

Rapport de Stage

Licence Électronique Analogique et Micro-Électronique



REALISATION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE POUR HAUT-PARLEUR A EXCITATION



Université François Rabelais
Institut Universitaire de Technologie de Tours



Département Génie Électrique et Informatique Industrielle

Rapport de stage

Licence Électronique Analogique et Micro-Électronique

REALISATION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE POUR HAUT-PARLEUR A EXCITATION

Alexis FAVRAU
Licence
Promotion 2004/2005

Maître de stage : M. Thierry LEQUEU
Enseignant tuteur : M. Jean-Charles LE BUNETEL

Mes remerciements s'adressent tout d'abord à l'IUT GEII de Tours, et en particulier M. Thierry LEQUEU, pour m'avoir accueilli pendant la période de mon stage

Je tiens à remercier également M. Michel ZAPATA pour avoir palier à mes lacunes en automatisme, M. Jean-Charles LE BUNETEL, et une fois de plus M. Thierry LEQUEU pour leurs disponibilités et leurs conseils qui m'ont permis de faire avancer mon projet lorsque j'ai rencontré des difficultés en électronique de puissance. Sans oublier M. Richard VAUTIER pour avoir essayer de répondre rapidement à mes commandes de composants.

Sommaire

Introduction	5
1. Présentation du projet.....	6
1.1. Présentation de l'entreprise.....	6
1.1.1. L'IUT de Tours	6
1.1.2. SUPRAVOX.....	7
1.2. Cahier des charges	9
1.3. Pourquoi une alimentation Flyback ?	9
2. La conduite du projet	11
2.1. Les origines du projet et ces objectifs	11
2.2. Le déroulement du projet	11
2.3. Résultats du projet	12
3. Théorie de l'alimentation Flyback.....	14
3.1. Intérêt des alimentation à découpage	14
3.2. Principe	14
3.2.1. Hypothèses.....	15
3.2.2. Première phase pour $\hat{t}_I [0, aT_d]$	15
3.2.3. Deuxième phase pour $\hat{t}_I [aT_d, T_d]$	16
3.2.4. Chronogrammes.....	18
3.2.5. Synthèse.....	20
3.2.6. Caractéristique de sortie.....	20
3.3. La régulation.....	22
4. Dimensionnement d'une alimentation Flyback 75 W	23
4.1. Description de l'alimentation.....	23
4.2. La puissance	23
4.2.1. Le condensateur d'entrée C_e	25
4.2.2. Le condensateur de sortie C_s	25
4.2.3. Le transformateur haute fréquence.....	26
4.2.4. Les éléments commutant.....	26
4.2.5. La régulation	27
5. Réalisation d'une alimentation à partir du <i>NCP1200</i>	35
Conclusion	38
Bibliographie	39
Table des illustrations	40
Résumé	41
Abstract.....	42
Annexes.....	43

Introduction

Dans le but de valider ma licence professionnelle en électronique analogique et micro-électronique, j'ai effectué mon stage de fin d'année au Laboratoire de Micro-Électronique de l'Institut Universitaire et Technologique de Tours pendant une période de quatre mois. Le sujet de stage a été proposé par l'entreprise *SUPRAVOX*. Cette société, produit des haut-parleurs haute fidélité, et a besoin d'une alimentation à découpage pour une gamme de haut-parleurs à excitation.

Les haut-parleurs à excitation sont constitués d'un électro-aimant qui remplace l'aimant permanent habituel des haut-parleurs électrodynamiques. Cet électroaimant permet de faire varier le rendement du haut-parleur selon sa tension d'alimentation. C'est pourquoi ce type de haut-parleur nécessite une alimentation réglable en tension.

Après une présentation du projet qui inclut celle de l'IUT et celle de l'entreprise *SUPRAVOX*, je vais exposer la conduite et le déroulement du stage. Ensuite, j'expliquerai le principe de fonctionnement d'une alimentation Flyback. Pour finir, je présenterai deux alimentations que j'ai réalisées. L'une a été conçue avec toutes les fonctions, en particulier la régulation séparée; l'autre, avec un composant permettant d'intégrer l'alimentation.

1. Présentation du projet

1.1. Présentation de l'entreprise

Mon stage est la continuité de mon projet tutoré qui était réalisé pour l'entreprise *SUPRAVOX*. Cette entreprise ne pouvant pas accueillir de stagiaire cette année, j'ai donc réalisé mon stage au LMP¹ de l'IUT² de Tours.

1.1.1. L'IUT de Tours

Présentation de L'IUT

L'IUT de Tours fait parti de l'université François Rabelais. Il dispense en formation initiale et continue, un enseignement destiné à préparer aux fonctions d'encadrement technique et professionnel dans certains secteurs de la production, de la recherche appliquée et des services. Ces formations sont réparties à travers sept départements d'enseignement.

Les formations à l'I.U.T.

Les départements de l'IUT de Tours sont les suivants :

- Génie biologie
- Génie électrique et informatique industrielle
- Informatique-communication
- Carrières sociales
- Gestion des entreprises et des administrations
- Techniques de commercialisation
- Technique de commercialisation, Orientation produits agro-alimentaires

Le LMP se situe au sein du département Génie électrique et informatique industrielle

Organisation de l'enseignement

Dans chaque IUT, les spécialités sont enseignées au sein d'un département qui, dans le respect du texte en vigueur, dispose d'une large autonomie pédagogique. L'enseignement est dispensé à des groupes d'étudiants ; leur nombre étant limité, les candidats sont donc toujours soumis à une sélection.

L'enseignement dans les IUT, dense, est dispensé sous forme de cours, de travaux "dirigés" et "pratiques", par des enseignants-chercheurs, des enseignants du second degré et des intervenants extérieurs issus des entreprises. S'ajoutent aux enseignements traditionnels, des stages en entreprise d'au moins dix semaines et des projets tutorés.

¹ LMP. : Laboratoire de Micro-Électronique

² IUT : Institut Universitaire de Technologie

Le Directeur est élu pour cinq ans, à la majorité des membres composant le Conseil d'Administration. Il peut renouveler son mandat une fois. Il représente l'IUT, prépare les délibérations du Conseil d'Administration.

1.1.2. SUPRAVOX

Historique

Avant la guerre 39-45, la société *SEM "SUPER ELECTRO MECANIQUE"* de Vincennes, créée par monsieur DORLIAC, a commencé la fabrication de haut-parleurs pour les postes de radio. Parallèlement, au début des années 30, Monsieur LEGORJU créait AUDAX et démarrait ses fabrications à Montreuil.

Peu après la guerre, Monsieur LIEBERT directeur des études et fabrications de la *SEM* étudia et réalisa les premières membranes exponentielles puis lança sur le marché les premiers haut-parleurs large bande 17, 21, 24, 28 et 33 cm. Les premiers haut-parleurs *SEM* à moteur *Alnico* ont été fabriqués entre 1945 et 1950.

Madame DORLIAC dépose la marque *SUPRAVOX* en 1956. C'est le début de la production des haut-parleurs sous la marque *SUPRAVOX*, perpétuant ainsi toutes les recherches et les fabrications de la *SEM* en particulier sur les membranes exponentielles et les haut-parleurs large bande de grande sensibilité.



Figure 1 : Logo *SURAVOX*

Dans les années 56-60, le consortium de fabricants d'appareils TV et Radio dirigé par Monsieur Sylvain FLOIRAT, la *CGTVE* a commandé presque tous ces haut-parleurs à *SUPRAVOX* et en particulier les modèles équipés du moteur *Ticonal* à culasse blindée. De même dans les années 58-60, *SUPRAVOX* avec environ une quarantaine d'enceintes équipées de 28cm a participé à l'étude de l'isolation acoustique de la cabine du Concorde.

En 1964, la *RTF* (Radio Télévision Française) cherchait des haut-parleurs large bande pour équiper ses studios. De ce marché est issu le 215 mm sous le nom de *215 RTF 64*. Ce haut-parleurs large bande avec sa membrane révolutionnaire a équipé, entre autres, les studios de l'*ORTF*, de la *RAI*, de *RTL* et *EUROPE 1*.



Figure 2 : le haut-parleur 215 RTF 64 à excitation

En 1968, *SUPRAVOX* réalise ses premières études spéciales naît alors le *T 104* destiné à équiper les bornes d'arrêt d'urgence des bords d'autoroute.

En 1979, le décès accidentel de Madame DORLIAC a entraîné la reprise de *SUPRAVOX* par Monsieur GHIO. Avec sa petite unité d'ébénisterie à Noisy-le-Sec, tout en perpétuant la production de haut-parleurs, aidé par Monsieur Jacques BOENICH, Monsieur GHIO s'est lancé dans la fabrication d'enceintes de Hi-Fi.

En 1993, faute de repreneur et désirant prendre sa retraite Monsieur GHIO ferme sa société sans se séparer de son savoir faire.

En 1994, Guy LE CORNEC, ancien ingénieur du son, ancien stagiaire *SUPRAVOX* et ami de Monsieur GHIO décide de tout investir sur un pari : relancer sur le marché international *SUPRAVOX*. Il satisfait aux exigences de Monsieur GHIO en assurant la renaissance du *215 RTF 64* version 95.

Monsieur GHIO vend la marque en 1995 et le premier octobre 96 la société *SUPRAVOX* renaît de ses cendres et se relance sur le marché en profitant du savoir faire de la marque, des nouvelles technologies et des améliorations techniques des matériaux (ferrites, papiers, colles) pour se lancer dans la création d'une gamme de haut-parleurs perpétuant la philosophie d'origine : des haut-parleurs large bande et grande sensibilité.

La production de ces haut-parleurs redémarre artisanalement, d'abord dans des caves parisiennes pour ensuite s'installer en Touraine à Saint Pierre des Corps de 96 à 99 puis aujourd'hui à Bléré. L'ensemble des pièces des haut-parleurs sont intégralement fabriquées et montées manuellement en France.

Structure de l'entreprise

L'entreprise *SUPRAVOX* est une SARL composée de quatre personnes, son capital est de 8000€. Monsieur Guy LE CORNEC, dirigeant de l'entreprise, s'occupe de la gestion de l'entreprise ainsi que du conseil des clients. La fabrication des haut-parleurs et des enceintes, ainsi que l'usinage des pièces nécessaires à la réalisation, sont réalisés par Monsieur Yann LE CORNEC et Monsieur Pascal GOMAS. Les tests des haut-parleurs, la gestion du site Internet et la fabrication des amplificateurs sont réalisés par Monsieur Franck GOULARD. De plus toute l'équipe *SUPRAVOX* contribue au développement de nouveaux produits.

Activité de l'entreprise

L'activité de l'entreprise est principalement la production de haut-parleurs de haute fidélité. Mais elle réalise également des enceintes qui permettent d'exploiter au mieux la qualité des haut-parleurs produits.

La vente des produits *SUPRAVOX* s'effectue directement ou par l'intermédiaire de distributeur. Les produits sont vendus en France et sont également exporté vers l'Italie, la Russie, la Chine, les États-unis, l'Espagne, la Lettonie... Le marché étranger représente plus de la moitié des ventes.

1.2. Cahier des charges

Le cahier des charges a été défini avec monsieur LE CORNEC dirigeant de la société *SUPRAVOX*.

- Alimentation à découpage réglable entre 6 VDC et 14 VDC pouvant être branchée sur les secteurs 220/110 VAC – 50/60 Hz..
- Capable de débiter 5 A sous 14 VDC, soit une puissance maximum de 70 W.
- Bruit maximum de 100 mV entre 20 et 20000 Hz, pour ne pas perturber le fonctionnement du haut-parleur.
- Isolation galvanique entre le secteur et la sortie pour pouvoir être utilisé par le grand public.
- Prix de revient de 75€.
- Encombrement minimal, moins de 0,75 litre.

1.3. Pourquoi une alimentation Flyback³ ?

Il existe deux grandes familles d'alimentation à découpage : Flyback et Forward. Le choix de l'une d'entre elle dépend essentiellement de la puissance de l'alimentation et de la tension de sortie comme le montre le graphique de la figure 3.

³ Flyback : volant sur le dos car V_s est inversée par rapport. à V_e .

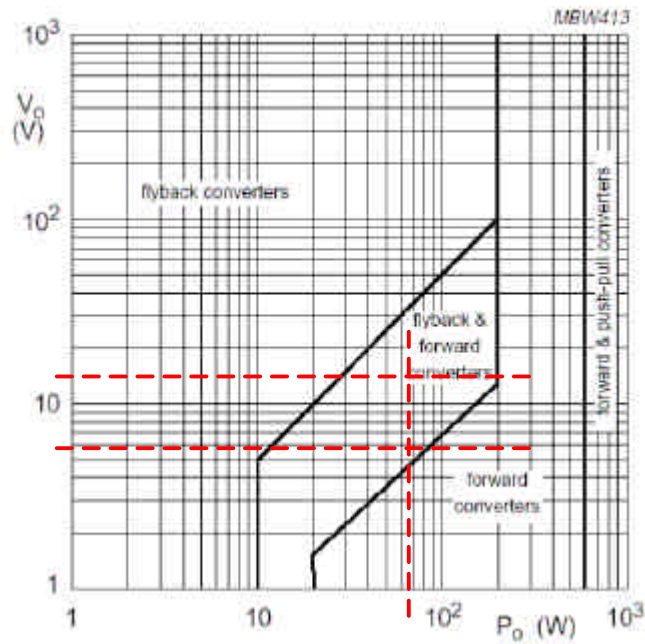


Figure 3 : Choix entre une alimentation Flyback ou Forward

Dans le cas d'une alimentation de 70 W, pour une sortie pouvant être réglée entre 6 et 14 V, le choix peut être fait entre les deux types de convertisseur. Seulement pour une puissance inférieure à 100 W, le Flyback est mieux adapté. En effet, la dimension de l'alimentation est plus réduite, c'est pourquoi mon choix s'est orienté vers un Flyback.

2. La conduite du projet

2.1. Les origines du projet et ces objectifs

L'entreprise *SUPRAVOX* réalise des haut-parleurs selon trois gammes, la série classic avec un aimant en ferrite, la série 2000 avec un aimant *Alnico* et la série 2000 EXC à excitation composée d'un électro-aimant. Ce dernier type de haut-parleur permet d'obtenir des caractéristiques variables en fonction de la d'alimentation de l'électro-aimant. Seulement, les alimentations variables en tension et pouvant délivrer un fort ampérage, ne sont pas disponibles dans le commerce. C'est pourquoi l'entreprise cherche une solution optimisée pour alimenter ces haut-parleurs à excitation.

2.2. Le déroulement du projet

Les fabricants de composants permettant de mettre en œuvre des alimentations Flyback proposent des circuits qui intègrent la commande du transistor, la régulation et le démarrage de l'alimentation, voir même le transistor de découpage. Ces circuits ont pour avantage de faciliter la conception des alimentations. Seulement, le fait que tous les éléments soient intégrés rend le dépannage difficile.

N'ayant pas une grande expérience en électronique de puissance, j'ai voulu dans un premier temps, développer une alimentation Flyback en réalisant toutes les fonctions indépendamment, et en particulier la régulation. Cette alimentation n'est pas une solution finale, mais juste un support d'étude.

Une fois le fonctionnement compris et validé, j'ai pu envisager une solution intégrée afin de répondre au cahier des charges.

A partir de ces objectifs, j'ai donc pu établir un planning prévisionnel afin d'organiser mon travail.

Semaine Tache	Vacances															Ascension		Rapport de stage		Soutenance	
	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25					
Recherches documentaires	6 h				2 h				2 h												
Étude de l'alimentation Flyback	6	5			2				2												
Étude régulation en composants séparés																					
Étude composants intégrés																					
Simulation																					
Routage																					
Choix composants, commande																					
Réalisation cartes																					
Testes																					
Entretiens																					
Rédaction Rapport																					
Total	30	39	39	35	31	34	32	44	33	43	44	35									

- Tâche prévisionnelle
- Tâche revue
- Tâche réalisée

Tableau 1 : Planning prévisionnel

Le début de mon stage a consisté à recueillir des informations sur les alimentations Flyback. J'ai ensuite simulé le fonctionnement de l'alimentation, en particulier la régulation, avant de pouvoir réaliser le premier prototype. J'ai alors rencontré des difficultés pour réguler le système, ce qui m'a retardé par rapport à mes prévisions. Une fois la régulation validée, j'ai abordé une solution intégrée qui a fonctionné assez rapidement. Au jour d'aujourd'hui, il me reste à industrialiser cette solution.

2.3. Résultats du projet

La première alimentation ayant un but plus pédagogique que industrielle, je me suis arrêté au stade de la validation du fonctionnement. Seules les caractéristiques de sortie demandées par le cahier des charges sont respectées. L'alimentation permet de délivrer 5 A sous 14 V pour une tension d'entrée de 120 V continu. N'ayant pas prévu de protection pour ce prototype, je ne l'ai pas testé sur le secteur par raison de sécurité.

La deuxième solution ne remplit pas entièrement le cahier des charges à ce jour. La tension de sortie est réglable entre 4 et 20 V pour un courant de 5 A et l'alimentation peut accepter tous types de réseaux électriques en entrée sans problème de démarrage. Toutefois, il en reste un à résoudre : au bout d'un certain temps, l'alimentation se met en sécurité pour une tension d'entrée supérieure à 200 V_{eff}.

D'ici, la fin de ma période de stage, il me reste à solutionner ce problème et à réduire le bruit en sortie. Et, afin de répondre entièrement au cahier des charges, la tension de sortie doit être bloquée entre 6 et 14 V.

Je n'ai pas eu le temps de mettre la carte en boîtier, mais le prix des composants et de la carte est de l'ordre de 50€ HT, ce qui laisse un budget de 25€ pour le conditionnement. Le volume de l'alimentation n'excède pas 500 cm².

3. Théorie de l'alimentation Flyback

3.1. Intérêt des alimentations à découpage

Par opposition aux alimentations linéaires, les alimentations à découpage permettent de réduire la taille et donc le poids du transformateur en augmentant la fréquence de fonctionnement de l'alimentation. Le rendement est fortement meilleur car la puissance n'est pas dissipée pas le régulateur; le transistor qui découpe la tension d'entrée fonctionnant en régime impulsionnel⁴, ce qui diminue les pertes.

3.2. Principe

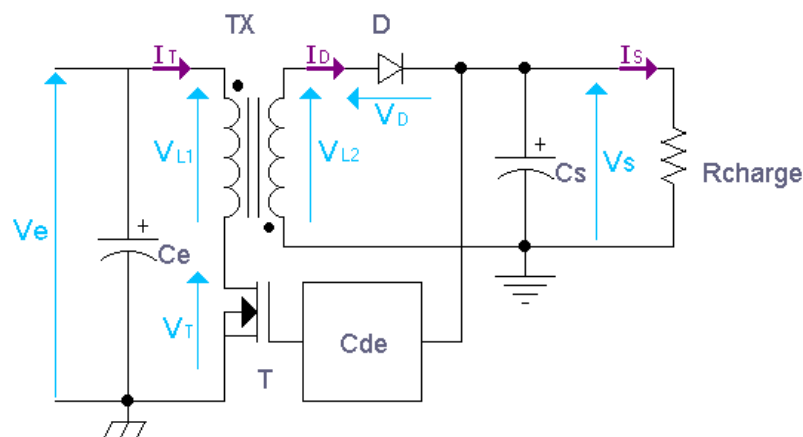


Figure 4 : Schéma de principe de l'alimentation Flyback

La tension d'entrée est découpée par le transistor T à une fréquence f_d . Cette fréquence est issue d'un MLI⁵ qui commande le transistor en faisant varier le rapport cyclique a en fonction de la tension V_s . On obtient ainsi une régulation de la tension de sortie.

Le transformateur T_x fonctionne en inductances couplées. Les inductances L_1 pour le primaire et L_2 pour le secondaire, ne conduisent jamais en même temps, c'est pourquoi les enroulements sont opposés. Le courant dans l'inductance n'est pas constant, mais le flux ne subit pas de discontinuité.

Le fonctionnement se décompose en deux phases :

Phase 1 : le transistor T est passant et la diode D bloquée, l'énergie est emmagasinée sous forme magnétique dans l'entrefer par l'inductance L_1 .

Phase 2 : le transistor est bloqué, la diode s'amorce et l'énergie magnétique emmagasinée au cycle précédent est restituée vers la charge grâce à l'enroulement secondaire L_2 .

Le condensateur C_e sert de découplage au secteur redressé; il fournit la composante alternative du courant absorbé à l'entrée.

Le condensateur C_s lisse la tension de sortie et permet de fournir la tension de sortie V_s lorsque la diode est bloquée.

⁴ Régime impulsionnel : variation instantanée de la tension appliquée à l'inductance du transformateur.

⁵ MLI : modulateur à largeur d'impulsion ou PWM (Pulse Width Modulation).

Il existe deux modes de fonctionnement :

- démagnétisation complète ou régime discontinu,
- démagnétisation incomplète ou régime continu.

Il faut noter que le montage ne doit pas fonctionner à vide car l'énergie emmagasinée ne peut être transférée vers la charge et risque de détruire le transistor et la diode.

3.2.1. Hypothèses

Les composants commutants (la diode et le transistor) sont assimilés à des interrupteurs idéaux :

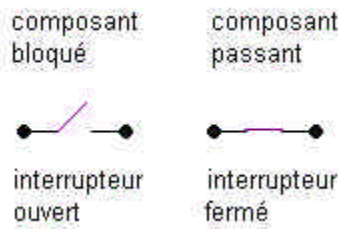


Figure 5 : Représentation idéale des composants commutants

Les tensions V_e et V_s sont constantes, du fait de la présence des condensateurs C_e et C_s .

La fréquence de commande du transistor est fixe, donc la période de découpage est $T_d = \frac{1}{f_d}$. Le rapport cyclique est $a = \frac{t_{on}}{T_d}$ avec t_{on} : le temps pendant lequel le transistor est passant.

Le transformateur T_x est considéré comme parfait, la résistance série de l'inductance primaire est négligée : $t_L = \frac{L}{R_L} \gg T_d$. Donc on peut considérer les inductances comme chargées par une tension constante.

On pose $m = \frac{n_2}{n_1}$: le rapport du nombre de spires secondaire/primaire.

L'alimentation est considérée comme sans pertes, donc le rendement $h = \frac{V_s}{V_e} \approx 1$.

3.2.2. Première phase pour $t \in [0, aT_d]$

Le transistor T est passant $V_T = 0V$.

L'inductance primaire L_1 est donc soumise à une tension constante V_e si la capacité C_e est chargée $V_{L_1} = V_e$.

Donc $V_{L_2} = -m.V_{L_1} = -m.V_e$.

La tension aux bornes du secondaire est donc négative et la tension aux bornes de la diode aussi $V_D = V_{L_2} - V_s < 0$.

La diode D est donc bloquée $I_D = 0A$.

Elle doit supporter une tension inverse $V_D = -(m.V_e + V_S)$.

On obtient donc le schéma suivant :

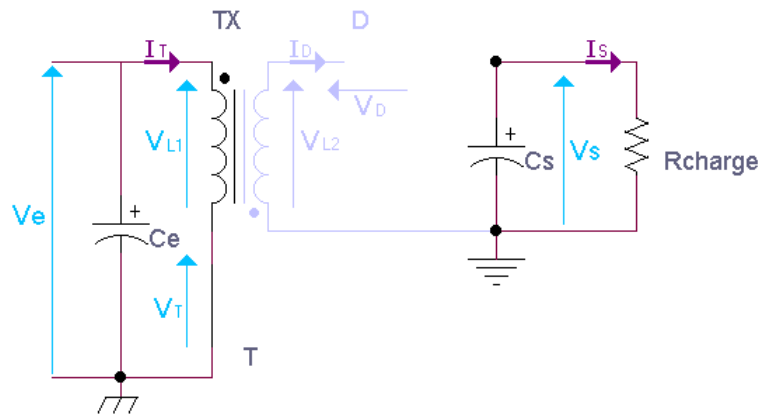


Figure 6 : Schéma équivalent pendant la première phase

L'enroulement primaire se comporte comme une inductance pure soumise à une tension constante. Le courant I_T (courant à vide ou magnétisant) évolue donc en forme de rampe $I_T(t) = \frac{V_e}{L_1} t$.

Pour $t = a.T$, I_T atteint sa valeur maximum $I_{T_{\max}} = \frac{V_e}{L_1} a.T$.

A ce moment, l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut $W_e = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{T_{\max}}^2$.

3.2.3. Deuxième phase pour $t \in [aT_d, T_d]$

À l'ouverture du transistor, I_T décroît rapidement. Le changement de pente du courant impose l'inversement des tensions aux bornes du transformateur T .

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_T(t)}{dt} \text{ avec } di_T(t) < 0 \Rightarrow V_{L1} < 0 \text{ et } V_{L2} = -m.V_{L1} > 0.$$

La tension aux bornes du secondaire est donc positive et le condensateur est toujours chargé à la tension V_S . La tension V_D est donc positive aussi $V_D = V_{L2} - V_S > 0$.

La diode D est donc passante et à $t = a.T^+$ $I_D = \frac{V_{L2}}{R_{\text{Charge}}}$.

On obtient donc le schéma suivant :

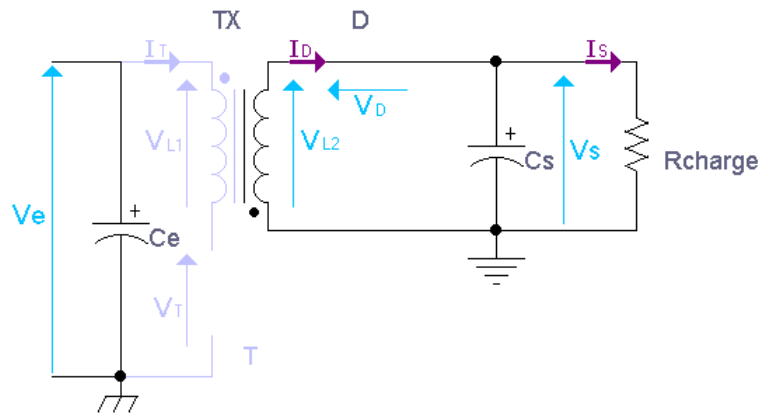


Figure 7 : Schéma équivalent pendant la deuxième phase

La tension de sortie V_S (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à 1 V_{DSeuil} près) $V_{L2} = V_S$.

Cette tension est ramenée au primaire par le rapport $\frac{1}{m}$ $V_{L1} = -\frac{V_{L2}}{m} = -\frac{V_S}{m}$.

Le transistor T doit supporter une tension $V_T = V_e - V_{L1} = V_e + \frac{V_S}{m}$.

Le courant I_D décroît linéairement avec une pente $-\frac{V_S}{L_2}$ $I_D(t) = -\frac{V_S}{L_2}t + \frac{V_S}{R_{Charge}}$.

Dans le cas du régime discontinu, si le temps de blocage du transistor est assez long, I_D s'annule, le flux magnétique également. Toute l'énergie a été transférée. Il s'en suit un temps mort pendant lequel il n'y a plus aucune variation ($\frac{dj}{dt} = 0$).

A $t = T$, V_T est "retombé" à la valeur V_e .

3.2.4. Chronogrammes

Le régime discontinu

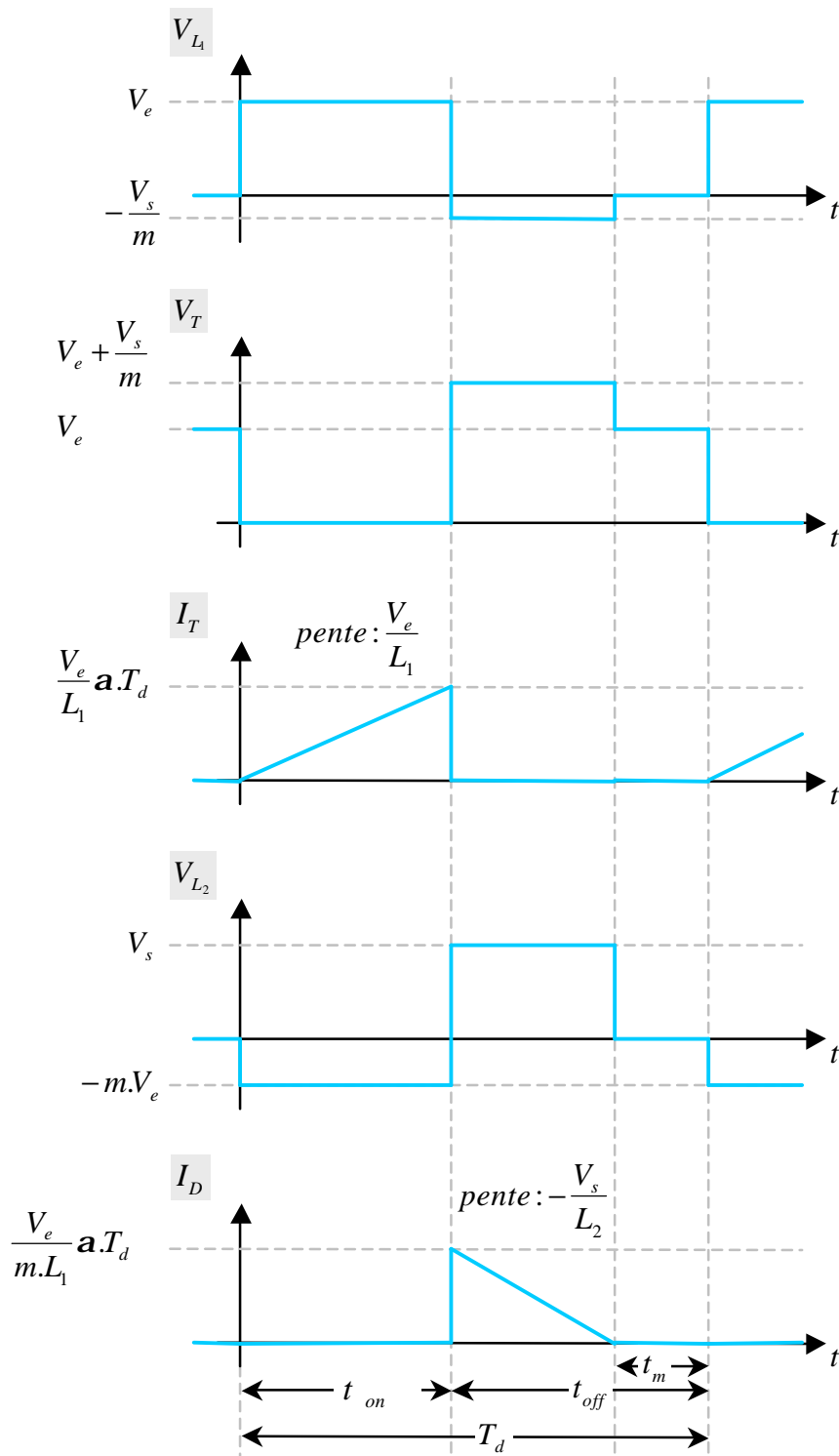


Figure 8 : Chronogrammes du régime discontinu

Le régime continu

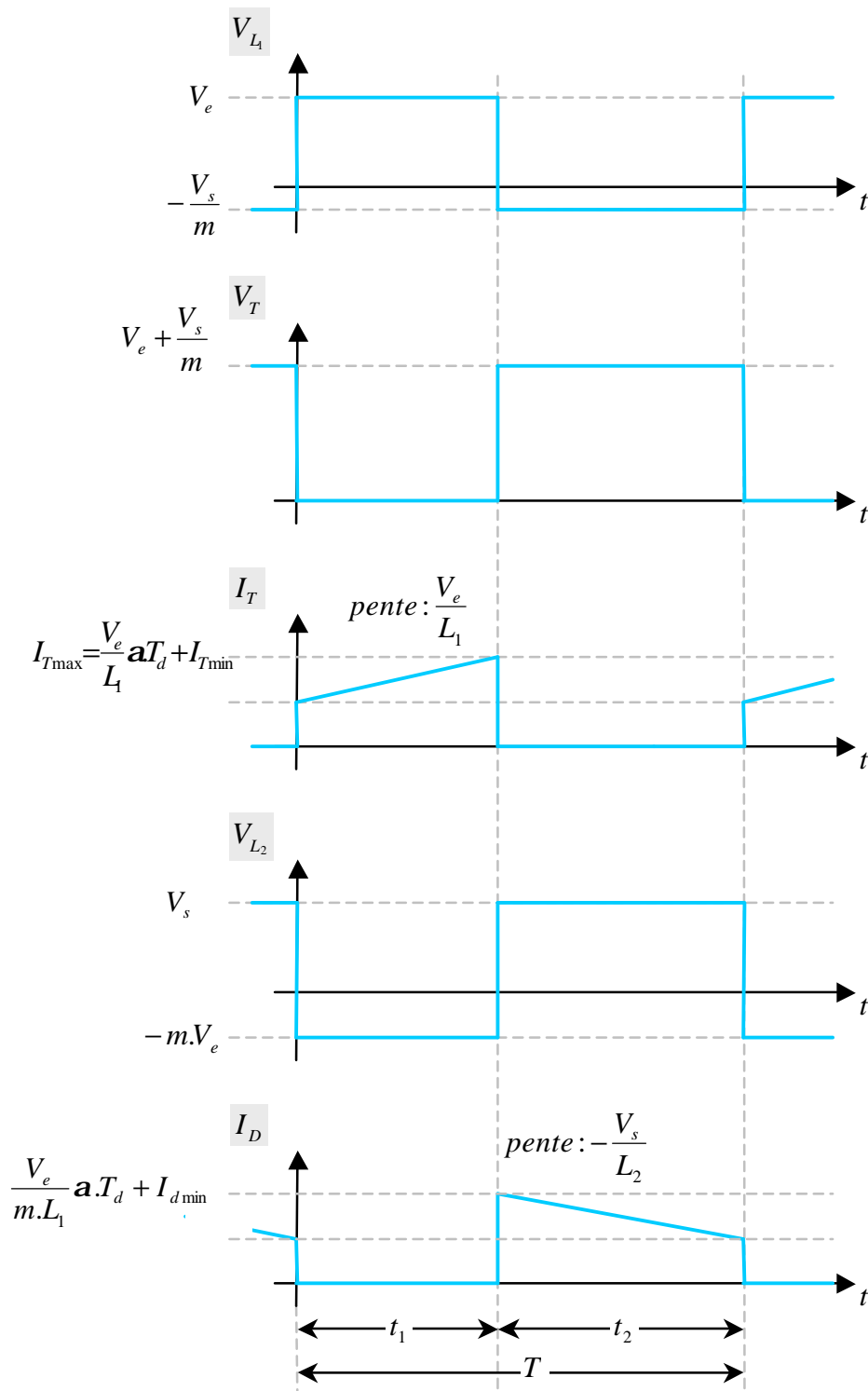


Figure 9 : Chronogrammes du régime continu

3.2.5. Synthèse

Régime discontinu

$$\text{En régime discontinu : } V_s = a.V_e \sqrt{\frac{R_{Charge} \cdot T_d}{2.L_1}}.$$

La tension de sortie n'est pas constante en fonction de la charge, c'est pourquoi une régulation est nécessaire. $I_s = \frac{a^2.V_e^2}{f_d.2.L_1.V_s}$.

Si le courant est fortement discontinu, C_s est très sollicité.

Régime continu

$$\text{En régime continu : } V_s = m.V_e \frac{a}{1-a}.$$

La tension de sortie dépend du rapport de transformation m et du rapport cyclique a que l'on obtient par : $a = \frac{V_s}{V_s + m.V_e}$.

Ce mode de fonctionnement demande une inductance couplée plus importante que pour le mode discontinu, mais on peut obtenir une puissance supérieure pour un même dimensionnement. La tension de sortie est indépendante de la charge mais le système répond plus lentement aux changements de courant.

Régime critique

Le régime critique est la frontière entre le régime continu et le régime discontinu

$$\text{où : } V_s = \overbrace{a.V_e \sqrt{\frac{R_{Charge} \cdot T_d}{2.L_1}}}^{\text{discontinu}} = \overbrace{m.V_e \frac{a}{1-a}}^{\text{continu}}.$$

$$\text{Ce qui nous donne : } I_s = \frac{a^2.V_e^2.T_d}{2.L_1.V_s} \text{ et } a = \frac{V_s}{V_s + k.V_e}.$$

$$\text{Donc } I_s = \frac{V_e^2.T_d.V_s}{2.L_1(V_s + m.V_e)^2}.$$

3.2.6. Caractéristique de sortie

D'après les expressions de V_s pour les régimes continu et discontinu, voici la caractéristique de sortie du Flyback en relatif. La grandeur en abscisse est fonction de I_s et celle en ordonnée est fonction de V_s .

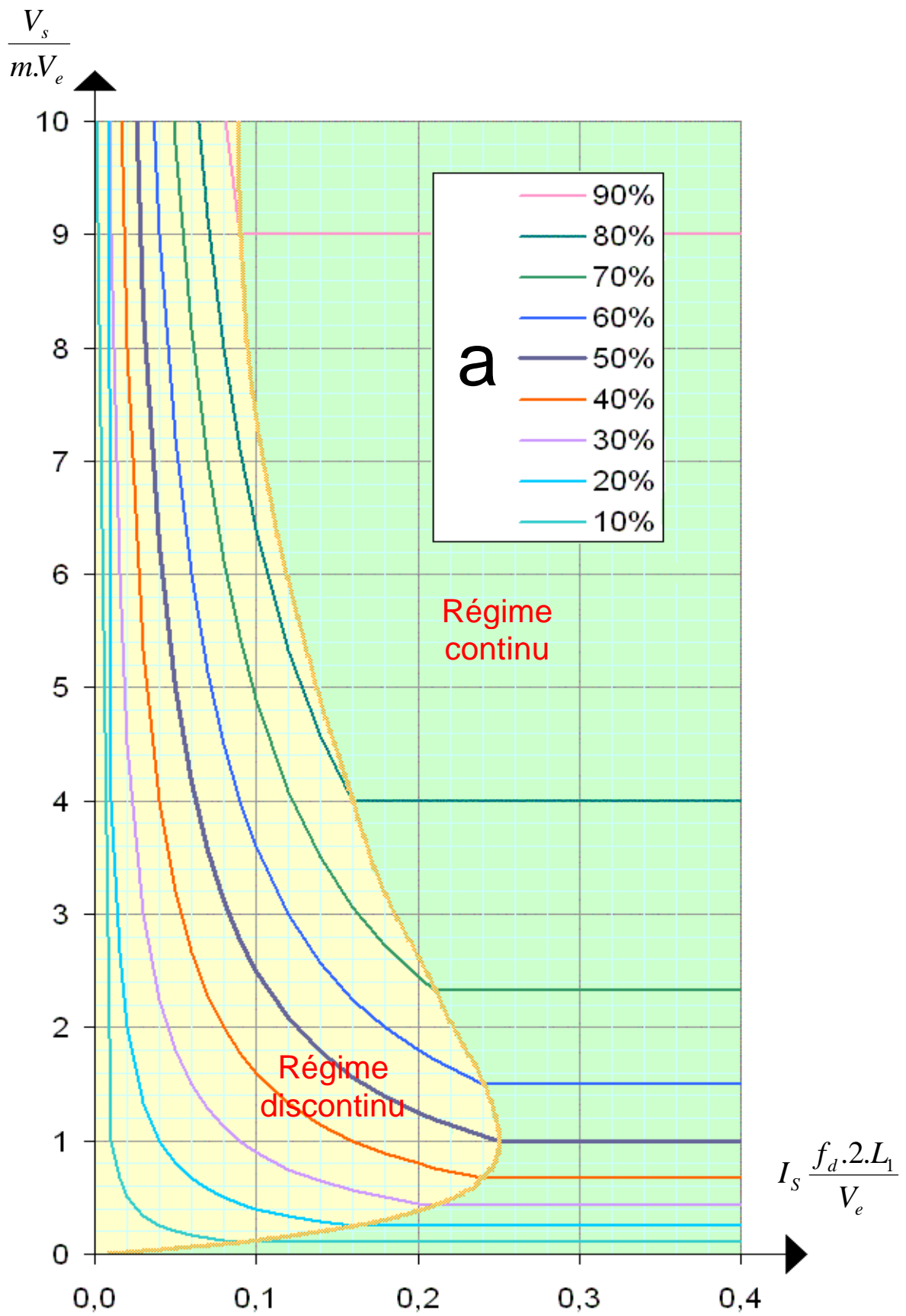


Figure 10 : Caractéristique de sortie

3.3. La régulation

Pour que la tension de sortie soit fixe, le système a besoin d'être régulé.

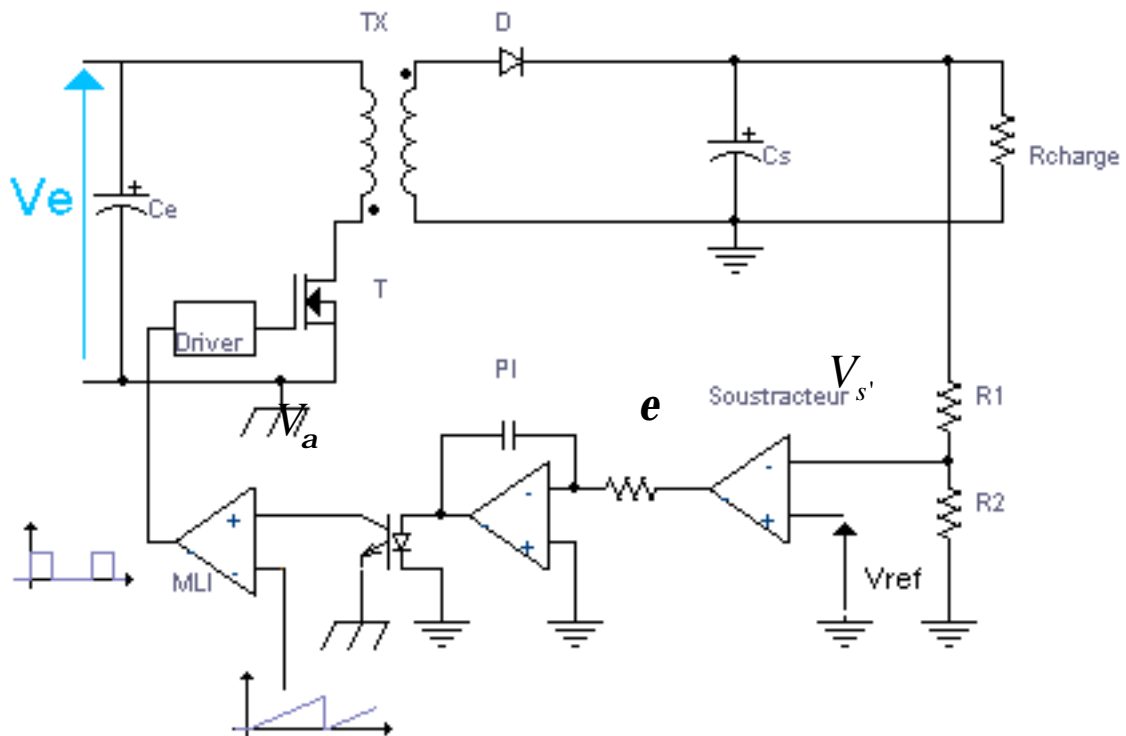


Figure 11 : Schéma de la régulation

La tension de sortie est comparée par rapport à une référence, e est nulle lorsque la tension est régulée. Cette tension erreur est intégrée par un correcteur proportionnel inverseur qui annule l'erreur. L'optocoupleur est utilisé pour réaliser l'isolation galvanique dans la boucle de régulation. La tension de commande V_a est comparée à une rampe pour obtenir un signal rectangulaire dont le rapport cyclique dépend de V_s . Ce signal commande le transistor qui découpe la tension du secteur.

4. Dimensionnement d'une alimentation Flyback 75 W

4.1. Description de l'alimentation

Le but de cette alimentation est de me permettre de comprendre le fonctionnement d'une alimentation Flyback.

Tension de sortie : 15 V.

Courant de sortie : 5 A.

Puissance : 75 W.

Tension d'entrée : tous types de réseau électrique.

Réseau	Tension efficace nominale	Tolérance	Tension efficace		Tension crête	
			Min	max	min	max
	100 Veff	±15%	85 Veff	115 Veff	120 V	162 V
Américain	115 Veff	±15%	98 Veff	135 Veff	138 V	191 V
Européen	230 Veff	±15%	195 Veff	265 Veff	276 V	375 V

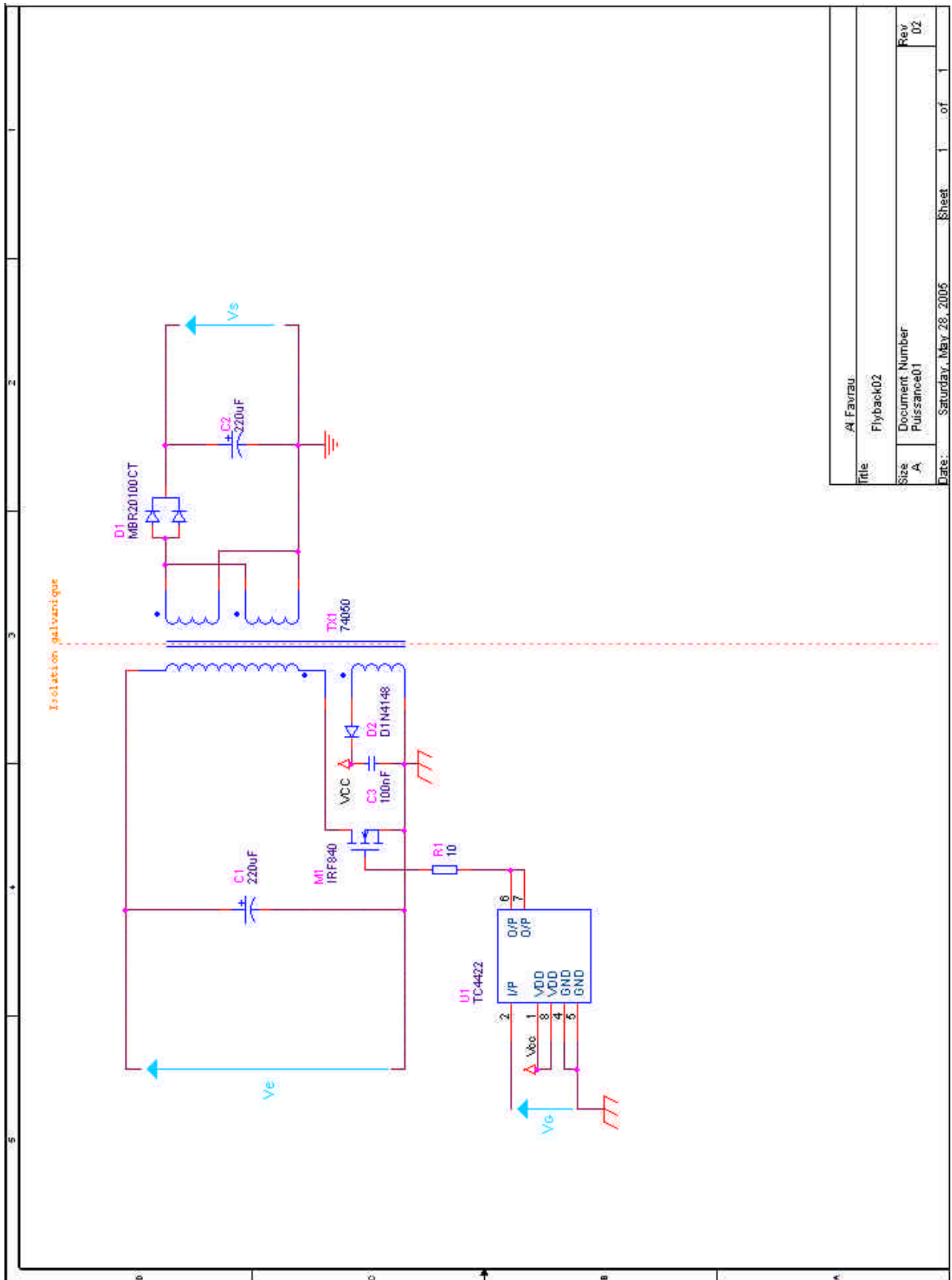
Tableau 2 : Ordre de grandeur des tensions pour les différents réseaux électrique

La tension d'entrée peut donc être comprise entre 120 V et 375 V. Pour l'étude, dans le pire des cas, la tension d'entrée sera de 375 V. la fréquence f_{secteur} n'est pas prise en compte car la tension d'entrée est découpée.

Pour réaliser cette alimentation, j'ai réalisé la partie puissance et la partie régulation sur deux cartes séparées. Ce qui m'a permis de mettre en œuvre les deux parties indépendamment.

4.2. La puissance

Le schéma structurel de la partie puissance de l'alimentation est présenté en figure 12.



File: AI Favrau	
Flyback02	
Size: A	Document Number: Puissance01
Date: Saturday, May 28, 2006	Rev: 02
Sheet: 1	of: 1

Figure 12 : Schéma structurel de la puissance

4.2.1. Le condensateur d'entrée C_e

Le condensateur d'entrée est un réservoir d'énergie. Il doit maintenir la tension positive pendant les alternances négatives du secteur, c'est-à-dire pendant une demi période, soit un temps $\Delta t = \frac{T_{\text{secteur}}}{2} = 10\text{ms}$.

La tension d'entrée sera considérée comme continue à 5% près : $\Delta V_c = 5\%$.

Le courant à travers le condensateur est $I_e = C_e \frac{dV_c}{dt}$.

Ce qui donne $C_e = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V_c}$ où $I_e = \frac{P}{U_e}$ avec P : la puissance de l'alimentation.

Si la tension d'entrée est considérée à $V_e = 230\sqrt{2} = 325\text{V}$.

$$C_e = \frac{P}{U_e} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V_c} = P \frac{10\text{ms}}{325\text{V} \times 5\% \times 325\text{V}} = 1,89 \cdot 10^{-6} \cdot P$$

On peut donc dire que $C_e (\mu F) = 2 \cdot P$.

Application numérique

$C_e = 2 \times 75 = 150 \mu F$, soit $220 \mu F$ en arrondissant à la valeur normalisée supérieure. Ce condensateur doit au moins pouvoir supporter une tension de service de 400V .

4.2.2. Le condensateur de sortie C_s

Le condensateur de sortie fournit la tension V_s présente à ces bornes pendant le temps t_1 où la diode est bloquée.

$C_s = \frac{P}{V_s} \cdot \frac{\Delta t_{on}}{\Delta V_{ond.CàC}}$ avec $V_{ond.CàC}$ l'ondulation crête à crête maximum tolérée en sortie,

$$\text{et } V_s = m \cdot V_e \frac{a}{1-a} = m \cdot V_e \frac{t_{on}}{T_d - t_{on}} \Rightarrow t_{on} = \frac{V_s \cdot T_d}{m \cdot V_e + V_s} = \frac{V_s}{(m \cdot V_e + V_s) \cdot f_d}$$

$$\text{Donc } C_s = \frac{P}{(m \cdot V_e + V_s) \times f_d \times V_{ond.CàC}}$$

Application numérique

$$C_s = \frac{75\text{W}}{(0,13 \times 375\text{V} + 15\text{V}) \times 100\text{kHz} \times 100\text{mV}} = 118 \mu F \text{ soit } 220 \mu F \text{ en arrondissant à la}$$


valeur normalisée supérieure. Par sécurité, le condensateur doit pouvoir supporter une tension maximale de deux fois la tension de sortie, donc 30V minimum.

La résistance série du condensateur augmente les ondulations de la tension de sortie, c'est pourquoi l'ESR⁶ du condensateur choisi doit être la plus faible possible.

⁶ ESR : Equivalent Series Resistance – Résistance série équivalente.

4.2.3. Le transformateur haute fréquence

Le transformateur est caractérisé par trois critères, le rapport de transformation, l'inductance du primaire et le circuit magnétique.

Le constructeur  propose des transformateurs pour alimentation à découpage avec un noyau *ETD* (cf annexe 3, p46). Ces transformateurs possèdent 36 à 38 spires au primaire et 5 au secondaire. Ce qui donne un rapport de transformation de l'ordre de :

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{5}{36} = 0,13$$

La valeur de l'inductance du primaire est donnée par la relation : $L_1 = \frac{V_e^2 \cdot a^2}{2 \cdot f_d \cdot P_s}$.

Le rapport cyclique pour obtenir une tension de sortie égale à 15 V est :

$$a = \frac{V_s}{V_s + m \cdot V_e} = \frac{15}{15 + 0,13 \times 375} = 0,23$$

$$\text{Donc } L_1 = \frac{V_e^2 \cdot a^2}{2 \cdot f_d \cdot P_s} = \frac{375^2 \times 0,23^2}{2 \times 100k \times 75} = 495,9 \text{ mH}.$$

Le transformateur 74050 de Myrra convient parfaitement pour cette application car il permet une puissance maximale de 90W en sortie et son inductance primaire est de 500mH . Le circuit magnétique est un *ETD34*. Il est composé d'un enroulement primaire, un auxiliaire permettant d'alimenter les composants du coté primaire et de deux enroulements secondaires permettant de délivrer 3A chacun. C'est pourquoi, il faut câbler les deux secondaires en parallèle pour doubler cette capacité.

4.2.4. Les éléments commutants

Le transistor

La tension de claquage du transistor $V_{(BR)DSS}$ est imposée par le rapport de transformation des inductances couplées. Cette tension doit être supportée lorsque le transistor est bloqué.

Application numérique

$$V_{(BR)DSS} = V_e + \frac{V_s}{m} = 375 + \frac{15}{0,13} = 489V$$

L'*IRF840* est un transistor MOSFET pouvant supporter une tension de 500 V et un courant de 8 A (cf annexe 1, p44).

La diode

La diode doit supporter un courant moyen $I_{F(AV)}$ lorsqu'elle conduit et une tension inverse V_{RRM} lorsqu'elle est bloquée.

Application numérique

$$V_{RRM} = V_e \cdot m + V_s = 375 \times 0.13 + 15 = 65V$$

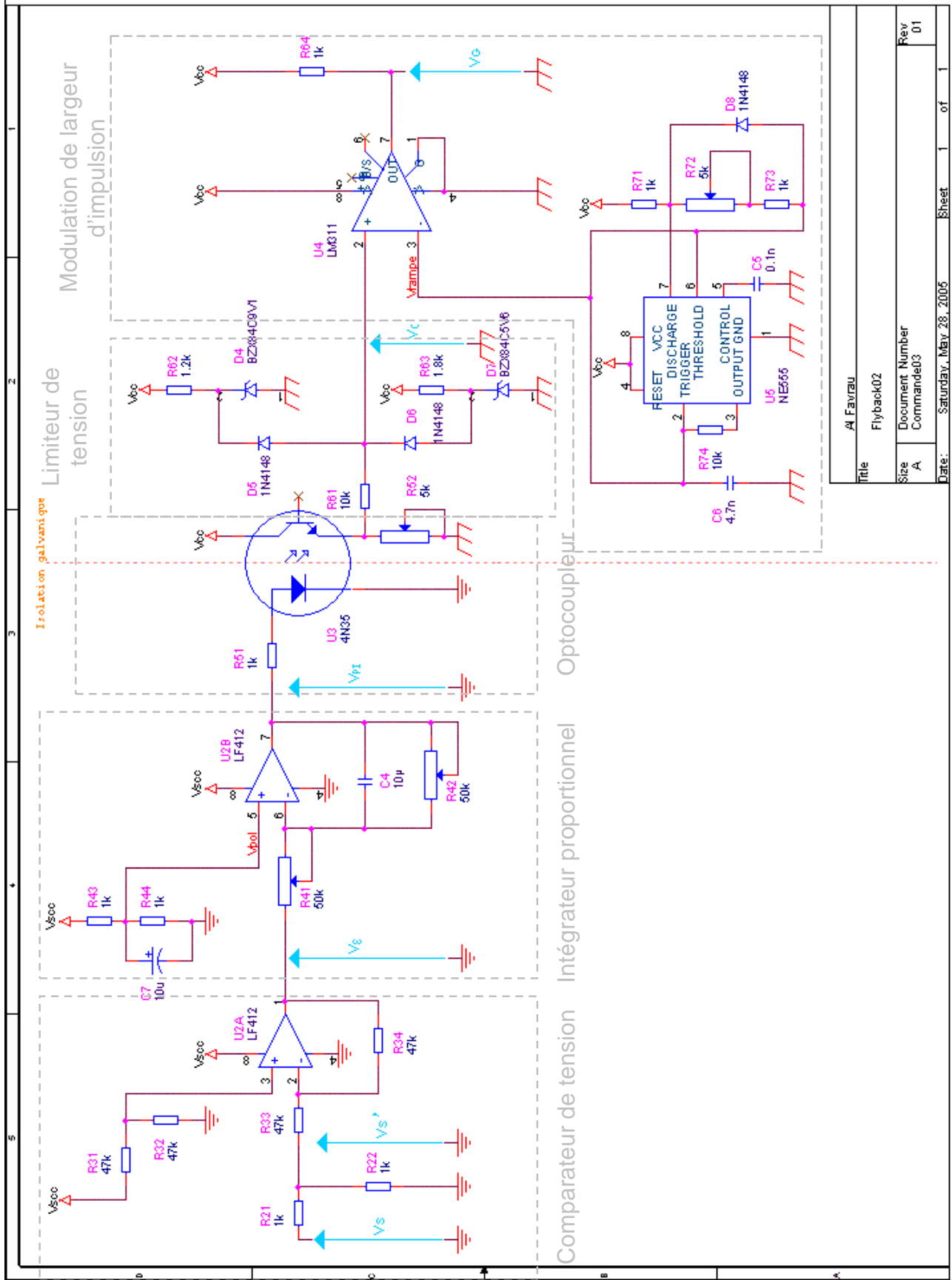
$$I_{F(AV)} = I_S = 5A$$

La *MBR20100CT* est une diode *SCHOTTKY*⁷ qui peut supporter des pic de courants de 20 A et une tension inverse de 100 V (cf annexe 2, p45).

4.2.5. La régulation

La régulation consiste à faire varier le rapport cyclique en fonction de la tension de sortie. En effet, si V_s diminue, a doit augmenter, et inversement.

⁷ Diode SCHOTTKY : diode rapide ayant une faible tension de seuil.



Title		Al Favreau	
File		Flyback02	
Size	Document Number	Sheet	of
A	Command03	1	1
Rev	01	Date: Saturday, May 28, 2005	

Figure 13 : Schéma structurel de la régulation

Le comparateur de tension

Le comparateur de tension compare la tension V_S à une tension de référence. Si le système est régulé, la sortie du comparateur doit être nulle. Le meilleur moyen d'obtenir une régulation proportionnelle est d'utiliser un montage soustracteur.

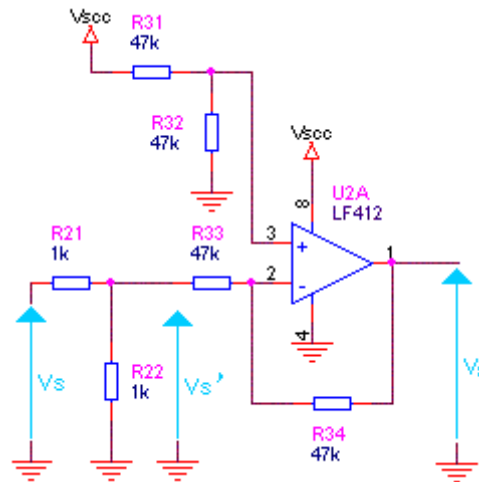


Figure 14 : Schéma structurel du comparateur de tension

Dans la plupart des applications, la tension de sortie est abaissée par un diviseur de tension afin d'obtenir une image de cette tension, laquelle est comparée à une référence qui en général est fixée à 2,5V.

L'intégrateur étant inverseur, le montage étant alimenté entre 0 et 15 V, j'ai décidé de polariser le montage autour de 7,5 V. La tension de sortie du Flyback est divisée par deux (par R_{21} et R_{22}) et comparée à 15 V (V_{SCC}). Ceci permet d'obtenir une plus grande plage de variation. Ainsi :

$$V_e = 15 - \frac{V_S}{2}$$

Si $V_S = 15V$: $V_e = 15 - \frac{15}{2} = 7,5V$ et la tension est donc régulée.

L'intégrateur proportionnel

Le rôle de l'intégrateur proportionnel est de corriger l'erreur en annulant l'erreur statique.

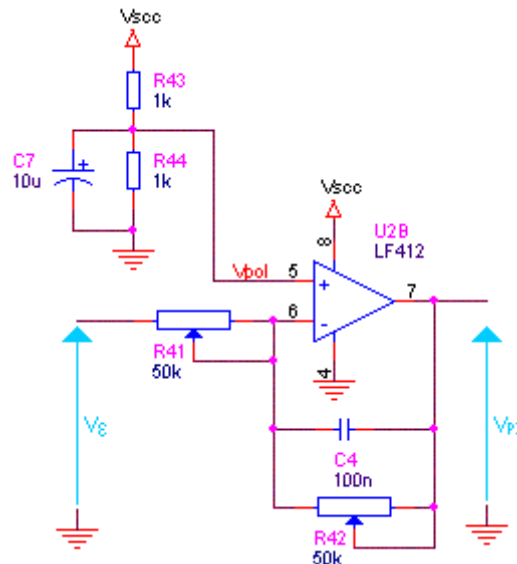


Figure 15 : Schéma structurel de l'intégrateur proportionnel

Ce montage doit être polarisé autour de 7,5 V, c'est pourquoi l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel n'est pas reliée à la masse mais à $V_{POL} = \frac{V_{SCC}}{2} = 7,5V$.

La difficulté est le réglage du correcteur, le système étant difficile à modéliser. Un des moyens est la méthode de *Ziegler Nichols* qui permet d'ajuster empiriquement les paramètres d'un régulateur PID⁸ à partir de mesures sur la réponse indicielle.

La réponse de l'alimentation à un échelon V_G de 1 V est la suivante :

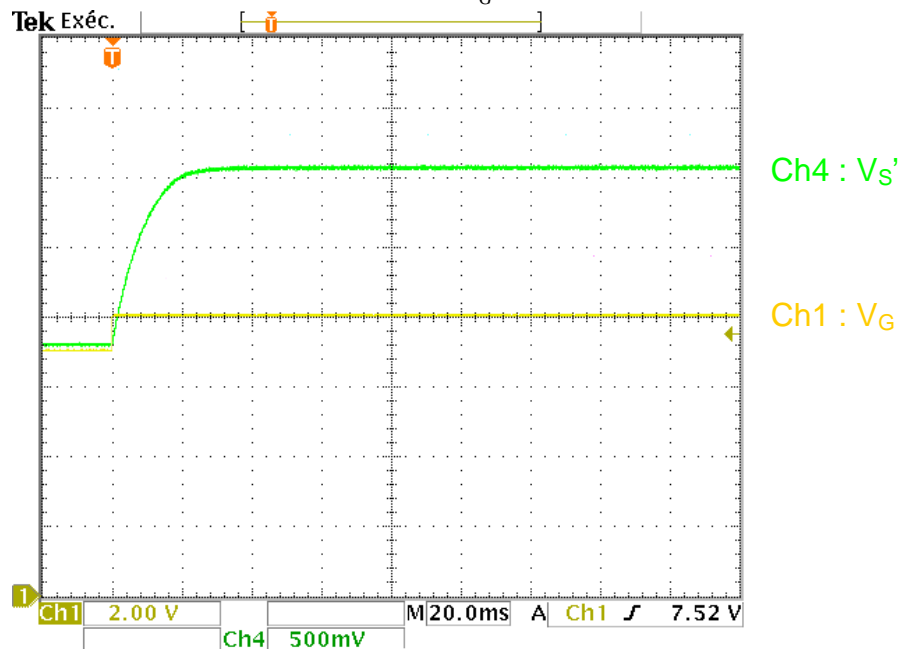


Figure 16 : Réponse indicielle du montage Flyback

⁸ PID : Proportional, Integral and Derivative Control – Intégrateur dérivateur proportionnel

La réponse $V_{S,1}$ du système peut être assimilée à un système du premier ordre dont le gain statique est de 2,15 et une constante de temps de 5 ms. Le diagramme de Black de cette réponse en boucle ouverte est le suivant :

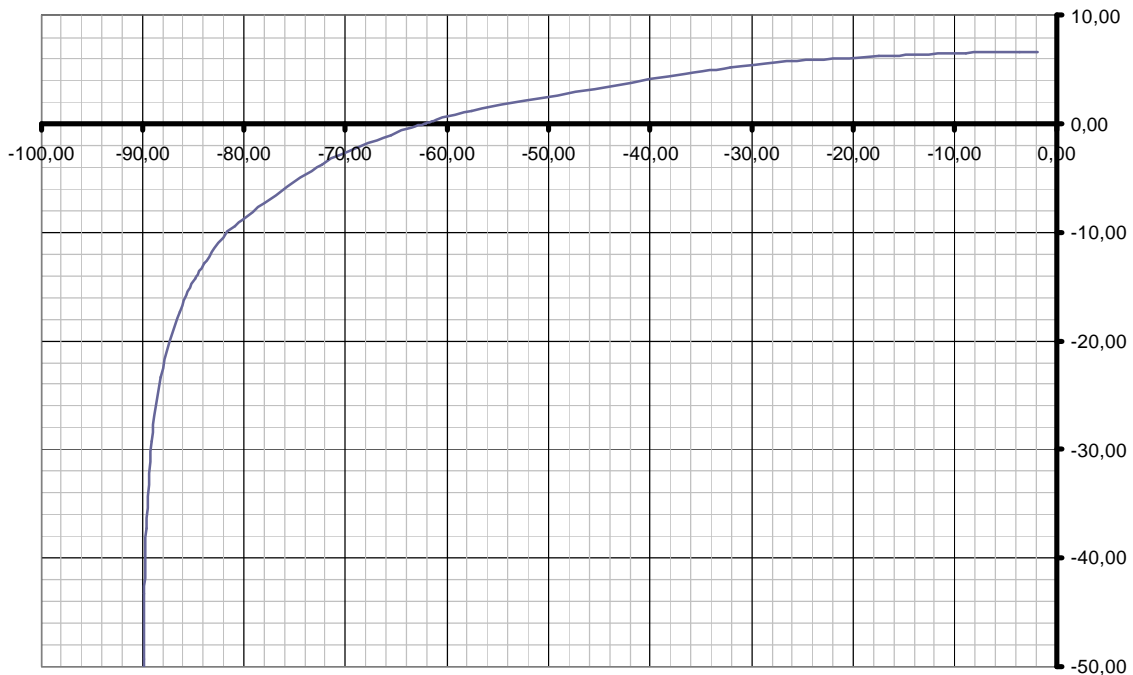


Figure 17 : Diagramme de Black en boucle ouverte

La pulsation de coupure est $\omega_0 = 60\text{Hz}$.

Le temps de réponse de l'intégrateur doit donc être de $t_i = \frac{10}{\omega_0} = \frac{10}{60} = 166,67\text{ms}$.

En fixant le condensateur C_4 à 10mF , on obtient $R = \frac{t_d}{C_4} = \frac{166,67\text{ms}}{10\text{mF}} = 16,67\text{k}\Omega$.

R est représenté par R_{41} et R_{42} qui sont deux résistances ajustables de $50\text{k}\Omega$ permettent de régler le gain statique du correcteur. R_{42} permet également d'ajuster la constante de temps.

L'optocoupleur

L'optocoupleur réalise l'isolation galvanique dans la boucle de régulation. Seulement il peut introduire une erreur ainsi qu'un déphasage, c'est pourquoi le composant doit avoir un temps de réponse le plus faible possible. Le 4N35 possède un temps de montée et un temps de réponse de 7ms (cf annexe 4, p47), ce qui permet donc de ne pas trop retarder le système.

La modulation de largeur d'impulsion

Le MLI permet de faire varier le rapport cyclique. Il consiste à comparer le signal issu de l'optocoupleur à un signal en dents de scie de période T_d . Ce signal périodique V_{Rampe} est généré par un montage basé autour du NE555. Ce composant génère un signal

d'horloge par la charge et la décharge du condensateur C_6 . Cette charge peut être assimilée à un signal triangulaire.

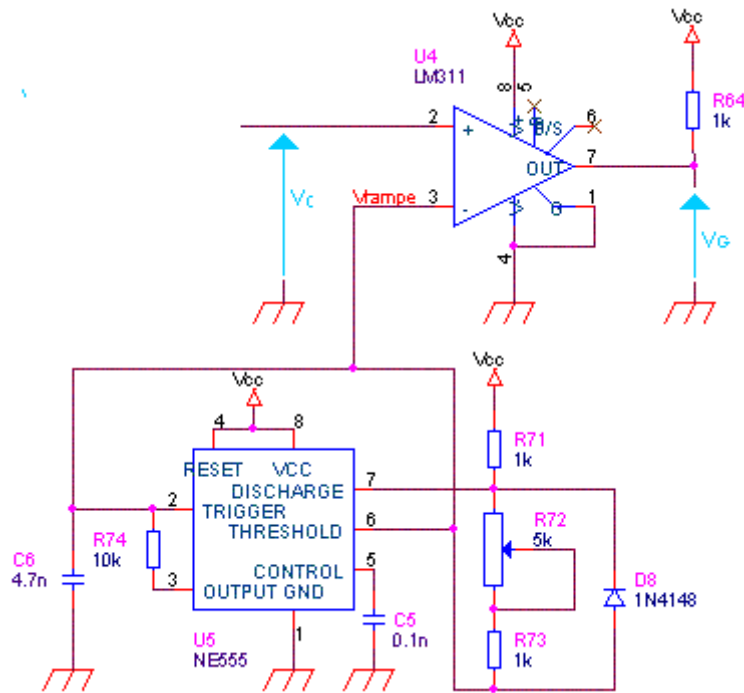


Figure 18 : Schéma structurel du MLI

Pour obtenir une dent de scie, le temps de décharge est rendu nul par la diode D_8 . On obtient ainsi le signal suivant :

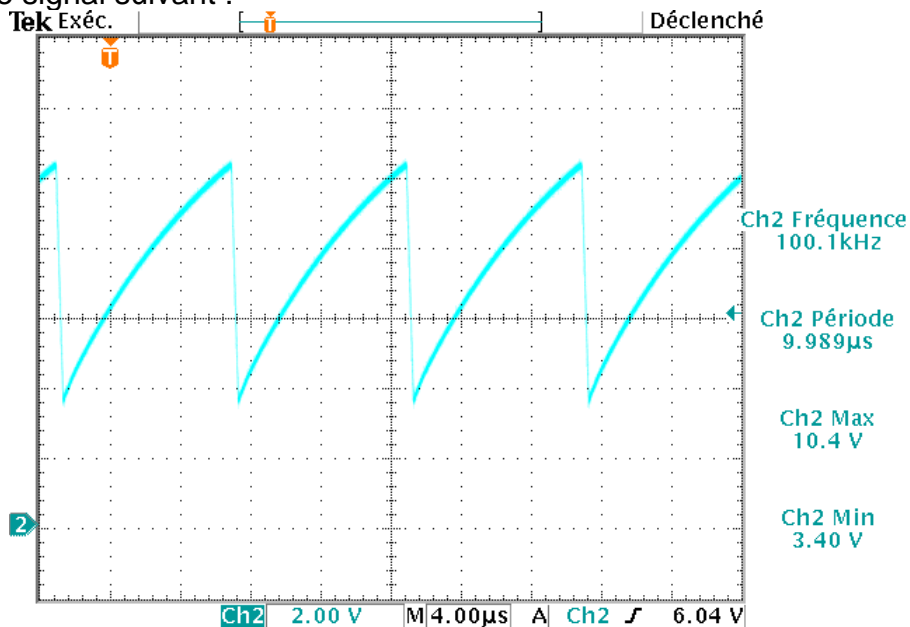


Figure 19 : Signal issu du NE555

La résistance ajustable R_{72} permet d'obtenir une fréquence de découpage réglable entre 74 kHz et 200 kHz.

Le signal évolue entre 3,4 et 10,4 V. Si la tension V_c devant être comparée à ce signal n'est pas comprise entre ces deux valeurs, la tension de commande du transistor

V_G ne sera plus périodique. Le transistor pourra donc être toujours passant et le courant dans l'inductance pourra croître sans limite et détériorer les composants. C'est pourquoi il faut limiter la tension V_C .

La limitation du rapport cyclique

La limitation du rapport cyclique consiste à limiter la tension de l'optocoupleur par une limite haute et une limite basse. Ces deux tensions sont générées par des diodes zener qui sont appliquées par l'intermédiaire de diodes, lorsque le signal dépasse la limite.

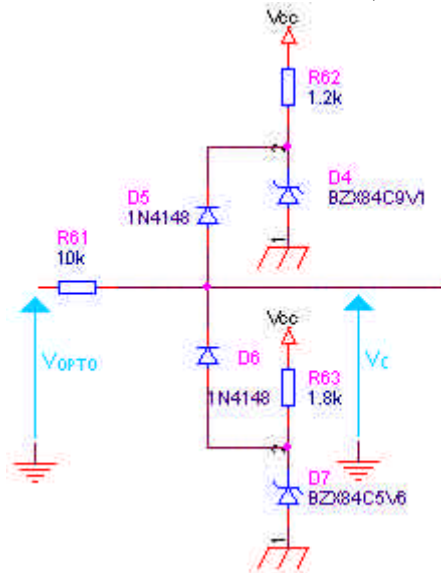


Figure 20 : Schéma structurel du limiteur de rapport cyclique

L'oscillogramme suivant montre la limitation d'une tension sinusoïdale ayant une amplitude dépassant le signal en dents de scie :

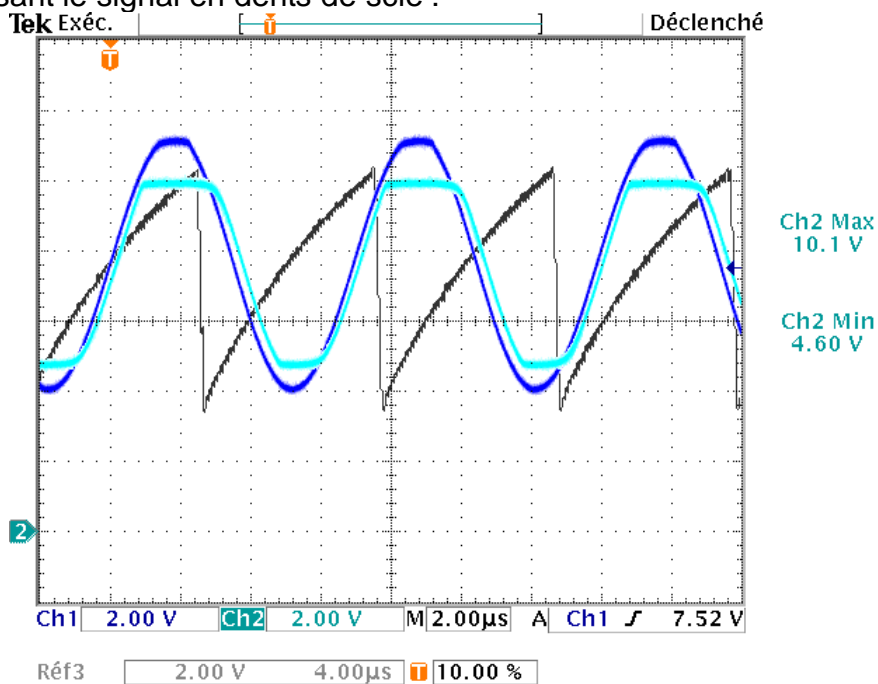


Figure 21 : Relevé de la limitation de tension

Une sinusoïde est appliquée à l'entrée du limiteur (CH1), en sortie du montage. Elle est écrêtée (CH2) entre 4,6 et 10,1 V. Ainsi cette tension peut être comparée à la dent de scie (Réf3).

Le rapport cyclique de la tension de commande est donc limité entre 10% et 90%.

5. Réalisation d'une alimentation à partir du *NCP1200*

Le *NCP1200* est un contrôleur de modulation de largeur d'impulsion fabriqué par *ON Semiconductor* (cf annexe 5, p48). Ce composant a la particularité de pouvoir être alimenté directement par du $450V$, ce qui évite l'utilisation d'un enroulement auxiliaire du transformateur. Il intègre un driver pour transistor MOSFET et permet un mode de contrôle du courant. Il est aussi protégé contre les court-circuits. Mais un des avantages de ce composant est que son constructeur fournit le model *SPICE*; ce qui permet de pouvoir simuler l'alimentation, et rend donc son développement plus simple.

Pour le dimensionnement, j'ai repris une note d'application ayant des caractéristiques proches de mon alimentation. J'ai donc remplacé le circuit de régulation par le *NCP1200*.

La mise en parallèle des trois condensateurs de sortie sert à réduire l'ESR. Un filtre RC a été également ajouté pour diminuer le bruit en sortie.

Le potentiomètre R_{11} permet de régler le niveau de tension de sortie.

Le typon de la carte se trouve en annexe 6, page 51.

Je suis en train de rajouter une thermistance sur l'entrée; ainsi lors du démarrage de l'alimentation, le courant peut s'établir progressivement sans détruire le montage. D'ici la fin de mon stage, pour arriver à une réalisation exploitable par l'entreprise; je dois rendre le système plus stable lorsque la tension d'entrée est supérieure à $200V_{eff}$.

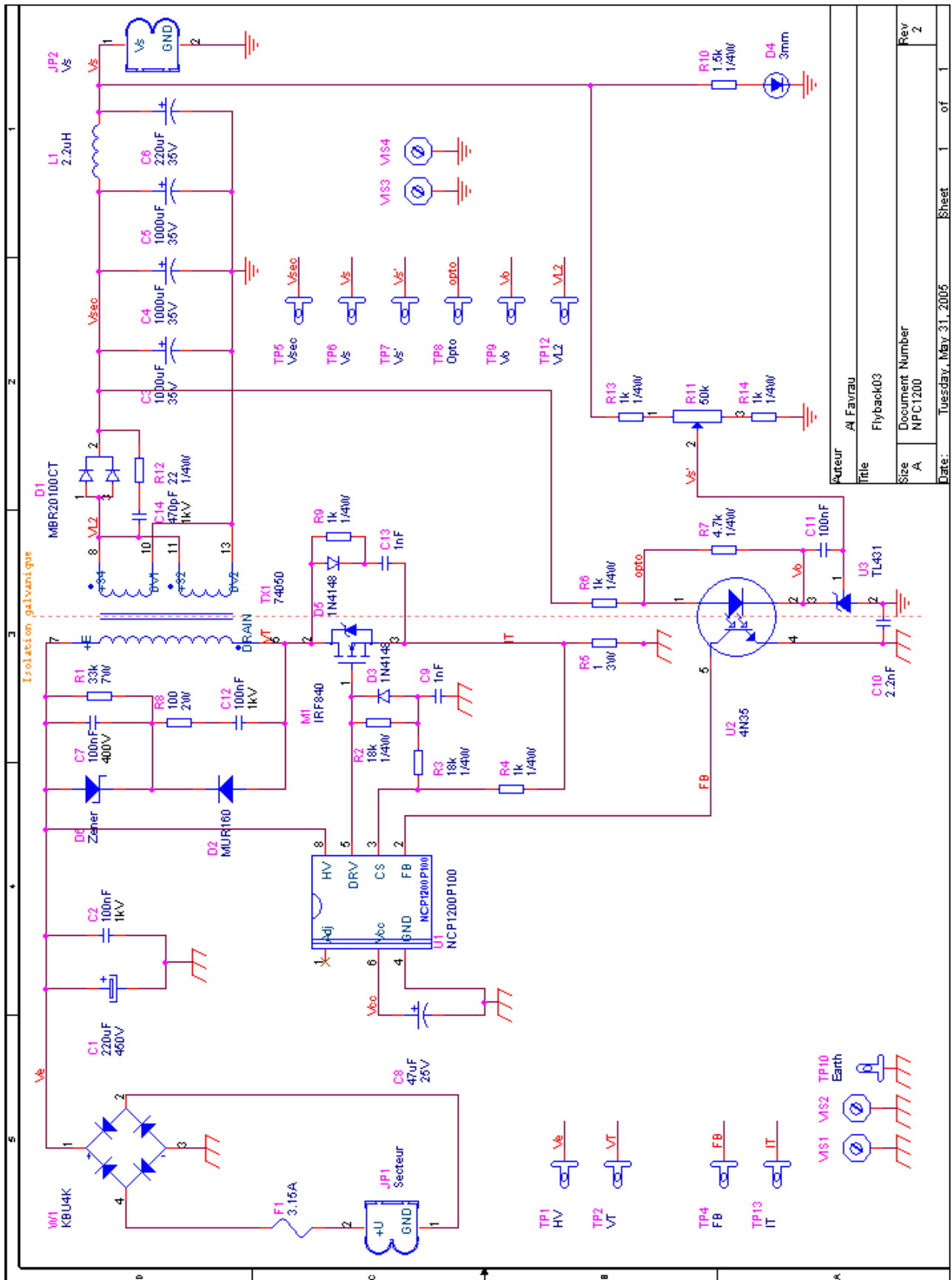


Figure 22 : Schéma structurel de l'alimentation basée sur le NCP1200

Bill Of Materials			
Référence	Part	Quantité	Description
Résistances			
R5	1 - 3W	1	Résistance bobinée série RB 3 W
R4, R6	1k	2	Résistance 0,25 W à couche carbone
R10	1,5k	1	Résistance 0,25 W à couche carbone
R7	4,7k	1	Résistance 0,25 W à couche carbone
R9	6,8k	1	Résistance 0,50 W à couche carbone
R2, R3	18k	2	Résistance 0,25 W à couche carbone
R1	33k - 7W	1	Résistance céramique 7 W
R8	39k	1	Résistance 0,25 W à couche carbone
Condensateurs			
C9	1nF	1	Polyester métallisé, série BF - 100 Vc.c.
C10	2,2nF - Y	1	Classe Y céramique de sécurité 250 V c,a
C2, C12	100nF - 400V	2	Miniature film polyester métallisé
C11	100nF	1	Polyester métallisé, série BF - 100 Vc.c.
C8	47µF - 25V	1	Electrolytique aluminium série M - 35 V
C6	220µF - 35V	1	Electrolytique liquide pour les alim à découpe
C1	220µF - 450V	1	Electrolytique pour usage général série KA
C3, C4, C5	1000µF - 35V	3	Electrolytique liquide pour les alim à découpe
Diodes			
D2	MUR160	1	Diode de commutation 10 mA à 400 mA
D1	MBR20100CT	1	Diode de redressement Schottky 3,5 A à 100 A
D3	1N4148	1	Diode de commutation 10 mA à 400 mA
D4	LED verte 3mm	1	Leds faible consommation 3mm T-1 - 2 mA
W1	KBU4K	1	Pont redresseur série KBU - 4 A boîtier en ligne
Inductances			
TX1	74050	1	Transfo. pour alim. à découp. ETD34
L1	2,2µH	1	Inductance cylindrique série WE-Ti
Circuits intégrés			
U1	NCP1200P100	5	Contrôleur PWM
U3	TL431ILP	1	Référence de tension
U2	4N35X	1	Optocoupleur à sortie transistor NPN, entrée DC
M1	IRF840	1	Transistors MOS haute tension 5 à 10 A
Protection			
Dissipateur	5°C/W	1	Dissipateur type KL 195/38,1SW
F1	3,15 A	1	Fusible ultra rapide

Tableau 3 : Nomenclature

Conclusion

Le sujet de mon stage était de réaliser une alimentation à découpage pour une gamme de haut-parleurs à excitation fabriquée par la société SUPRAVOX. Cette alimentation doit délivrer une tension continue entre 6 et 14 V sous 5 A.

Dans un premier temps, j'ai réalisé une première alimentation qui m'a servi de support pédagogique afin de comprendre le fonctionnement des convertisseurs Flyback. J'ai ensuite pu réaliser une solution permettant de répondre en grande partie au cahier des charges.

Ce projet m'a permis d'approfondir mes connaissances en électronique de puissance et plus précisément sur les alimentations Flyback. Mais aussi, le routage de cartes électroniques avec les difficultés que cela entraîne, à savoir les problèmes de compatibilité électromagnétique et les difficultés à optimiser un montage sans compromettre son fonctionnement.

Cette période de stage a été l'occasion de pouvoir mener un projet en autonomie, me laissant libre de mes choix de conception et d'organisation du travail tout en devant respecter un cahier des charges.

Bibliographie

J-P. FERRIEUX et F. FOREST, " *Alimentations à découpage, Convertisseurs à résonance* ", éditions DUNOD, 1999, ISBN 2 10 004137 1.

www.supravox.fr, " *Il était une fois SUPRAVOX* ".

www.iut.univ-tours.fr, " *Site de l'IUT de Tours* ".

- Sites Internet de constructeurs -

www.st.com, " *ST Microelectronics, constructeur de l'IRF840* ".

www.irf.com, " *International Rectifier, constructeur de la MBR20100CT* ".

www.ti.com, " *Texas Instruments, constructeur du 4N35* ".

www.onsemi.com, " *On Semiconductor, constructeur du NCP1200* ".

http://www.myrra.com/product/gamme.html, " *Constructeur du transformateur à découpage 74050* ".

http://www.ferroxcube.com, " *Constructeur de circuit magnétique* ".

- Sites Internet de cours sur les alimentations à découpage -

http://www.techniques-ingenieur.fr, " *Alimentations continues stabilisées* " par Bernard BOUTOUYRIE, Références Article E380, Parution 05/2002.

http://www.enseirb.fr/~dondon/puissance/flyback/Flyback.html, " *Alimentation à découpage Flyback* " par Philippe DONDON.

http://sitelec.free.fr/cours/decoupage.pdf, " *Étude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles* ", par Jean-Yves LE CHENADEC.

http://sitelec.free.fr/cours/alimdecoup.pdf, " *Alimentation à découpage issues du secteur* ".

http://perso.wanadoo.fr/xcotton/electron/smeps.zip, " *Les alimentations à découpage : S.M.P.S : Switched-Mode Power Supplies* " par Gérard MARCHAS.

Table des illustrations

Figure 1 : Logo SURAVOX..... 7

Figure 2 : le haut-parleur 215 RTF 64 à excitation..... 8

Source figures 1 et 2 : www.supravox.fr

Figure 3 : Choix entre une alimentation Flyback ou Forward..... 10

Source figure 3 : www.ferroxcube.com

Figure 4 : Schéma de principe de l'alimentation Flyback..... 14

Figure 5 : Représentation idéale des composants commutants 15

Figure 6 : Schéma équivalent pendant la première phase..... 16

Figure 7 : Schéma équivalent pendant la deuxième phase 17

Figure 8 : Chronogrammes du régime discontinu..... 18

Figure 9 : Chronogrammes du régime continu..... 19

Figure 10 : Caractéristique de sortie..... 21

Figure 11 : Schéma de la régulation 22

Sources figures 4 à 11 : d'après les quatre cours cités dans la biographie

Figure 12 : Schéma structurel de la puissance..... 24

Figure 13 : Schéma structurel de la régulation 28

Figure 14 : Schéma structurel du comparateur de tension 29

Figure 15 : Schéma structurel de l'intégrateur proportionnel 30

Figure 16 : Réponse indicielle du montage Flyback 30

Figure 17 : Diagramme de Black en boucle ouverte 31

Figure 18 : Schéma structurel du MLI..... 32

Figure 19 : Signal issu du NE555..... 32

Figure 20 : Schéma structurel du limiteur de rapport cyclique..... 33

Figure 21 : Relevé de la limitation de tension 33

Figure 22 : Schéma structurel de l'alimentation basée sur le NCP1200 36

Source figure 22 : adaptation de la note d'application AND8076-D de ON Semiconductor

Tableau 1 : Planning prévisionnel..... 12

Tableau 2 : Ordre de grandeur des tensions pour les différents réseaux électrique..... 23

Source tableau 2 : article E380 www.techniques-ingenieur.fr

Tableau 3 : Nomenclature..... 37

Résumé

Afin de valider ma licence professionnelle en électronique analogique et micro-électronique, j'ai effectué un stage industriel de quatre mois. Le sujet a été proposé par l'entreprise *SUPRAVOX* qui conçoit et fabrique des haut-parleurs haute fidélité. J'ai eu en charge d'étudier et de réaliser une alimentation à découpage de type Flyback. Cette alimentation est destinée à alimenter l'électro-aimant qui remplace l'aimant permanent habituellement des haut-parleurs électrodynamiques.

Dans un premier temps j'ai étudié les alimentations Flyback, et j'ai ensuite réalisé un premier prototype afin de comprendre le fonctionnement et la régulation du convertisseur. Cette première réalisation ayant un but plus pédagogique que industriel, je me suis arrêté au stade de la validation du fonctionnement.

J'ai ensuite mis en place une structure utilisant un circuit de contrôle, le NCP1200. Ce composant permet de mettre en œuvre une structure Flyback avec un nombre de composants réduit. Cette solution permet de répondre en grande partie au cahier des charges, à savoir, obtenir une tension de sortie réglable entre 4 et 20 V pour un courant de 5 A avec n'importe quel type de réseau électrique en entrée.

D'ici la fin de ma période de stage, il me reste à résoudre un problème d'instabilité lorsque la tension d'entrée est trop importante et à réduire le bruit en sortie. Afin de répondre entièrement au cahier des charges, la tension de sortie doit être bloquée entre 6 et 14 V.

Abstract

To validate my study in analogical electronics and microelectronics, I did a 4-month industrial training. The subject was suggested by the *SUPRAVOX company* which designs and manufactures loudspeakers. I had to study and realize a Flyback switched-mode power supply. This power supply supplies is necessary to an electromagnetic driver, which replaces the permanent magnet usually used, in electrodynamic loudspeakers.

First, I studied Flybacks, then I made a first prototype, in order to understand how it works and how to regulate the converter. That first realisation had more an educative aim than an industrial aim; I stopped after I had checked it worked.

Then I designed a structure using the NCP1200 controller for low-power supply. Thanks to that component, you can realize a Flyback structure with less components. That solution sticks to the schedule condition specifications, that's to say, have an output voltage adjustable between 4 and 20 V for a 5 A current with any type of electric network in input.

Before the end of my training, I still have to solve an instability problem when the input voltage is too high, and to reduce the output noise. To fulfil all the schedule condition specifications, the output voltage has to be blocked between 6 and 14 V.

Annexes

Annexe 1 : Documentation constructeur <i>IRF840</i>	44
Annexe 2 : Documentation constructeur <i>MBR20100CT</i>	45
Annexe 3 : Documentation constructeur <i>74050</i>	46
Annexe 4 : Documentation constructeur <i>4N35</i>	47
Annexe 5 : Documentation constructeur <i>NCP1200</i>	48
Annexe 6 : Typon.....	51
Annexe 7 : Sérigraphie	52
Annexe 6 : Schéma de perçage.....	53

Annexe 1 : Documentation constructeur IRF840



IRF840

N - CHANNEL 500V - 0.75Ω - 8A - TO-220 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	< 0.65 Ω	8 A

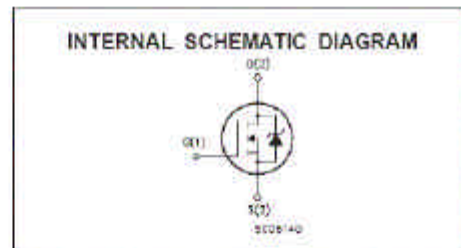
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.75 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGSR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	8.0	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	5.1	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	32	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	125	W
	Derating Factor	1.0	W/°C
dv/dt(†)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{STG}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area (†) I_{DM} ≤ 8A, dv/dt ≤ 100 A/μs, V_{DD} ≤ V_{DS(max)}, T_J ≤ T_{J(max)}
First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

Annexe 2 : Documentation constructeur *MBR20100CT*

Bulletin PD-2.321 rev.1 08/02

International
IR Rectifier

SCHOTTKY RECTIFIER

MBR20...CT
MBRB20...CT
MBR20...CT-1

20 Amp

Major Ratings and Characteristics

Characteristics	Values	Units
I_{FAV} Rectangular waveform (Per Device)	20	A
I_{RMS} @ $T_C = 133^\circ\text{C}$ (Per Leg)	20	A
V_{RRM}	80/90/100	V
I_{FSM} @ $t_D = 5 \mu\text{s}$ sine	850	A
V_F @ 10 A pk, $T_J = 125^\circ\text{C}$	0.70	V
T_J range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$

Description/ Features

This center tap Schottky rectifier has been optimized for low reverse leakage at high temperature. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 150 $^\circ\text{C}$ junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- 150 $^\circ\text{C}$ T_J operation
- Center tap TO-220, D²PAK and TO-262 packages
- Low forward voltage drop
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability

Case Styles

MBR20...CT	MBRB20...CT	MBR20...CT-1
		
TO-220	D ² PAK	TO-262

www.irf.com

1

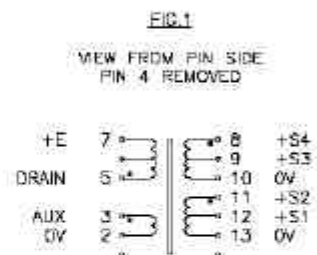
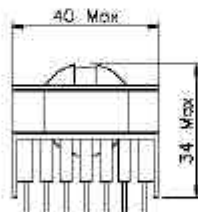
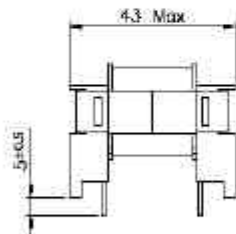
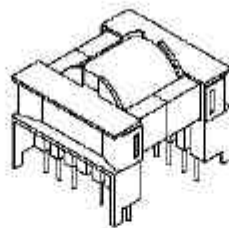
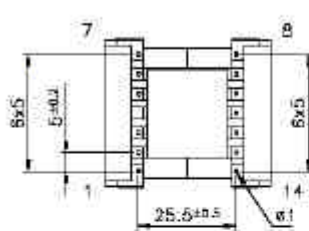
Annexe 3 : Documentation constructeur 74050



FLYBACK TRANSFORMERS ETD 34 60 to 80 W

- Ambient Temperature $\leq 50^{\circ}\text{C}$
- Primary Reflected Voltage = 90 to 120V
- Dielectric Strength $\geq 3750\text{Vac}$
- Creepage Distances $\geq 8\text{mm}$
- Construction conforms to CEI950, CEI335, CEI61558 for reinforced insulation
- Secondaries may be series or parallel connected
- Output power can be delivered with any combination of secondaries within the max current limits.

MYRRA Part N°	Control IC	Mains Voltage Range Vac	Total output Power (max) Watts	Outputs				Frequency kHz	Primary Inductance μH	Pinout	Remarks
				S1 or S3		S2 or S4					
				Voltage Range Vdc	Max Current Adc	Voltage Range Vdc	Max Current Adc				
74050	VIPer100A	185 - 265	80	4,5 - 6	5	11,5 - 15	3	70	500	Fig.1	
	VIPer100A	85 - 265	60	4,5 - 6	5	11,5 - 15	3	70			
	TOP226Y	185 - 265	80	3,3 - 6,5	6	9 - 16,5	3	100			
	TOP226Y	85 - 265	60	3,3 - 6,5	5	9 - 16,5	3	100			
	MC33373	185 - 265	80	4 - 6,5	6	10,5 - 16,5	3	100			
	MC33373	85 - 265	60	4 - 6,5	5	10,5 - 16,5	3	100			
	TDA16834	185 - 265	80	5 - 6	5	13 - 15,5	3	100			
	TDA16836	85 - 265	60	5 - 6	5	13 - 15,5	3	100			



PCB DRILLING DIAMETER 1.5mm

Annexe 4 : Documentation constructeur 4N35

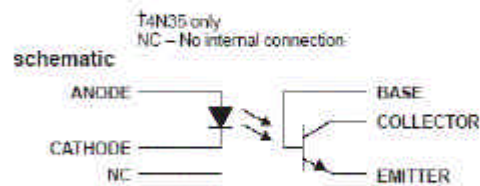
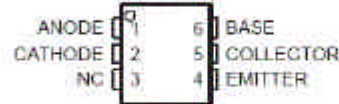
4N35, 4N36, 4N37 OPTOCOPLERS

SOE5021C - NOVEMBER 1981 - REVISED APRIL 1988

COMPATIBLE WITH STANDARD TTL INTEGRATED CIRCUITS

- Gallium-Arsenide-Diode Infrared Source
Optically Coupled to a Silicon npn Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation
1.5-kV, 2.5-kV, or 3.55-kV Rating
- **High-Speed Switching**
 $t_r = 7 \mu s$, $t_f = 7 \mu s$ Typical
- Typical Applications Include Remote Terminal Isolation, SCR and Triac Triggers, Mechanical Relays and Pulse Transformers
- Safety Regulatory Approval
UL/CUL, File No. E65085

DC/IT OR 6-TERMINAL DUAL IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†

Input-to-output peak voltage (8-ms half sine wave):	4N35	3.55 kV
	4N36	2.5 kV
	4N37	1.5 kV
Input-to-output root-mean-square voltage (8-ms half sine wave):	4N35	2.5 kV
	4N36	1.75 kV
	4N37	1.05 kV
Collector-base voltage		70 V
Collector-emitter voltage (see Note 1)		30 V
Emitter-base voltage		7 V
Input-diode reverse voltage		6 V
Input-diode forward current:		60 mA
Continuous		3 A
Peak (1 μs , 300 pps)		100 mA
Phototransistor continuous collector current		100 mA
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 2)		100 mW
Phototransistor (see Note 3)		300 mW
Continuous power dissipation at (or below) 25°C lead temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 4)		100 mW
Phototransistor (see Note 5)		500 mW
Operating temperature range, T_A		-55°C to 100°C
Storage temperature range, T_{stg}		-55°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these conditions is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
- 1 This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
 - 2 Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 1.33 mW/°C.
 - 3 Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 4 mW/°C.
 - 4 Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 1.33 mW/°C. Lead temperature is measured on the collector lead 0.8 mm (1/32 inch) from the case.
 - 5 Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 6.7 mW/°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

1

Annexe 5 : Documentation constructeur NCP1200

NCP1200

PWM Current-Mode Controller for Low-Power Universal Off-Line Supplies

Housed in SO-8 or DIP-8 package, the NCP1200 represents a major leap toward ultra-compact Switch-Mode Power Supplies. Thanks to a novel concept, the circuit allows the implementation of a complete offline battery charger or a standby SMPS with few external components. Furthermore, an integrated output short-circuit protection lets the designer build an extremely low-cost AC/DC wall adapter associated with a simplified feedback scheme.

With an internal structure operating at a fixed 40 kHz, 60 kHz or 100 kHz, the controller drives low gate-charge switching devices like an IGBT or a MOSFET thus requiring a very small operating power. Thanks to current-mode control, the NCP1200 drastically simplifies the design of reliable and cheap offline converters with extremely low acoustic generation and inherent pulse-by-pulse control.

When the current setpoint falls below a given value, e.g. the output power demand diminishes, the IC automatically enters the skip cycle mode and provides excellent efficiency at light loads. Because this occurs at low peak current, no acoustic noise takes place.

Finally, the IC is self-supplied from the DC rail, eliminating the need of an auxiliary winding. This feature ensures operation in presence of low output voltage or shorts.

Features

- No Auxiliary Winding Operation
- Internal Output Short-Circuit Protection
- Extremely Low No-Load Standby Power
- Current-Mode with Skip-Cycle Capability
- Internal Leading Edge Blanking
- 110 mA Peak Current Source/Sink Capability
- Internally Fixed Frequency at 40 kHz, 60 kHz and 100 kHz
- Direct Optocoupler Connection
- Built-in Frequency Jittering for Lower EMI
- SPICE Models Available for TRANsient and AC Analysis
- Internal Temperature Shutdown

Typical Applications

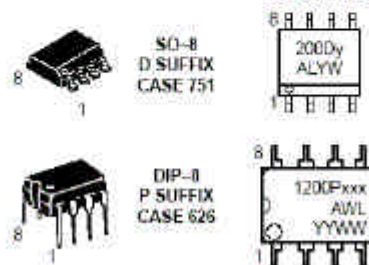
- AC/DC Adapters
- Offline Battery Chargers
- Auxiliary/Ancillary Power Supplies (USB, Appliances, TVs, etc.)



ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



xxx = Device Code: 40, 60 or 100
 Y = Device Code:
 4 for 40
 6 for 60
 1 for 100
 A = Assembly Location
 L = Wafer Lot
 Y, YY = Year
 W, WW = Work Week

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 13 of this data sheet.

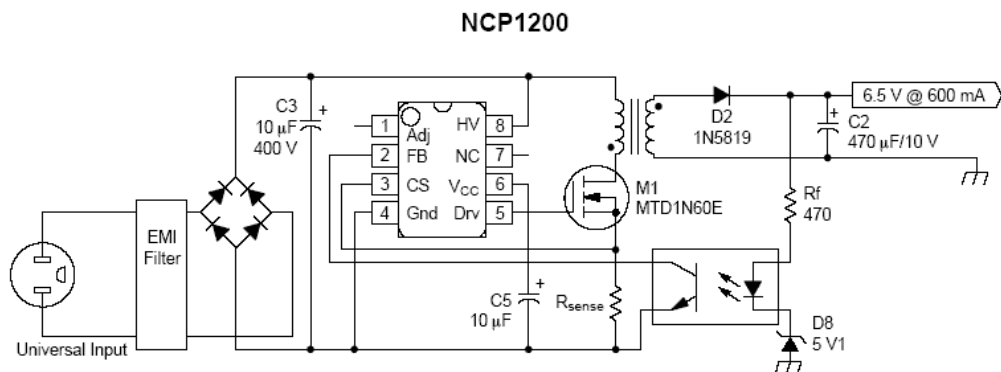


Figure 1. Typical Application

PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin No.	Pin Name	Function	Description
1	Adj	Adjust the skipping peak current	This pin lets you adjust the level at which the cycle skipping process takes place
2	FB	Sets the peak current setpoint	By connecting an optocoupler to this pin, the peak current setpoint is adjusted accordingly to the output power demand
3	CS	Current sense input	This pin senses the primary current and routes it to the internal comparator via an L.E.B
4	Gnd	The IC ground	
5	Drv	Driving pulses	The driver's output to an external MOSFET
6	V _{CC}	Supplies the IC	This pin is connected to an external bulk capacitor of typically 10 μF
7	NC	No Connection	This un-connected pin ensures adequate creepage distance
8	HV	Generates the V _{CC} from the line	Connected to the high-voltage rail, this pin injects a constant current into the V _{CC} bulk capacitor

NCP1200

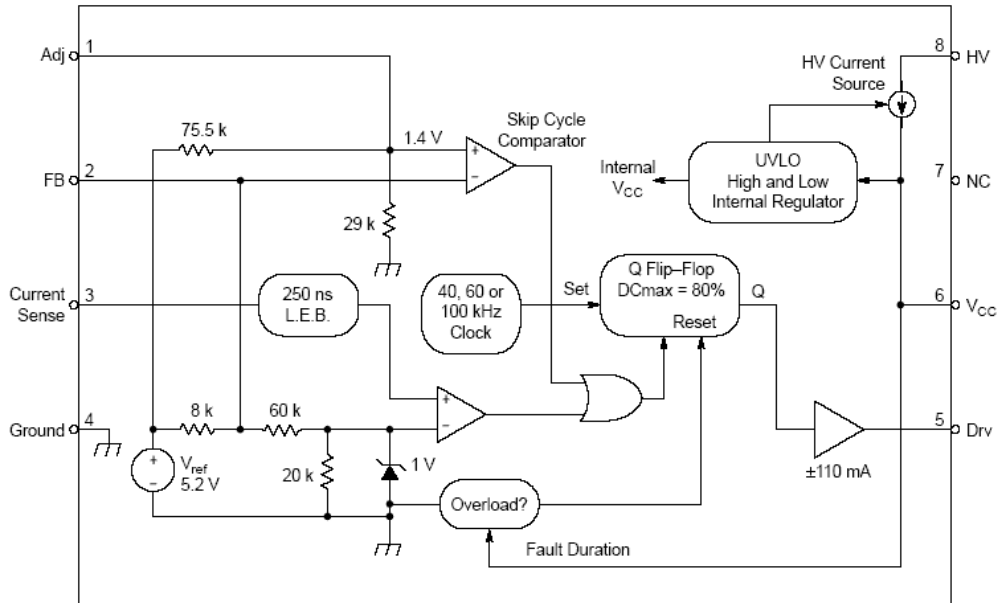


Figure 2. Internal Circuit Architecture

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Power Supply Voltage	V_{CC}	16	V
Thermal Resistance Junction-to-Air, PDIP8 version	$R_{\theta JA}$	100	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-to-Air, SOIC version	$R_{\theta JA}$	178	$^{\circ}C/W$
Maximum Junction Temperature	T_{Jmax}	150	$^{\circ}C$
Typical Temperature Shutdown	-	140	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-60 to +150	$^{\circ}C$
ESD Capability, HBM model (All pins except V_{CC} and HV)	-	2.0	kV
ESD Capability, Machine model	-	200	V
Maximum Voltage on pin 8 (HV), pin 6 (V_{CC}) grounded	-	450	V
Maximum Voltage on pin 8 (HV), pin 6 (V_{CC}) decoupled to ground with 10 μF	-	500	V

Annexe 6 : Typon

Annexe 7 : Sérigraphie

Annexe 6 : Schéma de perçage