, et cela a rendu l'écriture de la bibliographie nettement plus facile.

Quelques traces de notre recherches

Distortion power is not identical to real power and its value for sinusoidal conditions is zero.

Reactive power can be represented by,

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \sin(\theta_n - \phi_n) \quad (6)$$

Power factor concept is used to determine how a current from AC power system is efficiently utilized by a load. In both sinusoidal and non-sinusoidal cases, power factor can be expressed as follows,

$$PF = \frac{P}{S} \quad (7)$$

2.2. Total Harmonic Distortion (THD)

Total harmonic distortion, THD, most-widely used index in related standards, is used to determine the deviation of the periodic waveform containing harmonics from the pure sinusoidal waveform. The total harmonic distortion of voltage and current waveform respectively can be expressed as following,

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (8)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (9)$$

As seen from Eq. (7) and (8), total harmonic distortion is the ratio between rms values of harmonic components and rms value of fundamental component, and, is usually represented in percentage. THD value is equal to zero in a pure sinusoidal waveform.

2.3. Total Demand Distortion (TDD)

Total demand distortion, TDD, is related to particular load and defined as total harmonic current distortion,

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \quad (10)$$

FIGURE 6.5 – Celal Kocatepe, Recep Yumurtacı, Oktay Arıkan, Mustafa Baysal, Bedri Kekezoğlu, Altuğ Bozkurt and C. Fadıl KumruHarmonic, *Effects Of Power System Loads : An experimental Study*, edition Intech.

high frequency content then one can overcome that distortion with a high-boost filter. It may not always be easy to compensate for linear distortion if the processing system is very complicated, but in principle one can always do it. All it takes is a sufficiently specialized filter at the receiving end.

17.2.3 Nonlinear Distortion

Although linear distortion may be rather benign, nonlinear distortion is not. It is the most serious kind of distortion because it can be highly unpleasant and there is no simple way to get rid of it. In general, nonlinear distortion cannot be removed by filtering.

Nonlinear distortion by a device or process results in the addition of extra frequencies to the output of the device or process. That is the most significant difference between nonlinear distortion and linear distortion. For instance, if the input to a device has spectral power at frequencies of 100, 223 and 736 Hz then the output of a linear device will have power at only those three frequencies. The amplitudes may be boosted or attenuated differently, the phases may be scrambled, but there won't be any new frequencies. With nonlinear distortion there will be at least a few new frequencies added, and normally a lot of new frequencies will be added.

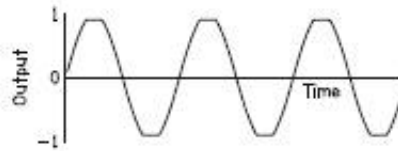
The Origins of Distortion Imagine a clock pendulum that is slowly oscillating back and forth, smoothly and unobstructed. Clearly the motion is periodic. It is nearly sinusoidal, but not exactly sinusoidal, and a complete description of the motion would include a few harmonics. Now imagine that someone puts up a barrier so that just before the pendulum reaches its maximum displacement to the right it runs into the barrier—bonk! The pendulum motion continues, it even continues to be periodic, but the pattern of motion is obviously changed by the obstruction—the pattern has been distorted. One might say that the pattern has been “clipped” in the sense that the barrier prevents the pendulum from reaching the full extent of vibration.

Distortion occurs in a loudspeaker driver if you use a finger to prevent the loudspeaker cone from reaching the maximum displacement that the audio signal wants the cone to make. This kind of distortion occurs in a driver, even without interference from the outside, because physical limits in the cone mounting prevent the cone from making very large displacements. If the audio signal sent to a loudspeaker is very large, the signal will try to cause the cone to make extreme displacements and gross nonlinear distortion will occur.

Distortion occurs in audio devices that are purely electronic when the limits of the electronic circuitry are exceeded by a signal that is amplified too much. The usual way to study nonlinear distortion by a process or device is to use one or two sine waves as inputs—thus only one or two frequencies. If there are more, the situation becomes very complicated.

FIGURE 6.6 – Principles of musical acoustics, William M., Hartmann., Undergraduate Lecture Notes, Springer, New York.

Fig. 17.2 A sine tone suffering symmetrical clipping. Only odd-numbered harmonics (3, 5, 7, ...) are produced by this distortion



Harmonic Distortion If a sine tone is put into a system that clips off the top there is a change in the waveshape. The tone remains periodic because every cycle of the sine tone has its top clipped off in the same way. Therefore the period is not changed by this clipping, but the signal is no longer a sine tone; it is now a complex tone. The complex tone has a fundamental frequency equal to the frequency of the original sine tone, and now it has harmonics. This is called harmonic distortion. This kind of clipping can be expected to generate harmonics of all orders, both even and odd. The second harmonic or the third will normally be the strongest.

If the nonlinear system clips off the top and the bottom of the sine tone symmetrically, as in Fig. 17.2, then the output includes only odd-numbered harmonics as distortion products.

Intermodulation Distortion If you put two sine tones (frequencies f_1 and f_2) into a nonlinear system, you expect there to be harmonic distortion products, with frequencies $2f_1$ and $2f_2$, also $3f_1$ and $3f_2$, and so on. However, there is more. There are also summation tones and difference tones generated by the nonlinearity. Summation tones occur at frequencies generically given by the formula $mf_2 + nf_1$, where m and n are integers. Frequencies $f_2 + f_1$ and $2f_2 + 3f_1$ are examples.

Difference tones occur at frequencies generically given by the formula $mf_2 - nf_1$, where m and n are integers. The most important difference tones are usually the following three: $f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$, and $3f_1 - 2f_2$. In using these formulas, we consider f_2 to be the larger frequency and f_1 to be the smaller. Normally, then, the formulas will lead to positive frequencies for the distortion tones. However, if one of the numbers you calculate turns out to be negative, you can find a legitimate distortion frequency simply by reversing the sign and making it positive.

Of all these distortion products, the difference tones are the worst. They are easy to hear and are among the most objectionable features of poor audio. As an example, if two sine tones, with frequencies of 2,000 and 2,300 Hz are put into a nonlinear device, the difference tones $f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$, and $3f_1 - 2f_2$ become, 300 Hz, 1,700 Hz, and 1,400 Hz, as shown in Fig. 17.3.

Distortion in the Cochlea The neural transduction that takes place in the cochlea is a highly nonlinear operation. Therefore you expect that the cochlea generates distortion products. For instance, it should generate harmonic distortion. However, the curious nature of wave propagation in the cochlea saves us listeners from that distortion. You will recall that in the cochlea, sounds travel from the high-frequency end (base) toward the low-frequency end (apex). Suppose that there is a 200 Hz tone that is being transduced by the cochlea. Because 200 Hz is a rather

FIGURE 6.7—Principles of musical acoustics, William M., Hartmann., Undergraduate Lecture Notes, Springer, New York.

6.5 Analyse séquentielle du circuit

Dans cette section, nous allons décrire le fonctionnement du circuit de notre haut-parleur de la manière la plus précise et la plus complète possible.

Cette section est découpée en quatre sections, une pour chaque bloc principal du circuit. Chaque bloc est associé à un rôle bien précis du haut-parleur.

Remarque Dans cette section, la figure associée à chaque composant sera constituée d'un schéma de ce composant à gauche et d'une photo de ce composant à droite.

6.5.1 La connexion avec la prise Jack

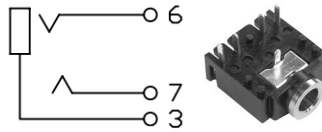


FIGURE 6.8 – Premier bloc du circuit : la prise Jack femelle. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)

Ce premier bloc (Figure 6.8), chargé de faire la connexion entre la source (smartphone, iPod, etc) et le reste du circuit, est constitué de la prise Jack femelle. Pour bien comprendre son fonctionnement, regardons d'abord à quoi ressemble la prise Jack mâle avec laquelle elle sera couplée (Figure 6.9).

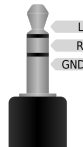


FIGURE 6.9 – Prise Jack mâle 3.5 mm, contact en 3 points. (Source : Wikipédia)

Cette prise Jack mâle sert à transporter un signal stéréophonique, qui sépare le canal gauche et le canal droit. Le canal gauche correspond à la pointe de la prise (L sur la figure), le canal droit correspond à l'anneau de la prise (R sur la figure). Le manchon de la prise correspond quant à lui à la masse.

Sur le schéma de la prise Jack femelle (Figure 6.8), nous pouvons alors voir que le signal du canal droit sortira du point 6, tandis que le signal du canal gauche sortira du point 7. La terre est quant à elle reliée au point 3. Sur le dessin de la plaquette (Figure 6.10), on remarque alors que c'est le signal du canal droit qui sera traité par la plaquette, celui-ci se dirigeant vers le point *IN1*. Le canal gauche, dirigé quant à lui vers le point *IN2* pourrait être récupéré et dirigé vers une deuxième plaquette afin que nos deux haut-parleurs soient en stéréo.

6.5.2 Le réglage du volume

Le fonctionnement de ce bloc est relativement simple à comprendre, il est constitué d'un potentiomètre (P1 sur la Figure 6.10), c'est-à-dire d'une résistance variable. Selon la valeur de la résistance, par la loi d'Ohm, l'amplitude du signal sera plus ou moins réduite et donc le volume sera plus ou moins grand.

Nous disposons de 3 potentiomètres pour réaliser notre haut-parleur, possédant tous une résistance maximale différente :

3386W-1-101-LF	100 Ω
3386W-1-102-LF	1000 Ω
3386W-1-103-LF	10000 Ω

Afin de permettre une plus grande variation du volume, nous avons décidé d'utiliser le potentiomètre avec la plus grande résistance maximale en *P1*.

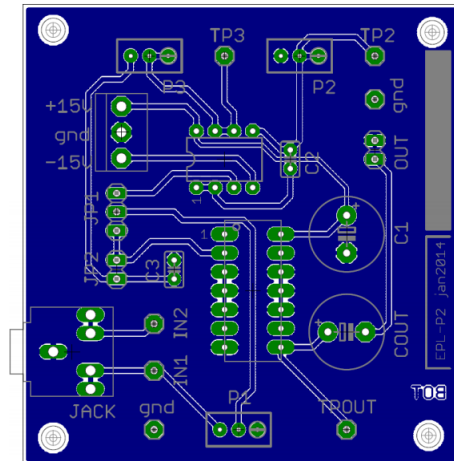


FIGURE 6.10 – Dessin de la face avant du circuit imprimé. (Source : Composants pour le projet P2, iCampus)

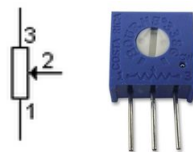


FIGURE 6.11 – Potentiomètre. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)

6.5.3 Le réglage des graves et des aigus

Ce bloc-ci est sans aucun doute le plus compliqué à comprendre. Il est constitué d'un filtre passe-haut (réglage des aigus) et d'un filtre passe-bas (réglage des graves). Le filtre passe-haut est celui qui suit le premier amplificateur (*LM358N-A*), le passe-bas est celui qui suit le deuxième amplificateur (*LM358N-B*). La combinaison des deux filtres forme un filtre passe-bande, représenté sur la Figure 6.12.

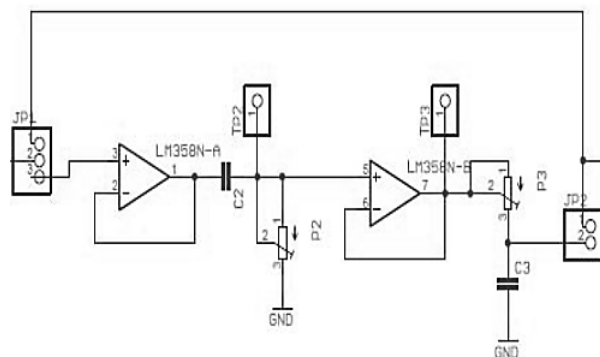


FIGURE 6.12 – Schéma électrique du filtre passe-bande de notre haut-parleur. (Source : Composants pour le projet P2, iCampus)

Ce bloc est un petit peu plus compliqué à situer sur la Figure 6.10 car les deux amplificateurs sont situés dans le Dual ampli-op (*LM358N*) représenté à la Figure 6.13.

Ce dual ampli-op est alimenté en ± 15 V par l'intermédiaire d'un bornier.

Un autre point intéressant à relever sur le schéma du filtre est la présence d'une boucle reliant la sortie à la borne négative de chaque amplificateur. Ces boucles sont appelées "boucles de contre-réaction". Le gain

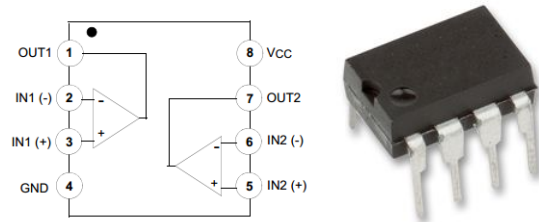


FIGURE 6.13 – Le dual op-amp. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)

normal d'un amplificateur est de l'ordre de 10^6 . Grâce aux boucles de contre-réaction, on peut contrôler le gain d'un amplificateur. Dans notre cas, le gain de l'amplificateur est ramené à 1. Les deux amplificateurs sont ce qu'on appelle des *suiveurs de tensions*. Leur rôle est de permettre le réglage des graves et des aigus de manière indépendante. Sans ces amplificateurs suiveurs, faire varier le potentiomètre $P2$ influencerait non seulement le filtre passe-haut, mais influencerait aussi le filtre passe-bas (car les potentiomètres $P2$ et $P3$ sont en série).

Chaque filtre (passe-haut et passe-bas) est composé d'un potentiomètre et d'une capacité céramique (Figure 6.14) de 470 nF.

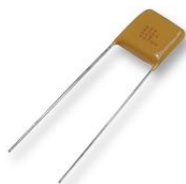


FIGURE 6.14 – Capacité céramique utilisée dans les filtres. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)

Afin d'assurer à notre haut-parleur la plus grande bande passante, nous avons utilisé le potentiomètre dont la résistance maximale est de $1000\ \Omega$ pour le filtre passe-haut et l'autre (dont la résistance maximale est de $100\ \Omega$) pour le filtre passe-bas. En effet, soient f_1 et f_2 les fréquences de coupures respectives des filtres passe-haut et passe-bas, la norme de la bande passante est donnée par :

$$f_2 - f_1$$

Pour avoir la plus grande bande passante, il faut donc :

$$f_1 < f_2 \Rightarrow \frac{1}{2\pi R_1 C} < \frac{1}{2\pi R_2 C} \Rightarrow R_2 < R_1$$

Le choix inverse aurait pu aboutir à une bande passante nulle.

Concernant le câble reliant les points 1 du Jumper 1 ($JP1$) et du Jumper 2 ($JP2$), il s'agit en quelque sorte d'un câble de "sécurité" que l'on peut connecter afin que le signal ne passe pas par les filtres passe-haut et passe-bas. Cela pourrait nous être utile pour tester notre haut-parleur dans l'hypothèse où un des filtres ne fonctionnerait pas.

Enfin, nous pouvons aussi remarquer une boucle qui relie le point 1 du potentiomètre 3 ($P3$) au reste du circuit. Cette boucle a simplement pour but d'éviter de laisser un câble "dans le vide", et donc d'éviter les signaux parasites.

6.5.4 L'amplificateur de puissance

Cette partie contient l'amplificateur de puissance (aussi appelé amplificateur audio). Cet amplificateur a pour but d'amplifier un signal électrique audio pour permettre le fonctionnement d'un haut-parleur ou d'une enceinte acoustique.

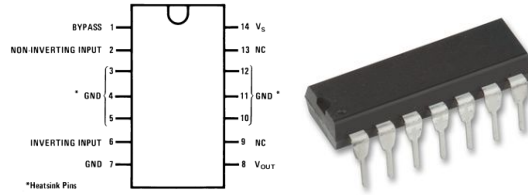


FIGURE 6.15 – L’amplificateur de puissance. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)

Le nom amplificateur de puissance peut induire en erreur. En effet, comme tout amplificateur, l’amplificateur de puissance agit sur la tension mais son impédance de sortie étant très faible, il peut délivrer une grande puissance (ce qui lui vaut son nom).

Dans notre cas, l’amplificateur a un gain en tension de 50 et une puissance de 2.5 W.

Le premier condensateur $C1$ (Figure 6.10) sert à stabiliser la tension d’alimentation de l’amplificateur audio, qui est de 15 V.

Le deuxième condensateur ($COUT$) (Figure 6.10) permet de ne laisser passer que les signaux alternatifs. Il bloque tous les courants continus parasites.

Ces deux condensateurs polarisés ont une capacitance de 470 μF .



FIGURE 6.16 – Condensateurs électrolytiques. (Source : datasheet du composant sur Farnell.com)