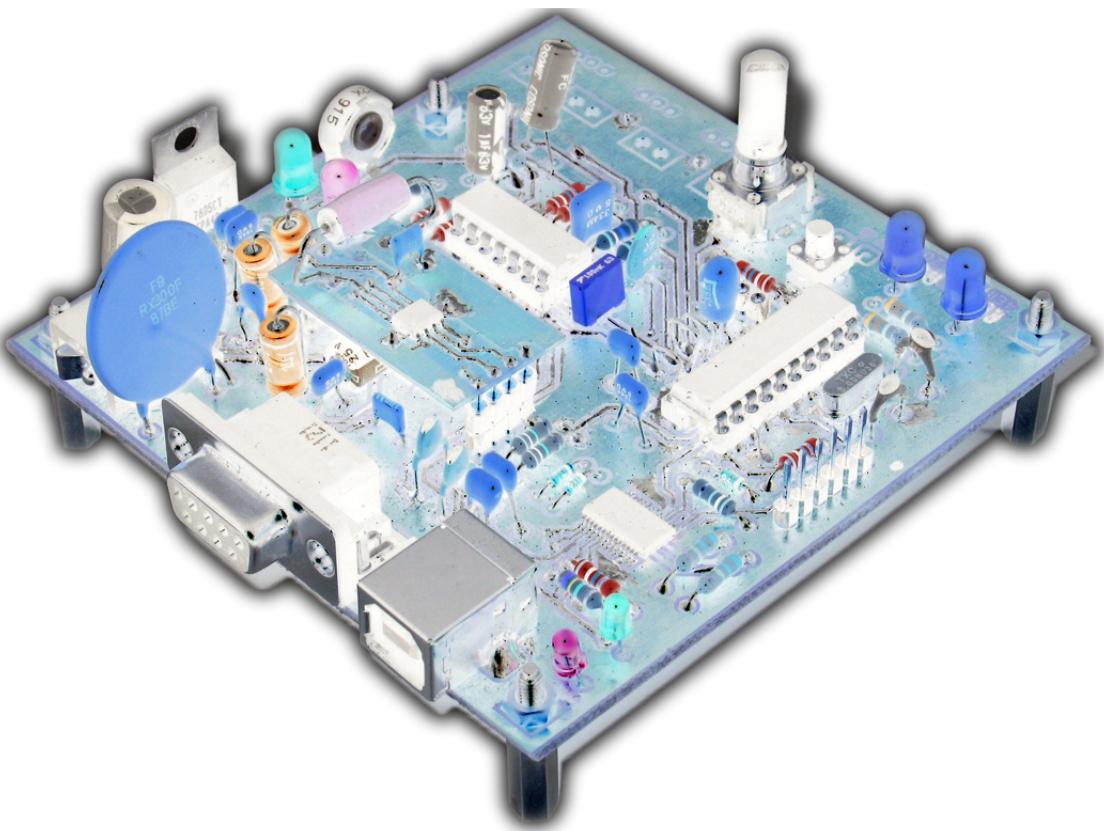


PROJET PLURIDISCIPLINAIRE

Solution Analogique



Xavier GALZIN, Stanislas BERTRAND, Romain DESILLE, Frédéric MESLIN

4 mai 2012

Table des matières

1 Capteur & Conditionnement	3
1.1 Capteur à Effet Hall	3
1.2 Montage différentiel	4
1.3 Consigne analogique	4
2 Correcteur à avance de phase	5
2.1 Données	5
2.2 Détermination de valeurs des composants	5
2.3 Validation par simulation PSpice	7
2.4 Conclusion de l'étude théorique	7
2.5 Validation du modèle câblé	7
3 Conversion & Communication	8
3.1 Choix du microcontrôleur	8
3.2 Conversion A/D	9
3.3 PWM - Pulse Width Modulation	10
4 Contrôle de la puissance	11
4.1 Choix d'un pont complet	11
4.2 Choix du composant intégré	12
4.3 Analyse de la dissipation thermique	13
4.3.1 Caractéristiques thermiques	13
4.3.2 Analyse de l'échauffement	13
4.3.3 Conclusion de l'étude thermique	14
4.4 Réalisation de la platine de puissance	14
4.5 Utilisation du four à refusion	15
4.6 Changement du composant de puissance	15
5 Résultats - Evolution	16
5.1 Prix de la solution	16
5.2 Validation des fonctionnalités	16
5.3 Correcteur numérique	17
6 Bibliographie	17
7 Annexe	18

Introduction

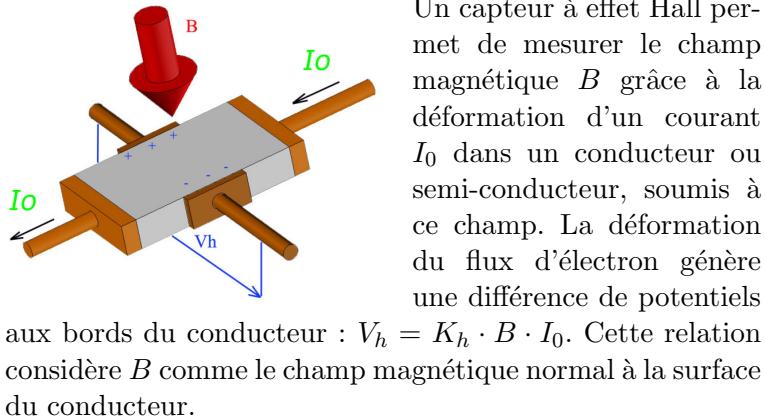
Dans le premier rapport, nous avons analysé le problème d'automatique soulevé par l'asservissement en position du mobile dans un équilibre instable. Grâce à des simplifications théoriques, nous avons pu mettre en place un modèle physique nous permettant de proposer un correcteur analogique adapté. Dans le rapport suivant, nous nous sommes intéressés à deux aspects relatifs à la partie numérique : la communication sérielle pour faciliter les réglages et permettre d'effectuer des mesures en temps réel et les mécanismes de conversion analogique / numérique puis numérique / analogique autant nécessaires pour la numérisation de la consigne et le pilotage de la puissance dans le cadre du correcteur analogique que pour la future solution à saveur plus numérique.

Ce présent rapport détaille la réalisation électronique de notre projet. Partant de la conception aux résultats des tests maquette effectués grâce au circuit imprimé gravé pour l'occasion, tous les modules impliqués dans le fonctionnement du prototype sont étudiés. Sont présentés dans l'ordre de la chaîne de traitement de signal : la mise en forme des informations capteurs, l'implantation du correcteur analogique, la conversion de la consigne obtenue dans le domaine du numérique et enfin le pilotage du module de puissance pour répondre à cette problématique de lévitation.

1 Capteur & Conditionnement

1.1 Capteur à Effet Hall

Principe du capteur à Effet Hall



Implantation des capteurs

Pour mesurer les champs magnétiques de la bobine et du mobile deux capteurs à effet Hall (modèles Allegro A1302) sont placés à chaque extrémité de la bobine. L'alignement de la bobine, du mobile et des capteurs est important car c'est le champ magnétique normal au capteur qui est mesuré. Il est ainsi possible de connaître la position verticale du mobile, les deux capteurs étant placés symétriquement sur la bobine, ils mesurent le même champ résultant. Le champ résultant du mobile n'est pas le même pour les deux capteurs, en effet, le champ diminue avec la distance. Le bilan des champs magnétiques exercés sur les capteurs est le suivant :

$$B_{H2} = B_{Bob} + B_{Mob} \text{ Dist}_{Mob-H2}$$

$$B_{H1} = B_{Bob} + B_{Mob} \text{ Dist}_{Mob-H1}$$

L'image de la position du mobile est contenue dans $B_{Mob} \text{ Dist}_{Mob-H2}$ et $B_{Mob} \text{ Dist}_{Mob-H1}$. L'image est obtenue par différence de B_{H2} et B_{H1} , $V_{H2} - V_{H1}$

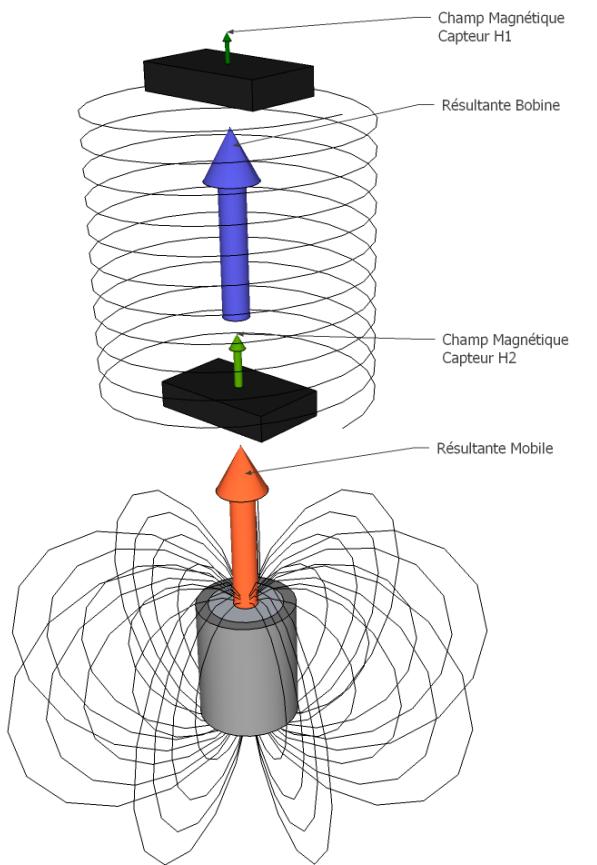


FIGURE 1: Implantation des capteurs

Caractéristiques électroniques

Les capteurs Allegro A1302 conviennent à notre application car ils sont optimisés pour des systèmes de positionnement linéaires ou radiaux. Le capteur peut être alimenté par une tension de 5V, tension utilisée par nos montages analogiques. Le signal de sortie ne nécessite aucun conditionnement car la mesure effectuée est filtrée et amplifiée en interne et le niveau de sortie est directement compatible. Le circuit a une faible impédance de sortie, caractéristique importante pour les montages réalisés par la suite.

1.2 Montage différentiel

Le montage amplificateur d'instrumentation a été choisi pour son gain différentiel réglable, son taux de réjection en mode commun important grâce à l'étage d'entrée symétrique et ses impédances d'entrées fortes. De plus, ce montage a été spécifiquement développé pour notre type d'applications. D'autres montages soustracteurs plus simples, employant moins d'AOPs, auraient été envisageables mais l'économie de composants réalisée en regard des performances obtenues est discutable pour notre application.

Un ensemble d'amplificateurs de type LM324 a été employé pour réaliser toutes les fonctions analogiques. Ce boîtier a été choisi pour son aptitude à fonctionner en mono-tension, sa bande passante suffisamment élevée pour notre application et son caractère standard impliquant sa disponibilité. Un circuit LM324 comportant 4 AOPs identiques, il est tout indiqué pour l'implantation de l'amplificateur d'instrumentation.

Ce montage n'est pas réalisé de manière complètement intégrée ce qui dégrade ses performances, notamment à cause des imprécisions relatives des résistances R . Des composants idoines intégrant toute la structure existent et permettent des mesures de grande précision mais à un prix en rapport direct.

L'étude du schéma donne la relation suivante : $V_s = (1 + 2\frac{R}{R_0})(V_1 - V_2) + V_{offset}$. La mesure de la tension maximale de sortie permet de régler la valeur de l'offset, $V_{offset} = \frac{V_{max}}{2}$, $V_{max} = 3.7V$. Cela permet de maximiser les variations du signal en le centrant dans la plage de sortie de l'AOP.

1.3 Consigne analogique

La conception initiale ne prévoyait pas de consigne analogique, seulement une consigne numérique. Il s'est avéré plus intéressant d'ajouter une consigne analogique pour plusieurs raisons : elle permet de générer l'erreur et de travailler centré sur l'offset en sortie du montage différentiel. Cela permet de maximiser la plage du signal pour la numérisation.

La consigne est ajoutée en tirant avantage du montage différentiel. Désormais, sur l'entrée inverseuse du montage, deux signaux sont sommés, la consigne et le capteur $H1$. Le champ magnétique mesuré par $H1$ est plus faible que celui de $H2$ donc $H2 - H1 > 0$. L'ajout de la consigne permet d'annuler cette tension pour une certaine position du mobile (position d'équilibre), la tension de sortie est alors celle de l'offset.

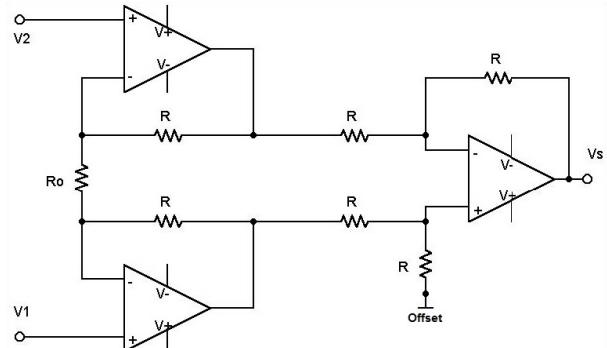


FIGURE 2: Amplificateur d'instrumentation

FIGURE 2: Amplificateur d'instrumentation

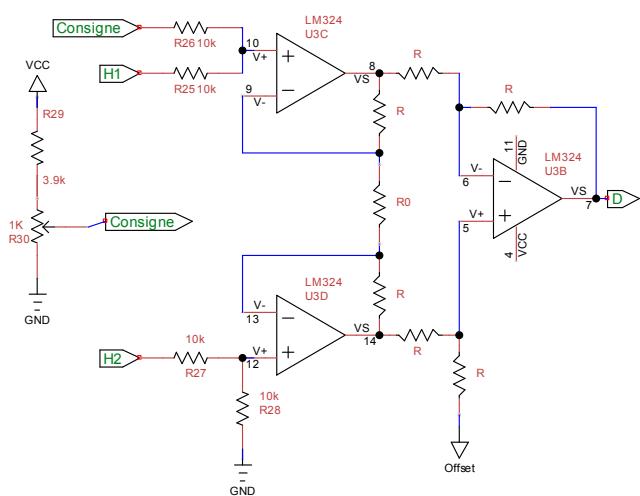


FIGURE 3: Différentiel avec consigne

$$V_s = \frac{1}{2}(1 + 2\frac{R}{R_0})(H2 - H1 - Consigne) + V_{offset}$$

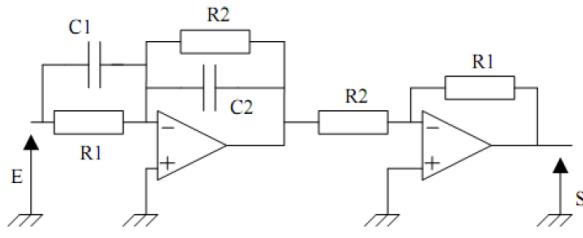
$$Consigne = (H2 - H1)_{15mm}$$

Le sommateur en entrée induit une division par deux des tensions. C'est pourquoi la tension du capteur H2 est également divisée via un pont. Cela est rendu possible grâce à la faible impédance de sortie des capteurs à effet Hall. La génération de consigne respecte cette contrainte, $R_{eq_{Consigne}} \ll R_{26}$. Pour faciliter le réglage, la course du potentiomètre a été fixée de 0 à 1V, ce qui est suffisant pour annuler $H2 - H1$. Ce gain d'entrée est compensé par le gain du montage différentiel.

2 Correcteur à avance de phase

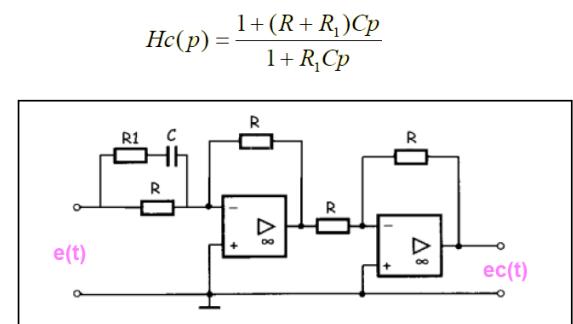
2.1 Données

Pour le schéma et les formules (que nous avons vérifiées) du correcteur, nous avions le choix entre deux montages différents que nous avons trouvé sur internet :



$$C(p) = \frac{1 + R_1 C_1 \cdot p}{1 + R_2 C_2 \cdot p} \quad \text{avec } R_2 C_2 \ll R_1 C_1$$

(a)



(b)

FIGURE 4: Deux solutions de réalisations analogiques pour le correcteur à avance de phase

Nous avons retenu le premier des deux schémas en raison de sa possibilité de régler plus facilement le rapport entre les constantes de temps du zéro et du pôle de la fonction.

2.2 Détermination de valeurs des composants

Dans le schéma retenu, le produit $R_1 * C_1$ correspond à la constante T_{av} définie dans le rapport d'automatique et le produit $R_2 * C_2$ correspond à $0.1 * T_{av}$. Nous allons déterminer les valeurs de R_1 , R_2 , C_1 et C_2 dans deux configurations : poids du mobile à $0.0897kg$ correspondant à un T_{av} de 0.0313 et poids du mobile à $0.1414kg$ correspondant à un T_{av} de 0.0393 .

Pour des raisons de simplifications, nous prendrons les résistances R_1 et R_2 égales, le facteur 10 entre les constantes de temps du numérateur et du dénominateur sera donc réalisé par un facteur 10 entre les valeurs des condensateurs. En outre, pour ne pas avoir à utiliser des condensateurs trop grands et non polarisés (pour des raisons de coût principalement), nous ne les prendrons pas de trop grandes valeurs et nous compenserons cela avec les résistances. Pour le poids de $0.0897kg$, en choisissant des composants avec des valeurs normalisées, on obtient ainsi $R = 100.0K\Omega$, $C_1 = 330nF$ et $C_2 = 33nF$.

On fera plutôt varier les résistances que les condensateurs pour s'adapter au changement de poids. On conserve donc les mêmes valeurs de condensateurs. On trouve alors $R = 119.090K\Omega$ pour pouvoir gérer le changement de poids. Il sera donc possible de prendre des potentiomètres pour ajuster les constantes, corrigeant ainsi les écarts possibles liés à la tolérance sur les valeurs des condensateurs. Dans la pratique, on fera plutôt varier le gain du montage pour compenser le changement de poids.

Nous avons cependant apporté une modification en enlevant le deuxième AOP pour des raisons d'économie. Cela cause juste l'apparition d'un facteur $\frac{-R_2}{R_1}$. Les résistances étant égales, la seule

différence que cela fait est un signe "-" que nous compenserons grâce au microcontrôleur. Le schéma final du correcteur à avance de phase est donc le suivant :

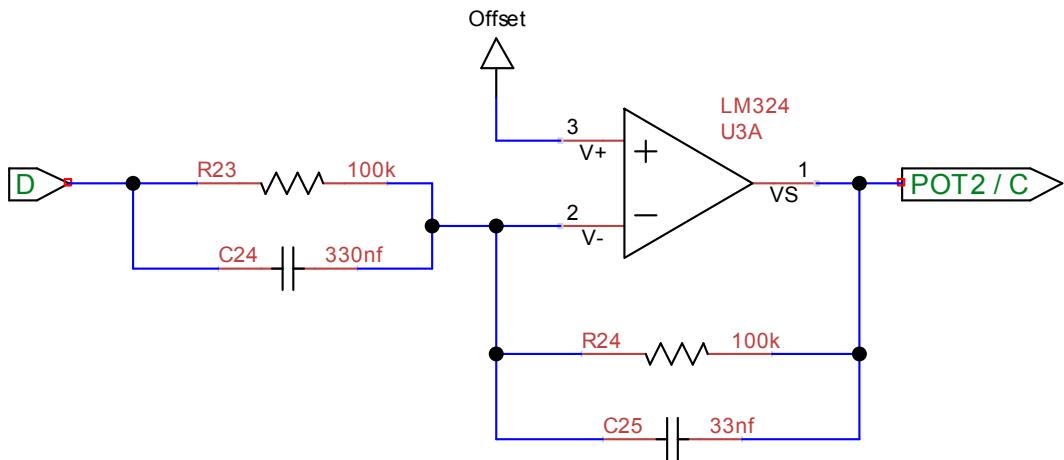


FIGURE 5: Schéma retenu pour le correcteur à avance de phase

Aussi, par le biais de MATLAB, nous avons pu obtenir la courbe théorique de notre correcteur par avance de phase :

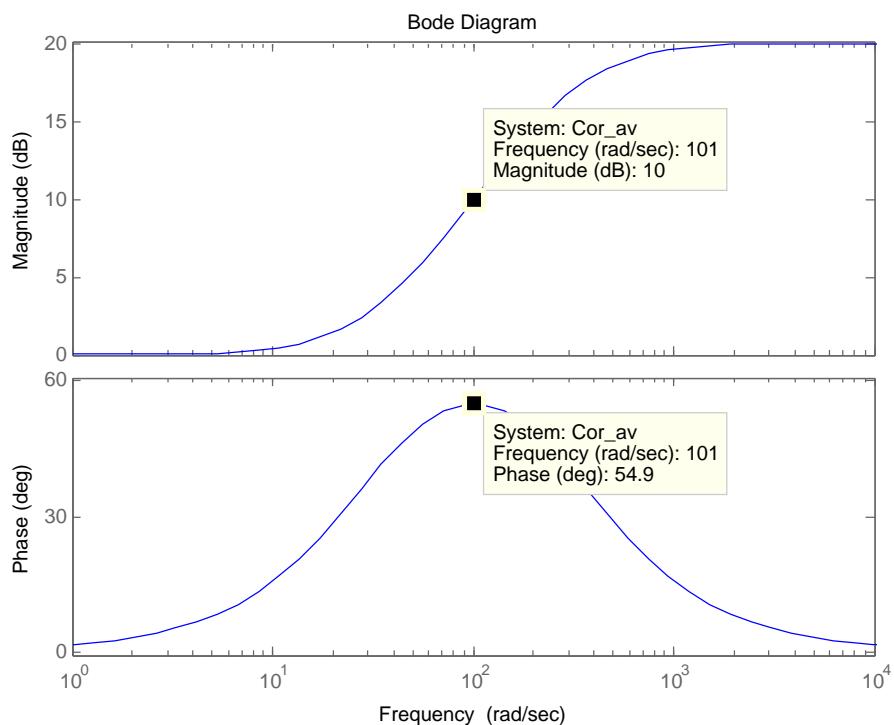


FIGURE 6: Diagramme de gain et de phase du correcteur (Matlab)

A noter que la fréquence donnée est en rad.s^{-1} , elle vaut environ 16 Hz et correspond bien au pole du correcteur calculé lors de la partie automatique. On observe un gain de 10 dB à la fréquence où l'on travaillera et dont il faudra tenir compte pour la suite.

2.3 Validation par simulation PSpice

On simule le correcteur à avance de phase par le schéma suivant :

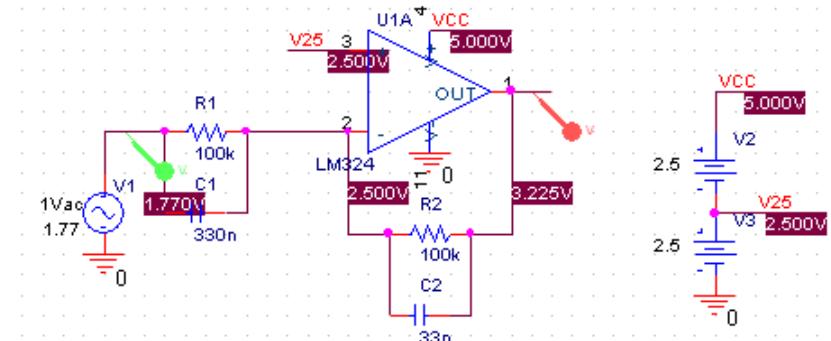


FIGURE 7: Schéma de test utilisé pour la simulation avec Orcad

On obtient le résultat de simulation suivant :

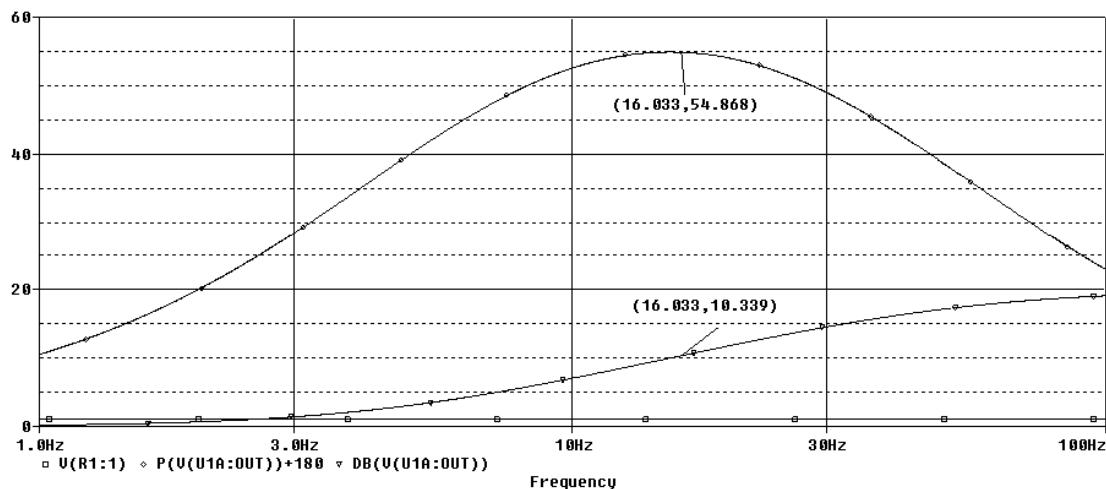


FIGURE 8: Diagramme de gain et de phase du correcteur (Orcad)

Comme on peut le voir en comparant par rapport au résultat donné par MATLAB, le schéma répond comme on le souhaitait.

2.4 Conclusion de l'étude théorique

Nous avons donc validé notre choix de montage de correcteur et nous avons déterminé des valeurs admissibles de composants analogiques grâce à cette étude. Il faudra cependant être attentif quant au choix des condensateurs vis-à-vis de leur fréquence de fonctionnement.

2.5 Validation du modèle câblé

Comme on peut le voir sur cette photo où l'on a réglé un signal d'entrée de 16Hz , on a bien un gain de 10dB (gain d'environ 3) : tension d'entrée (CH2) à 1V, tension de sortie (CH1) à environ 3V. Au niveau du déphasage, on a un carreau d'écart pour une période de 6.2 carreaux ce qui correspond bien à un déphasage de 60 ° attendu.

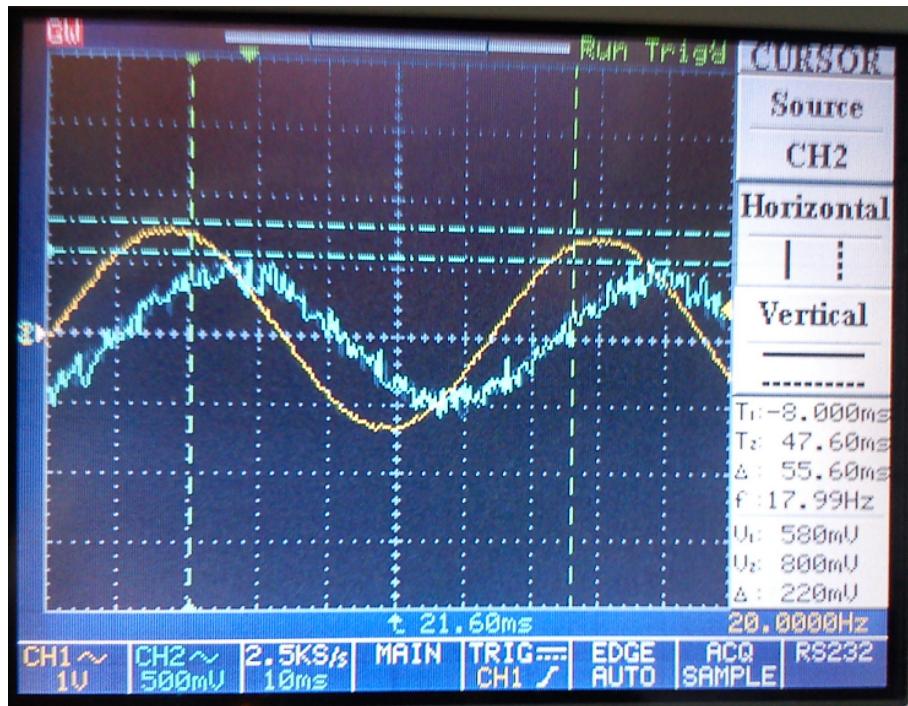


FIGURE 9: Résultat observé du correcteur à avance de phase

3 Conversion & Communication

3.1 Choix du microcontrôleur

Tout d'abord, nous voulions utiliser un microcontrôleur de la famille des Microchip PIC puisque nous étions pour la majorité davantage habitués à leur programmation et que nous avons toujours eu une bonne expérience avec ces composants.

Une fois ce choix fait, nous avons recherché le microcontrôleur qui satisfaisait toutes les contraintes à venir. C'est pour cela que nous avons choisi le PIC24FV32KA301. Ce microcontrôleur est compatible 5V et dispose d'un régulateur interne qui génère une tension 3.3V nécessaire pour le coeur à partir de l'alimentation externe. Il nous épargne aussi la partie adaptation de tension obligatoire pour interfaçer les résultats des capteurs et de la partie analogique.

En outre, nous voulions un microcontrôleur assez rapide pour supporter les calculs plus complexes que nous aurons à faire lors de la partie correction numérique. Ainsi, la fréquence de travail de notre microcontrôleur est de 16 MHz en interne et il dispose de module de multiplication et de semi-division (1 cycle pour une multiplication et 19 pour une division).

Enfin, notre microcontrôleur dispose d'un CAN 12 bits qui sera utile lors de l'acquisition des signaux et d'un module UART qui nous servira lors de la mise en place de la communication série. Disposant déjà des outils de développement Microchip, nous ne perdrons pas de temps à l'installation et la prise en main de ces derniers.

Nous voulions travailler avec les produits de Microchip, ce choix s'est fait par habitude car nous avions déjà tous utilisé leurs produits et n'avions eu aucun problème avec ces composants. Avant tout, nous avons fait la liste des caractéristiques du microcontrôleur dont nous avions besoin :

- **Tension d'alimentation.** Nous avons fait le choix d'uniformiser les tensions d'alimentation du microcontrôleur, des capteurs et du convertisseur "Série/USB" afin de se passer d'adaptation en tension. C'est pourquoi l'intégralité de la carte est alimenté en 5V, le microcontrôleur contenant un régulateur interne qui génère le 3.3V dont il a besoin en interne.

- **Fréquence de travail.** Afin de nous donner une certaine liberté concernant les calculs entre chaque échantillonnage des valeurs de capteurs, nous avons opté pour un microcontrôleur pouvant fonctionner à 32MHz. Les microcontrôleurs Microchip utilisant deux cycles d'horloge par instruction, nous avons donc un microcontrôleur fonctionnant à 16 MIPS.
- **Conversion Analogique/Numérique.** Nous avons fait le choix de multiplier les points d'acquisitions, nous voulions pouvoir obtenir l'image numérique des capteurs, de la tension de sortie du montage différentiel et de celle du correcteur. Nous voulions donc un microcontrôleur possédant au minimum 4 entrées permettant la conversion analogique/numérique.
- **PWM et Timers.** Nous n'avions pas énormément de contraintes concernant la génération des signaux PWM, ces microcontrôleurs possédant des timers dédiés pour chaque sortie de comparaison PWM. En tout et pour tout, nous n'avions seulement besoin que d'une sortie de type "Output Compare".
- **Multiplicateur/Diviseur hardware** Afin de minimiser le temps de calcul de la solution numérique, nous avons cherché un microcontrôleur possédant un multiplicateur/diviseur hardware. Cela diminuera le temps de calcul nécessaire entre chaque période d'échantillonnage de façon non négligeable (1 cycle pour une multiplication et 19 pour une division).
- **Outils de développement** Comme nous possédions déjà un programmeur Microchip : Pickit 3. Nous avons cherché un microcontrôleur supportant la programmation et le débogage par bus ICSP.

Nous avons donc cherché un microcontrôleur répondant à tous ces impératifs. Nous avons trouvé le PIC24FV32KA301 ayant les caractéristiques suivantes :

- **Tension d'alimentation** : entre 2V et 5,5V
- **Fréquence de travail** : jusqu'à 32Mhz
- **Conversion Analogique/Numérique** : convertisseur analogique/numérique 12 bit différentiel , 12 entrées, 100kSa/s échantillons par seconde.
- **PWM et Timers** : 3 Output Compare, résolution 16 bits
- **Multiplicateur/Diviseur hardware** : multiplicateur hardware 16x16 bits, semi-diviseur hardware 32 x16 bits
- **Outils de développement** : Pickit3 supporté

3.2 Conversion A/D

Le module ADC offert par notre microcontrôleur comprend deux voies d'acquisition multiplexables avec un cycle d'échantillonnage-conversion redéclenchable automatiquement sur débordement timer. Dans notre cas nous utiliserons la voie A et le Timer1 qui générera l'événement déclenchant le passage de l'échantillonnage à la conversion périodiquement et automatiquement (fréquence de l'évènement du Timer1 réglée à 1 kHz). L'échantillonnage reprendra dès la conversion terminée et le format des résultats sera fourni en décimal sans signe puisque nous allons mesurer une tension qui sera comprise entre 0 et 5V.

Il ne reste plus qu'à régler la fréquence à laquelle ces cycles d'échantillonnage - conversion vont se répéter. Dans notre cas, nous avions déterminé dans le rapport sur la partie automatique qu'une

fréquence d'1 kHz serait suffisante.

Après quelques tests, il apparaît que l'échantillonnage le plus lent que l'on puisse faire est de période $992\mu s$. En effet, on a $T_{AD} = (ACDS + 1) * T_{CY}$ avec $T_{CY} = \frac{2}{F_{OSC}}$, F_{OSC} étant la fréquence du microcontrôleur avant passage dans le module des PLL donc 8 MHz. On a donc $T_{CY} = 500ns$ et en prenant le maximum d'ADCS qui vaut 63, on a $T_{AD} = 64 * T_{CY} = 32\mu s$. Ensuite, on peut déclencher chaque cycle d'échantillonnage tous les $SAMC * T_{AD}$. En prenant le maximum de SAMC (soit 31), on obtient finalement $T_{samp} = 31 * T_{AD} = 992\mu s$, ce qui est très proche de ce que l'on visait.

Une fois la phase d'initialisation effectuée, la fonction qui récupère l'échantillon se compose simplement d'une sélection de la voie et d'une attente active sur le flag de fin de conversion. On récupère et on retourne la donnée convertie à l'issue de cette attente.

L'attente active n'est pas gênante puisque l'on récupère la valeur de l'échantillon à chaque début d'interruption sur le Timer 1 et que la conversion, qui est très rapide à effectuer, a déjà débutée dès lors que l'on a généré le signal d'interruption du Timer 1. On enchaîne ensuite avec la suite du programme pendant que l'échantillonnage reprend et on termine largement avant la prochaine interruption.

3.3 PWM - Pulse Width Modulation

Chaque sortie PWM du microcontrôleur possède un Timer dédié ce qui permet de ne pas monopoliser un Timer pour générer la sortie PWM. Pour configurer le Timer OC1 (Output Compare 1), il faut tout d'abord choisir le mode de fonctionnement du Timer. Nous avons choisi d'utiliser le Mode "EDGE-ALIGNED PWM".

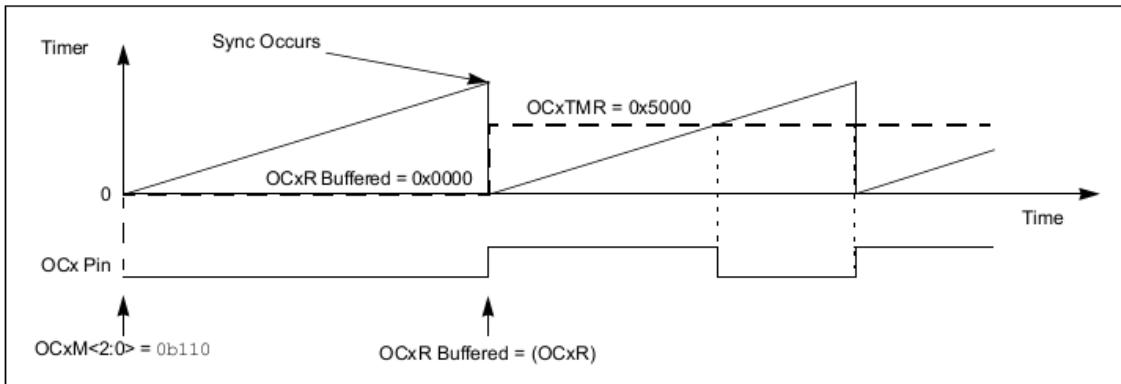


FIGURE 10: Schéma de principe du mode EDGE-ALIGNED PWM

Nous avons ensuite réfléchi à l'ordre de grandeur de fréquence de la PWM. Cette dernière ne doit pas être inférieure à 20 kHz, un fréquence inférieure risquerait de générer des vibrations audibles et donc d'engendrer un bruit avec la bobine. Il ne faut pas non plus que la fréquence de la PWM soit trop élevée, sinon la résolution du rapport cyclique deviendrait trop faible.

Nous avons trouvé par le calcul le bon compromis : 62 kHz. Cela nous donne une résolution de 8 bits pour le rapport cyclique en utilisant Fcy comme horloge d'entrée Fcy étant la fréquence de cycle.

$$\begin{aligned} F_{osc} &= 32MHz \\ F_{cy} &= F_{osc}/2 = 16MHz \\ F_{PWM} &= 16MHz/2^8 = 62,5kHz \end{aligned}$$

4 Contrôle de la puissance

La génération de la puissance dans notre application est une partie critique. Faire léviter un mobile d'un poids d'une centaine de gramme soumis à la gravité nécessite l'emploi d'une bobine de taille importante en comparaison avec les selfs classiquement rencontrés dans les montages électroniques. L'objectif est de produire un champ magnétique puissant pour porter le mobile. Ceci implique la régulation de courants importants, naviguant autour de deux ampères.

4.1 Choix d'un pont complet

Pour contrôler le champ magnétique émis, nous avons opté pour le pilotage de la bobine en tension. Étant donné la forte intensité des courants invoqués et pour éviter un trop grand gaspillage énergétique, le cahier des charges imposait une régulation en commutation plutôt qu'en fonctionnement linéaire. La bobine étant d'inductance élevée et de résistance faible, elle forme donc un filtre passe bas :

$$L_{bob} = 14,9mH \quad R_{bob} = 2.24\Omega$$

En considérant l'impédance de sortie du générateur de tension négligeable, on obtient :

$$F_{coupure} = \frac{1}{2\pi \times R_{bob} \times L_{bob}} = 4.77Hz$$

Ce circuit constitue un filtre passe bas pour le courant d'une fréquence de coupure très faible. Nous allons donc pouvoir piloter la bobine à l'aide de PWMs ou MLIs (Modulation de largeur d'impulsion) à des fréquences relativement élevées. Le filtre réalisé lissera ensuite les impulsions pour former un courant continu proportionnel au rapport cyclique employé.

Pour générer les impulsions de tension, nous avions le choix entre trois solutions :

- **Transistor simple** : solution basique permettant d'alimenter ou non la bobine et de faire circuler le courant dans un seul sens.
- **Demi pont en H** : solution intermédiaire permettant de faire circuler le courant dans les deux sens mais nécessitant une source d'alimentation de puissance négative.
- **Pont en H complet** : solution ultime permettant de faire circuler le courant dans les deux sens sans disposer d'une source d'alimentation de puissance négative.

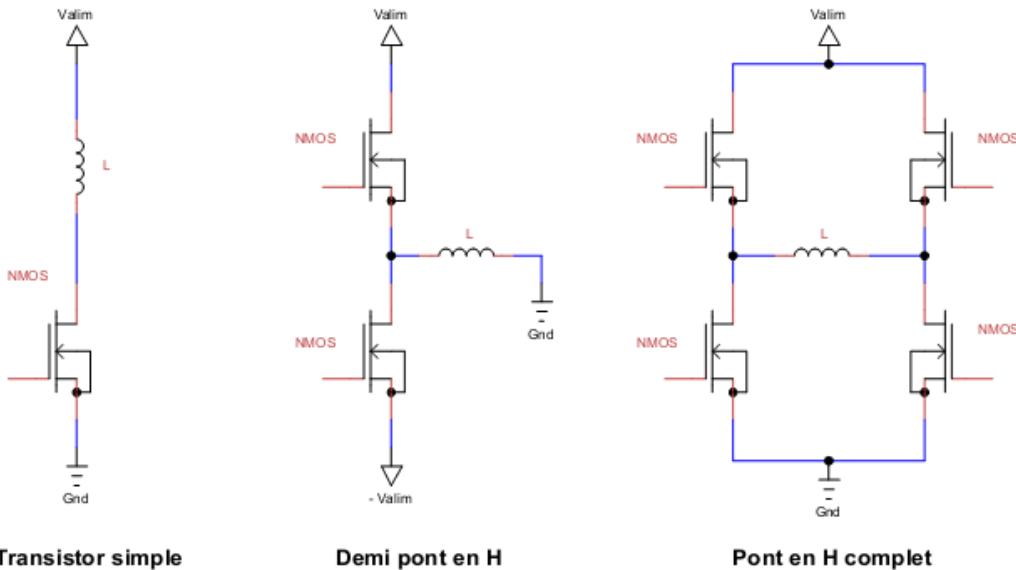


FIGURE 11: Différentes solutions de distribution de la puissance

Nous avons supposé que la possibilité d'inverser le sens du courant dans la bobine pouvait être intéressante pour notre application et ayant pour contrainte de conception la présence d'une seule

source d'alimentation de puissance, nous avons sélectionné la solution du pont complet. Après discussion avec les encadrants du projet, nous avons émis l'hypothèse que la répulsion de la bobine pourrait améliorer la stabilité de l'asservissement et la consommation électrique globale du système. Ce qui semble certain c'est qu'elle facilite le positionnement manuel initial du mobile. Nous pourrons par la suite affirmer ou infirmer ces hypothèses en contrignant ou non le pont à fonctionner dans un seul sens. Nous saurons donc si le choix du pont complet était judicieux. Cette solution à l'inconvénient majeur d'être largement plus onéreuse à mettre en place que la première solution à un seul transistor.

4.2 Choix du composant intégré

Contrairement au circuit faisant la mesure différentielle des informations capteurs, nous avons préféré l'emploi d'une technologie intégrée pour réaliser le pont. Les avantages de cette solution sont multiples : les transistors de puissance sont optimisés pour cette application, leur circuit de pilotage est intégré et on dispose de protections à la fois thermiques et par mesure de courant circulant dans la bobine.

Nous avons choisi le circuit Allegro (A4950) possédant les caractéristiques suivantes :

- Tension maximum de puissance $V_{max} = 40V$
- Courant maximum de puissance $I_{max} = 3.5A$, tolérance de pics à $I_{peak} = 6.0A$
- Faible $R_{DSon} = 0.8\Omega$ maximum @ $T_j = 25^\circ C$
et $R_{DSon} = 1.3\Omega$ typique @ $T_j = 125^\circ C$
- Niveaux logiques d'entrée compatibles avec logique 0 - 5V
- Boîtier miniature CMS SOICN 8 avec pad thermique

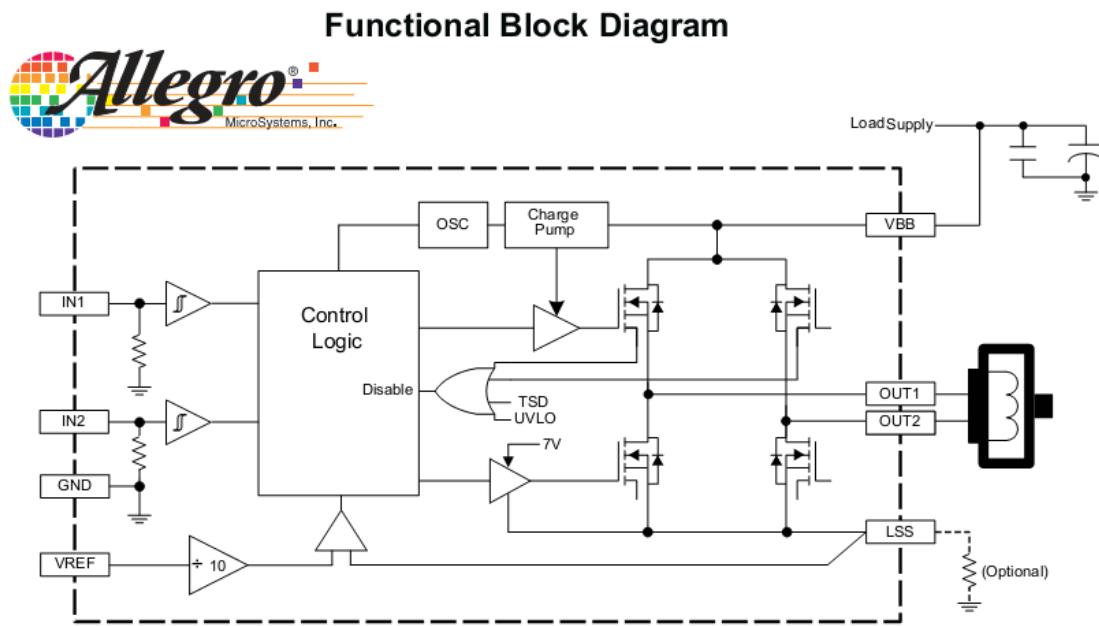


FIGURE 12: Schéma bloc interne du composant

Le schéma interne précise les différents modules intégrés au composant. Le bloc *control logic* pilote les grilles des transistors MOS de puissance par l'intermédiaire d'amplificateurs. On remarque la présence d'une pompe de charge pour générer une tension positive supérieure à la tension présente sur V_{VBB} car tous les transistors du pont sont des MOSFET à canal N. Un dispositif de comparateur permet d'implanter une limitation de courant dans le pont. Il fonctionne en comparant la tension présente sur V_{LSS} avec la tension de référence V_{REF} après une division par 10. Nous avons donc ajouté une résistance de mesure et de puissance de 0.1Ω . Ceci nous donne une correspondance directe entre la tension de référence et le courant maximum autorisé dans le pont.

Ce diagramme illustre les différents modes de fonctionnement du circuit. On en retiens deux modes utiles pour notre application : le mode "forward" et le mode "reverse". Les deux autres modes sont

PWM Control Timing Diagram

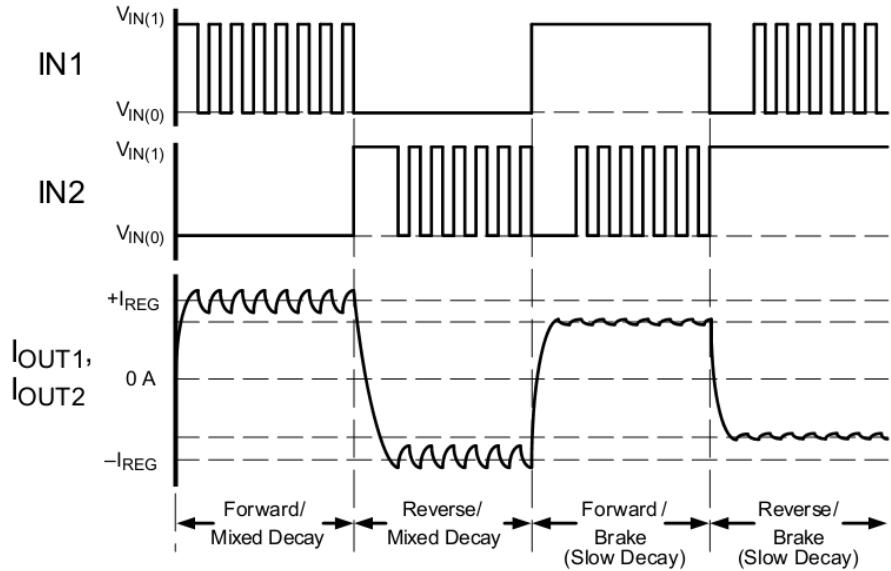


FIGURE 13: Modes de fonctionnement du circuit

des modes de freinage, utilisés pour la commande de moteurs à courant continu. Pour alimenter notre bobine dans un certain sens, il suffit de piloter l'une des entrées IN_1 ou IN_2 et de forcer l'autre à la masse. Nous n'avons donc eu besoin que d'une sortie PWM sur notre microcontrôleur pour contrôler entièrement le pont.

En plus de ses bonnes caractéristiques électriques et de son pilotage aisément, ce circuit est disponible au catalogue Farnell et fait partie des composants les moins chers. En le choisissant, nous avons quand même négligé deux aspects qui ont débouché sur des difficultés d'intégration importantes : la taille réduite du boîtier (SOICN 8) et la nécessité d'un bon dispositif de dissipation thermique pour le refroidir.

4.3 Analyse de la dissipation thermique

Avant de réaliser la carte fille intégrant le pont nous avons fait une étude de dissipation thermique. Cet aspect était nécessaire pour concevoir le circuit imprimé en conséquence.

4.3.1 Caractéristiques thermiques

Les données techniques des composants sont les suivantes :

$R_{TH} = 62 \text{ }^{\circ}\text{C.W}^{-1}$: résistance thermique du boîtier

$T_{JUNC_MAX} = 160 \text{ }^{\circ}\text{C}$: température maximale de la jonction

$T_{AMB} = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$: température ambiante considérée

$R_{DSON_MAX} = 1.3\Omega$: résistance drain - source interne

On ne peut que constater que la valeur de R_{DSON_MAX} est élevée en comparaison à celle de bons transistors MOS discrets. Cette caractéristique est discriminante pour le rendement et permet le calcul de la puissance perdue par effet Joule. La valeur de R_{TH} est donnée par le fabricant pour une dissipation de la chaleur dans un circuit imprimé deux couches, de 0.8 mm d'épaisseur et suffisamment étendues. Dans le cas d'une conception à 4 couches, cette valeur peut descendre jusqu'à $35 \text{ }^{\circ}\text{C.W}^{-1}$.

4.3.2 Analyse de l'échauffement

L'équation de la température de la jonction est donnée par :

$$T_{JUNC} = R_{TH} * P_{DIS} + T_{AMB}$$

Si on considère que le courant moyen distribué par le pont vaut :

$$I_{MOY} = 1.28A$$

On obtient la puissance dissipée par le composant :

$$P_{DIS} = R_{DS0N} * I_{MOY}^2 = 1.3 * 1.28^2 = 5.2W$$

Et par conséquence la température de la jonction en fonctionnement :

$$T_{JUNC} = R_{TH} * P_{DIS} + T_{AMB} = 62 * 5.2 + 25 = 157 ^\circ C$$

4.3.3 Conclusion de l'étude thermique

On constate que le résultat trouvé est très proche de la valeur limite de la température de jonction T_{JUNC_MAX} du composant. Cependant, nous avons effectué le calcul dans le pire des cas et on pouvait présumer que cette situation ne sera pas atteinte.

4.4 Réalisation de la platine de puissance

Pour intégrer notre pont complet dans la chaîne de commande, nous avons réalisé une platine fille dédiée s'enfichant sur le circuit imprimé. L'intérêt était de pouvoir changer de composant de puissance au cas où la dissipation n'était pas suffisante pour le faire fonctionner. Le fait que la platine soit surélevée par rapport à la carte mère améliorait aussi son aération et donc sa dissipation.

La plupart des composants de gestion de puissance sont intégrés dans des boîtiers imposants, possédant des surfaces métalliques permettant une dissipation de la chaleur améliorée (TO 220, pentawatt, SOT23 ...). On trouve aussi des composants en boîtier DIP avec des pattes, en général deux paires situées au centre, prévues pour évacuer la chaleur. La technologie de dissipation de notre pont est tout autre : le boîtier utilisé est de type SOIC standard à la différence qu'il comporte un *pad thermique* relié au substrat du circuit et situé en dessous du composant. L'objectif est de dissiper la chaleur produite dans les différentes couches de cuivre avoisinantes. Les illustrations de la datasheet du A4950 conseillent l'utilisation de vias pour répartir la chaleur dans les circuits imprimés multicouches et proposent un layout particulier.

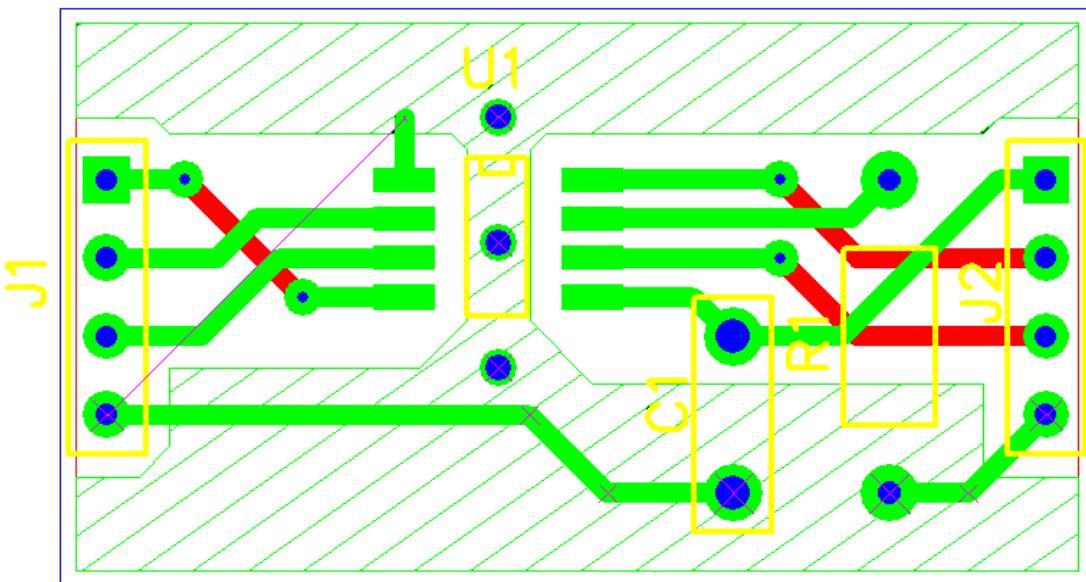


FIGURE 14: Le circuit imprimé de la carte fille

Le circuit imprimé réalisé possède deux plans de masse destinés à dissiper un maximum de chaleur. Le plan inférieur couvre quasiment toute la surface de la plaque et le plan supérieur est représenté par la surface hachurée verte. Trois vias servent à assurer la conduction thermique entre les plans.

4.5 Utilisation du four à refusion

Pour souder le circuit AL4950 et notamment le pad thermique, nous avons utilisé un four à refusion. La datasheet ne proposant pas de consigne de température, nous avons utilisé une consigne par défaut. Le four nous a permis d'assurer une conduction thermique suffisante entre le pad et la surface cuivrée.



FIGURE 15: Le four

4.6 Changement du composant de puissance

Avec notre pont complet nous avons réussi à faire léviter le mobile. D'abord la partie aimanté seule, ensuite avec le leste. Nous avons constaté que l'échauffement était important, que la dissipation faite par le circuit imprimé était relativement bonne mais en définitive insuffisante. Après réglages, nous avons réussi à respecter le cahier des charges avec la partie aimantée seule mais pas avec le mobile leste. Au delà d'une distance de lévitation de 14 mm, l'échauffement était trop élevé et la protection thermique du circuit se déclenchaient inopinément faisant chuter le mobile. La consommation de courant était mauvaise à cause de la forte valeur de $R_{DS(on)}$.

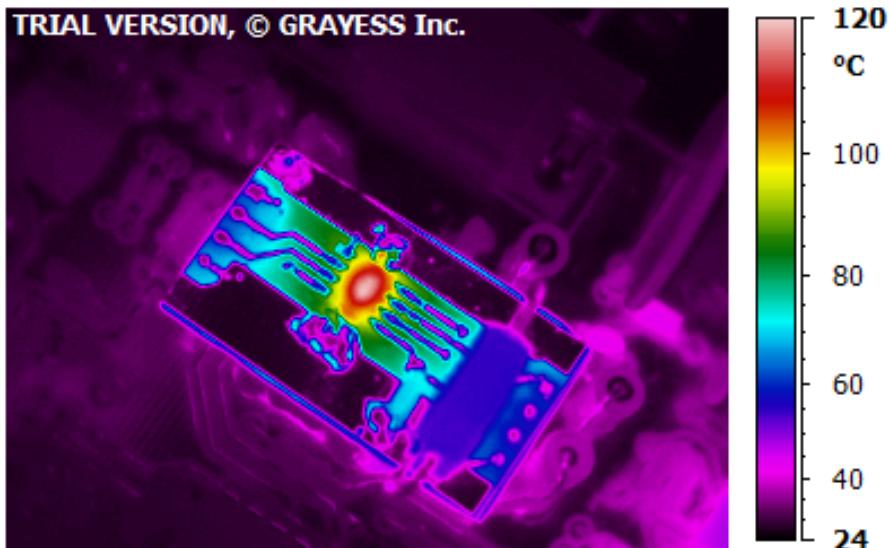


FIGURE 16: Vue du pont en fonctionnement avec caméra thermique

Nous avons donc essayé d'améliorer la dissipation en ajoutant un radiateur en cuivre à la platine fille. Le radiateur devait étendre encore la surface de dissipation. Suite à une manipulation maladroite, la carte de puissance a été endommagée et le pont désolidarisé. Après une tentative de réparation, la puissance ne fonctionnant plus, nous avons décidé de profiter de cet accident pour changer de composant.

Le nouveau composant sélectionné est le circuit L6203 de ST-Microelectronics . Nous l'avons choisi pour son format de boîtier multiwatt permettant l'adjonction d'un radiateur et pour son mode de fonctionnement proche du circuit AL4950. Ce composant à l'avantage de posséder un $R_{DS(on)} \approx 270m\Omega$, largement inférieur au précédent pont. Malgré ces excellentes caractéristiques, le circuit ne dispose pas d'une limitation de courant par mesure et comparaison avec une tension de référence. Cette fonctionnalité était pourtant très intéressante pour protéger la bobine contre une trop forte intensité en cas de défaut de programme. Nous allons décider prochainement de son éventuelle implémentation à l'aide de composants externes.

Ce composant avait été écarté lors du premier choix de pont à cause de son coût supérieur, en lien avec sa faible résistivité, au AL4950. Nous avons donc décidé d'abandonner la solution CMS mais de conserver le dispositif du pont plutôt que de le remplacer par un simple transistor de puissance.

Nous avons jugé que la légère surconsommation engendrée valait bien le gain en facilité de placement du mobile pour l'utilisateur à l'allumage de la lampe. De plus, après discussion avec les encadrants du projet et des résultats de mesures expérimentales, nous avons constaté qu'il était possible de faire léviter le mobile avec une consommation énergétique quasiment nulle, en plaçant la consigne à une certaine distance de la bobine. Malheureusement cette distance est faible par rapport à celle imposée par le cahier des charges. On pourrait néanmoins envisager une telle solution pour une lampe plus "écologique" avec l'aide d'aimants plus puissants et d'un mobile plus léger.

La prochaine étape est maintenant de réaliser la nouvelle platine de puissance dès réception du nouveau composant de puissance.

5 Résultats - Evolution

5.1 Prix de la solution

Nous avons fait une rapide évaluation du coût de réalisation de notre solution. Pour se faire, nous avons pris en compte les prix des composants à l'unité et pour 1000 pièces au catalogue de Farnell. On obtient ainsi une fourchette relativement large qui permet de se donner une idée du coût de notre solution selon le contexte (production en série ou exemplaire prototype). Le prix estimé est d'environ 19 euros pour les composants seuls avec les prix de gros et d'environ 32 euros pour les composants seuls pour un prototype. Étant donné la taille de notre carte, nous évaluons à 8 euros les coûts concernant la fabrication du PCB dans le cas d'une production massive et à 12 euros dans le cas de la conception d'un prototype. Cela amène le prix total à une fourchette de 27 à 44 euros selon le type de production. Il est certain que ce prix peut descendre en n'utilisant pas un pont complet et en trouvant une alternative moins onéreuse au circuit convertisseur série - USB FT232RL.

Le détail du prix des composants pourra être trouvé en annexe.

5.2 Validation des fonctionnalités

Différentiel

Le montage différentiel utilisé réalise correctement sa fonctionnalité. Le gain du montage a été augmenté pour permettre la lévitation du mobile avec le lest. Il varie maintenant entre 1.87 et 21. Il reste pour l'instant des limitations dans la chaîne d'asservissement qui ne permettent pas de régler correctement ce gain. Une fois ces limitations identifiées et prises en compte, un gain judicieux sera choisi.

Correcteur analogique

Le correcteur analogique réalisé par le montage avance de phase permet la lévitation du mobile. Un essai d'asservissement sans ce correcteur serait un bon test.

Microcontrôleur & Communication

La génération du signal PWM par le microcontrôleur permet le pilotage de la bobine, La lévitation en atteste. Des fonctionnalités supplémentaires restent à implémenter. Il serait intéressant de pouvoir "monitorer" les paramètres d'asservissement. Pour cela la communication série est nécessaire mais cette partie est encore en cours de validation.

Puissance

La première solution technique envisagée permet le pilotage de la bobine, cependant la forte dissipation et la protection thermique occasionnent des limitations qui perturbent notre asservissement (oscillations, tremblements). Malgré ces inconvénients, cette solution nous a permis de se confronter à la technologie CMS et ces outils associés.

5.3 Correcteur numérique

Le correcteur analogique permet l'asservissement du mobile mais le système n'est pas précisément modélisé et cette modélisation est relativement rigide. Pour notre réalisation, il est difficile de modifier, régler le correcteur à avance de phase. Une solution de correction numérique permettrait des réglages plus faciles.

6 Bibliographie

- Cours d'électronique analogique, S. Haese (INSA Rennes)
- Cours d'automatique, S. Guégan (INSA Rennes)
- Cours de GEE, A. Meghebar :

fsi.univ-tlemcen.dz/cours/Support-Cours-Commande-Analogique-Master-Electrotechnique10.pdf

- Cours de systèmes asservis linéaires, Jean Philippe MULLER :

<http://www.ta-formation.com/cours-sal/n-sal.pdf> diapo 28

- Cours sur les amplificateurs d'instrumentation, Olivier FRANÇAIS :

http://www.esiee.fr/~francaio/enseignement/version_pdf/III_amplidiff.pdf page 13

7 Annexe

Composants	Prix	Nombre	Total
Résistances	0,1	39	3,9
Condensateurs	0,3	25	7,5
1N4148	0,15	4	0,6
REGU 7805	0,22	1	0,22
Quartz8Meg	0,36	1	0,36
LED	0,15	6	0,9
DB9	0,76	1	0,76
ALIMJACK	0,58	1	0,58
FT232	3,01	1	3,01
JUMPER	0,05	4	0,2
LM324	0,3	1	0,3
PIC24FV...	2,54	1	2,54
Potentiomètre	0,73	4	2,92
Fusible 3A	0,172	1	0,172
Fusible 0,1A	0,26	1	0,26
Switch	0,5	1	0,5
USB B	0,49	1	0,49
Connecteur4	0,152	3	0,456
Connecteur6	0,21	1	0,21
Pont en H	2,5	1	2,5
R0,1, 2W	0,3	1	0,3
TOTAL Composants			28,678
Routage et carte			12
TOTAL Solution			40,678

FIGURE 17: Tableau répertoriant les composants utilisés et leur coût

K1

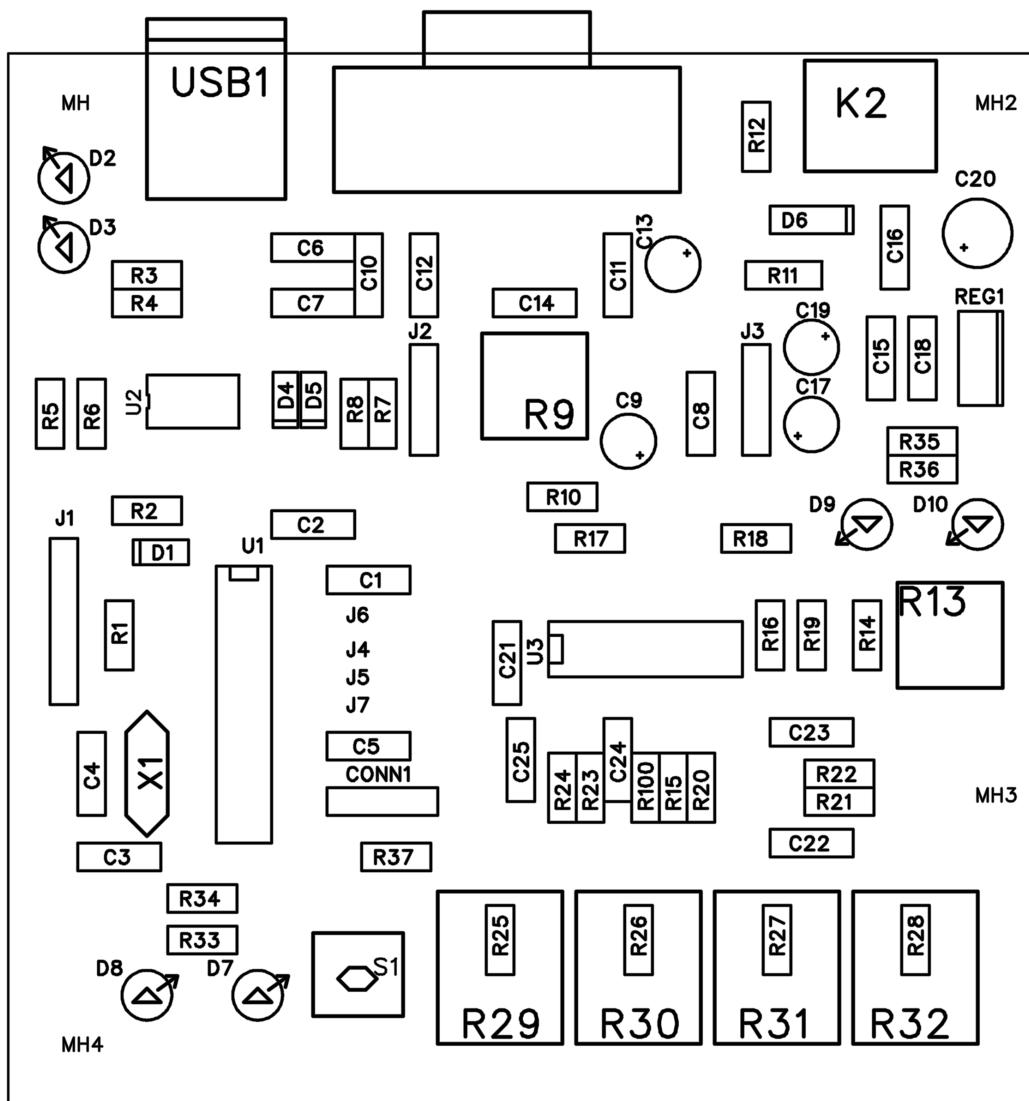


FIGURE 18: Top silk carte mère

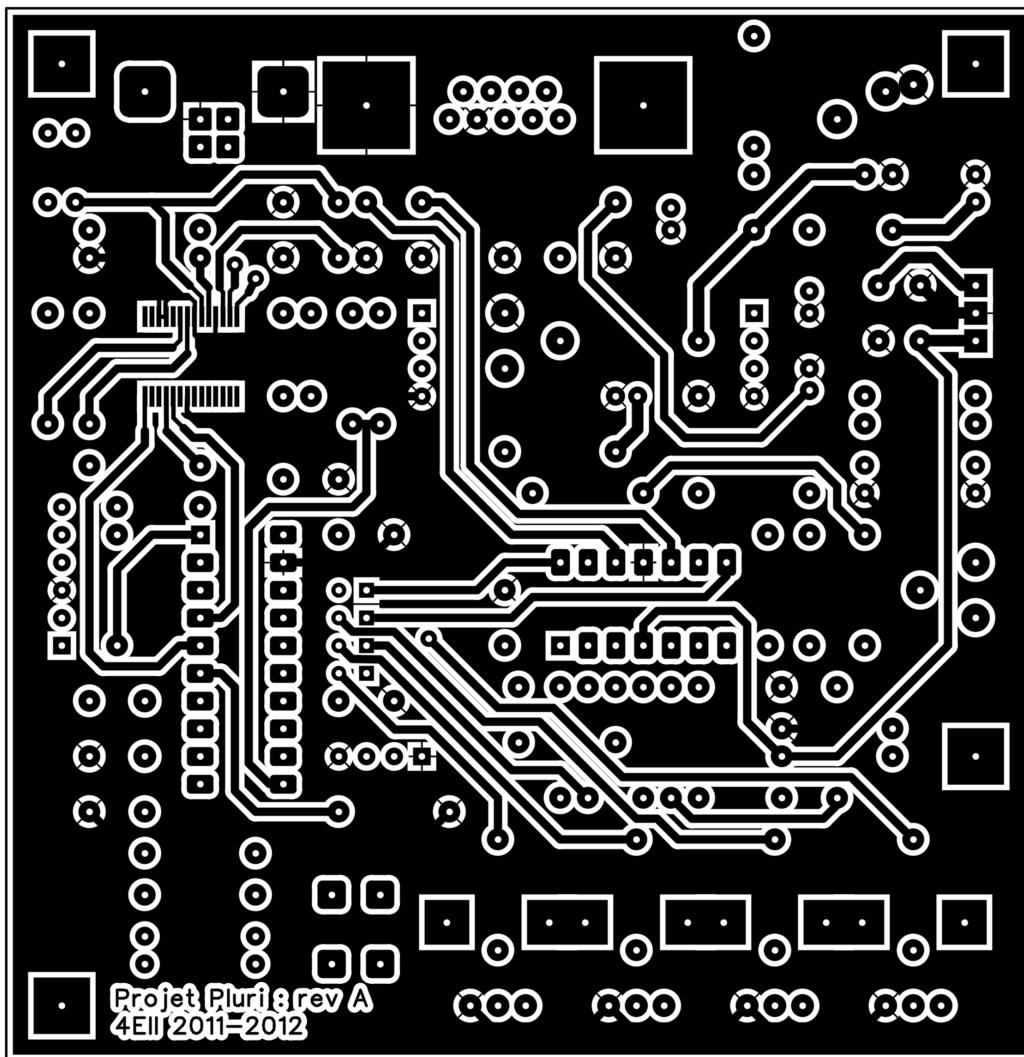


FIGURE 19: Top copper carte mère

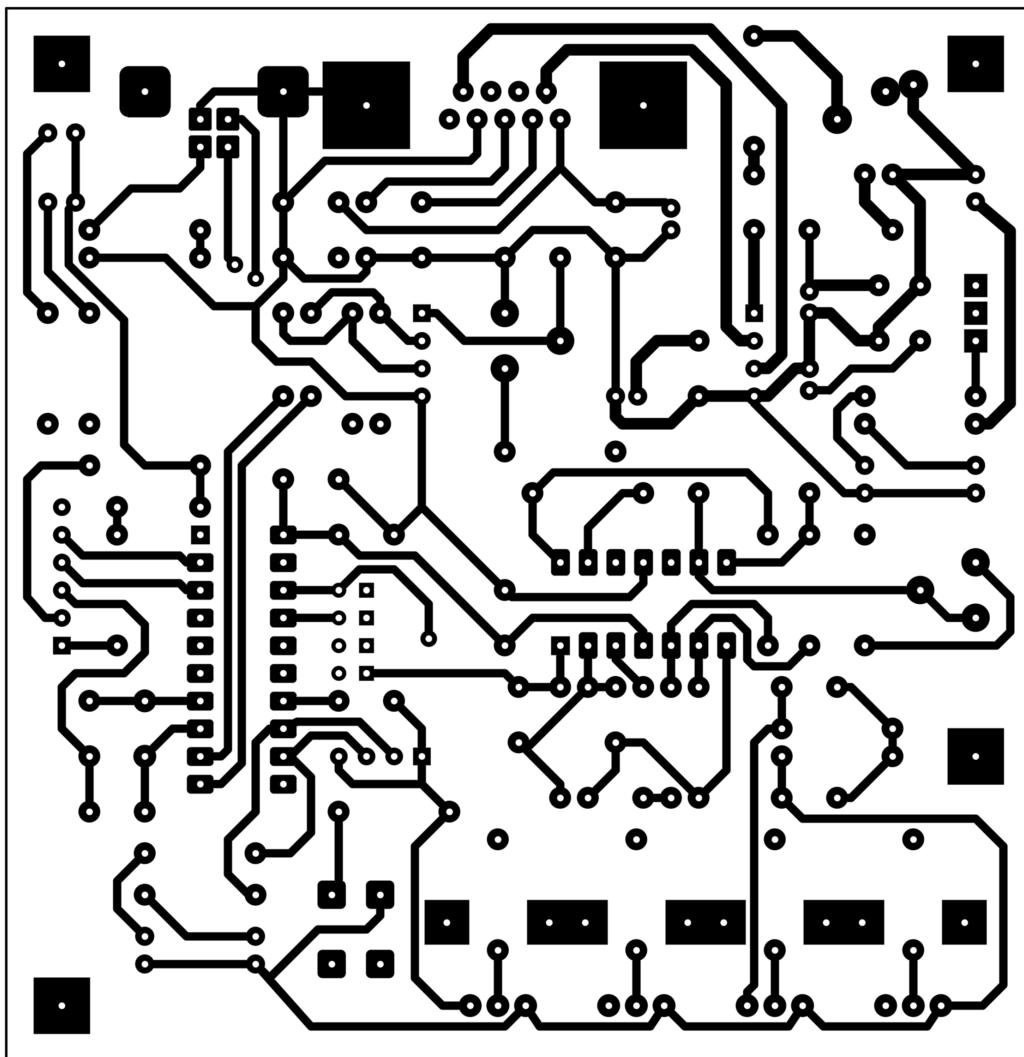


FIGURE 20: Bottom copper carte mère