

# ALIMENTATION A DECOUPAGE FLYBACK

## TABLE DES MATIERES

1	LES COMPOSANTS MAGNETIQUES .....	2
5	1.1 Circuits magnétiques .....	2
	1.1.1 Les matériaux .....	2
	1.1.2 Cycle d'hystérésis .....	2
	1.1.3 Les pertes.....	3
	1.2 Les composants électroniques de stockage .....	3
10	1.2.1 Les inductances simples .....	3
	1.2.2 Les transformateurs et inductances couplées.....	4
	1.2.3 Effet de la saturation du matériau magnétique .....	5
	1.2.4 Dimensionnement de l'inductance .....	6
2	LES ALIMENTATIONS .....	7
15	2.1 Généralités.....	7
	2.2 Principe général de l'alimentation à découpage.....	7
	2.3 Avantages et inconvénients .....	7
3	ALIMENTATION FLY BACK.....	8
	3.1 Principe.....	8
20	3.2 Fonctionnement discontinu .....	8
	3.2.1 Phase 1 : $0 \leq t \leq t_1 = \alpha T$ : Le transistor T conduit.....	9
	3.2.2 Phase 2 : $\alpha T \leq t \leq T$ .....	10
	3.2.3 Phase 3 : $t_2 \leq t \leq T$ .....	11
	3.2.4 Calcul du rapport de transformation $V_s/V_e$ .....	11
25	3.2.5 Dimensionnement des composants.....	11
	3.2.6 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants.....	13
	3.3 Fonctionnement continu .....	13
	3.3.1 Phase 1 : $0 \leq t \leq t_1 = \alpha T$ : Le transistor T conduit.....	13
	3.3.2 Phase 2 : $\alpha T \leq t \leq T$ .....	14
30	3.3.3 Calcul du rapport de transformation $V_s/V_e$ .....	15
	3.3.4 Dimensionnement des composants.....	16
	3.3.5 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants.....	19

35 L'objectif est d'analyser une alimentation "fly back" (à accumulation) et mesurer ses performances. Ce type de convertisseur est fréquemment utilisé dans les systèmes petite et moyenne puissance (<150W) type micro-ordinateur, écran de PC, chargeurs, etc...

## 1 LES COMPOSANTS MAGNETIQUES

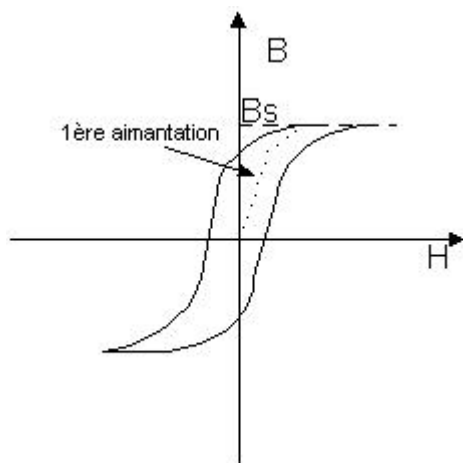
### 1.1 Circuits magnétiques

#### 1.1.1 Les matériaux

40 On distingue deux types de matériaux : les matériaux durs (aimants permanents) et les matériaux doux (ceux qui nous intéressent ici). Parmi ceux-ci, on trouve les "ferrites". Ces matériaux sont des composés chimiques à base d'oxyde de fer associés à des métaux tels que Manganèse-Zinc(Mn-Zn) ou Nickel-Zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1kHz environ.

#### 45 1.1.2 Cycle d'hystérésis

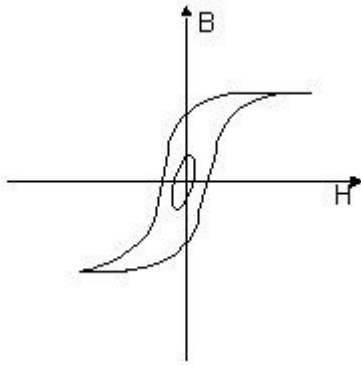
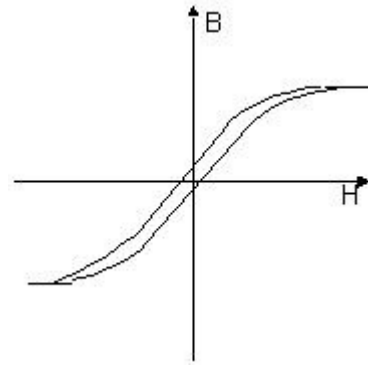
Les matériaux sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis. En ce qui concerne les ferrites, l'induction à saturation  $B_s$  est de l'ordre de 0,3 à 0,5 Tesla.



Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis dépend :

- 50
- De la température :  $B_s$  décroît avec la température et s'annule à une température dite de Curie  $T_c$ ,
  - De la fréquence avec laquelle le cycle est décrit,
  - Des traitements qu'a subis le matériau

55 Si l'on introduit un entrefer localisé ou réparti dans le circuit magnétique, la perméabilité  $\mu_i$  est modifiée pour devenir une perméabilité effective  $\mu_e$ . Plus l'entrefer est important, plus  $\mu_e$  est faible.

 $\mu_e$  grand $\mu_e$  faible

On peut donc appliquer un courant électrique ( $H \Leftrightarrow I$ ) beaucoup plus important avec un circuit à entrefer, avant d'atteindre la saturation du matériau.

### 1.1.3 Les pertes

#### 1.1.3.1 a) pertes par courant de Foucault

60 Lorsque la fréquence de travail augmente, des courants sont induits en surface du circuit. Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence.

#### 1.1.3.2 b) pertes par hystérésis

Elles dépendent de l'aire du cycle d'hystérésis décrit et de la fréquence.

#### 1.1.3.3 c) pertes supplémentaires (traînage magnétique, relaxation)

65 En fait, les fournisseurs donnent dans les catalogues, les pertes magnétiques totales (en mW/cm<sup>3</sup>) sous forme de courbes ou de formules approchées :

$$P_T = K \cdot F^m \cdot B^n$$

avec : K constante du matériau

$$1,3 < m < 1,6$$

70  $2 < n < 2,6$

## 1.2 Les composants électroniques de stockage

### 1.2.1 Les inductances simples

75 Les inductances peuvent stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis la restituer. On peut naturellement réaliser des bobinages à air. Mais, l'utilisation de circuits magnétiques tels que présentés ci-avant permet :

- 1) De diminuer l'encombrement, à valeur égale, de l'inductance,
- 2) De confiner le flux magnétique dans un espace restreint et ainsi de limiter les rayonnements parasites.

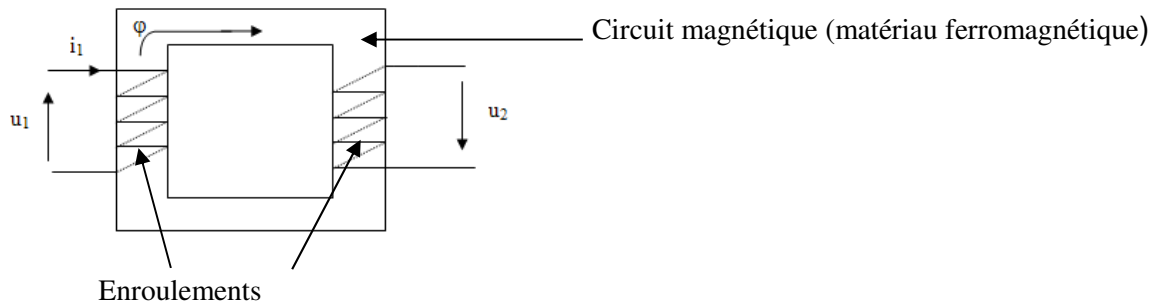
Les inductances sont utilisées essentiellement dans les applications suivantes :

- 80
- Le filtrage

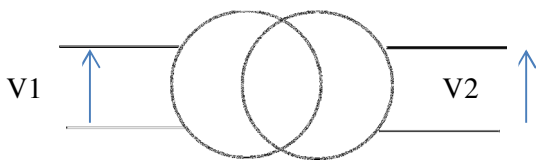
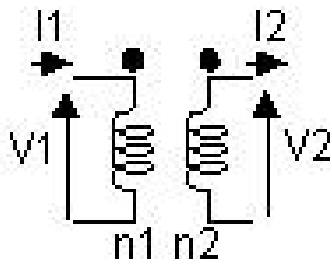
- Les sources de courant
- La conversion d'énergie (alimentations à découpage non isolées...)
- Les interrupteurs magnétiques (inductances saturables). :relais, certains disjoncteurs

### 1.2.2 Les transformateurs et inductances couplées

85 Si l'on veut isoler l'entrée d'un convertisseur de sa sortie, (par exemple entrée 220V redressé et sortie 0-5V), il faut utiliser un composant inductif à deux enroulements indépendants assurant une isolation galvanique, tout en autorisant le transfert d'énergie.



90



95 Deux éléments permettent cette opération : le transformateur et les inductances couplées. Bien que physiquement identiques, le fonctionnement de l'un et l'autre et le processus de dimensionnement sont totalement différents :

a) Fonctionnement en transformateur

Transformateur parfait :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad \text{et} \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

La puissance absorbée par le primaire est égale à tout instant à la puissance fournie par le secondaire.

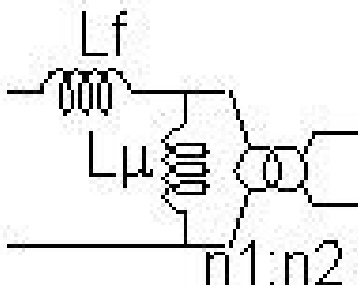
100 Lorsque le transformateur n'est pas parfait, on tient compte des pertes (pertes dans le fer, fuites magnétiques). Une chute de tension intervient à cause de ces pertes. Le rendement est proche de 95%.

## b) Fonctionnement en inductances couplées

105 *C'est le cas dans les alimentations Fly back.* Le transfert de puissance se fait en deux temps : l'énergie est, dans une première phase, stockée au primaire puis, dans un deuxième temps, restituée au secondaire. Ce type de fonctionnement nécessite l'emploi de deux interrupteurs synchronisés, l'un sur le primaire, l'autre sur le secondaire.

## c) Modélisation

110 On modélise les imperfections de ces composants par une inductance magnétisante  $L_{\mu}$  (qui tient compte de la réluctance non nulle du circuit magnétique), une inductance de fuite  $L_f$  (qui tient compte des flux de fuite dans l'air et le cuivre), associées à un transformateur parfait.



*Les inductances de fuite sont responsables de surtensions (potentiellement destructives) au moment des commutations dans les alimentations à découpage.*

**Nota** :  $L_{\mu}$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire à vide.  $L_f$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire en court-circuit.

**1.2.3 Effet de la saturation du matériau magnétique**

115 Lorsque le matériau entre en saturation, l'inductance apparente chute rapidement. Supposons en effet, qu'une tension  $E$  soit appliquée aux bornes de l'inductance  $L$ . Le flux  $\Phi$  croît alors linéairement ( $E = d\Phi/dt$ ), le courant également (avec une pente  $E/L$ ). Puis, lorsque l'induction  $B_s$  est atteinte, le courant augmente (figure 1b) toujours mais avec une pente beaucoup plus importante : l'inductance apparente diminue donc fortement.

120 En pratique le courant pourra augmenter jusqu'à  $I_{max}$ , valeur limite déterminée par la résistance série  $R_s$  généralement faible, de l'inductance. **Cette augmentation non contrôlée peut conduire à la destruction d'un ou plusieurs composants** du circuit dans lequel est placée l'inductance.

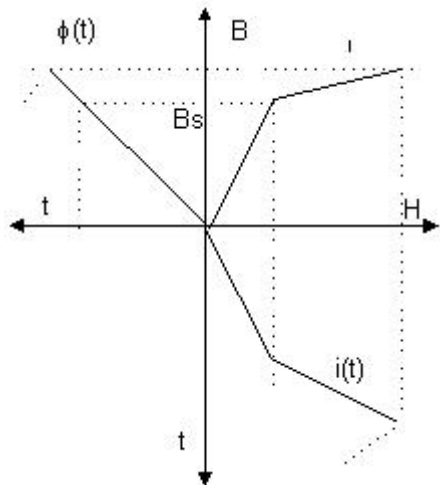


Figure 1a

Le flux  $\Phi$  est proportionnel au champ magnétique  $B$

Le courant  $i$  est proportionnel à l'excitation magnétique  $H$

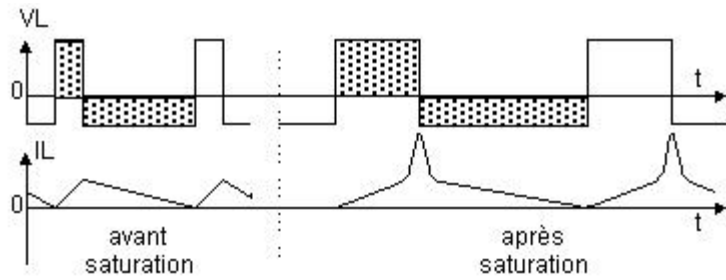


Figure 1b

125 **Il est donc impératif** de dimensionner l'inductance pour ne jamais atteindre la saturation (à la température de fonctionnement réelle). **Ceci implique, entre autre, que  $I_{\text{moyen}}$  soit constant ( $di/dt_{\text{moyen}} = 0$ ).** La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est alors **nécessairement nulle**.

#### 1.2.4 Dimensionnement de l'inductance

La valeur de l'inductance est obtenue par :

$$L = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{S_e}{l_e} \cdot N^2$$

avec :  $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$  (SI)

130  $\mu_e$  : perméabilité effective ( y compris entre fer éventuel)

$S_e$  : section effective magnétique du noyau (section moyenne)

$l_e$  : longueur magnétique effective (longueur moyenne du circuit magnétique)

N : nombre de spires

#### 1.2.5 Energie emmagasinée dans une inductance

135 La puissance instantanée dans un dipôle ayant une tension  $u(t)$  à ses bornes et parcourue par un courant  $i(t)$  est

$$P(t) = u(t) \cdot i(t)$$

L'énergie emmagasinée est

$$W = \int P(t) dt = \int u(t) \cdot i(t) dt$$

Aux bornes d'une inductance,

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

140 Donc

$$W = \int L \frac{di(t)}{dt} \cdot i(t) dt = \int L \cdot i(t) di(t)$$

Soit

$$W = \frac{1}{2} L \cdot i^2$$

L'énergie emmagasinée dans une inductance ne peut pas subir de discontinuité

## 2 LES ALIMENTATIONS

### 2.1 Généralités

145 Une alimentation a pour rôle de délivrer des tensions continues (3V, 5V, 10V...) à partir d'un réseau alternatif ou continu. Celles-ci permettent d'alimenter des circuits électroniques logiques ou analogiques. On distingue deux types d'alimentations :

- les alimentations à régulation linéaire ( LM7805 par exemple)
- les alimentations à découpage

### 150 2.2 Principe général de l'alimentation à découpage

Le secteur alternatif est redressé puis filtré. La tension continue obtenue est "découpée" par un ou plusieurs interrupteurs (transistors bipolaires ou MOS). Ce découpage s'effectue en général à des fréquences supérieures à une vingtaine de KHz (au-delà des fréquences audibles) jusqu'à quelques MHz. Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par l'intermédiaire d'une inductance ou d'un transformateur qui stocke l'énergie sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage. **La régulation de tension se fait par action sur le temps de conduction de(s) l'interrupteur(s).**

160 Puisque l'interrupteur fonctionne en commutation, les pertes du montage sont faibles. Elles se décomposent en pertes de conduction et pertes de commutation. Elles seront beaucoup plus faibles que dans le cas d'une alimentation fonctionnant en linéaire.

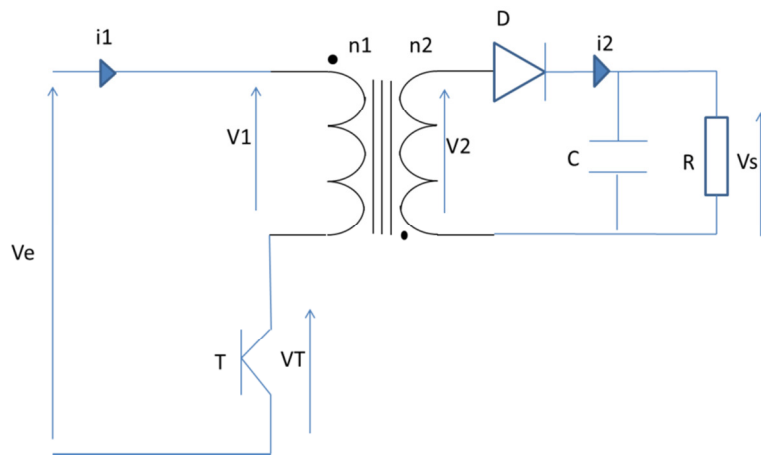
Par ailleurs, plus la fréquence de découpage sera élevée, plus les dimensions de l'inductance ou du transformateur pourront être réduites. On gagnera ainsi en encombrement.

### 2.3 Avantages et inconvénients

165 Le principal intérêt de l'alimentation à découpage est son bon rendement (65 à 90%). Par contre, les problèmes de régulation et de C.E.M (compatibilité électromagnétique) sont plus difficiles à maîtriser.

### 3 ALIMENTATION FLY BACK

#### 3.1 Principe



170

On peut distinguer deux phases :

Phase 1 : on accumule de l'énergie dans L1 (transistor passant et diode D bloquée)

Phase 2 : on bloque le transistor, D s'amorce et l'énergie est transférée à la sortie à travers D.

Le condensateur C lisse la tension de sortie.

175 **Nota** : (1) Le primaire L1 et le secondaire L2 ne conduisent jamais en même temps, ce qui justifie le pointage opposé (● sur le schéma) des enroulements.

(2) Il existe deux modes de fonctionnement avec chacun ses avantages et inconvénients :

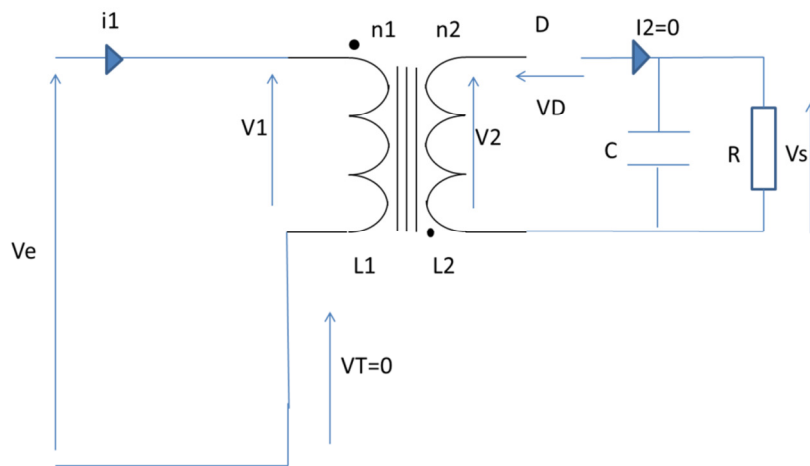
- démagnétisation complète ou régime discontinu
- démagnétisation incomplète ou régime continu

180 Dans la suite du texte, on pose  $k = n2/n1$  : rapport du nombre de spires secondaire/primaire et on assimile les composants commutant à des interrupteurs idéaux.

#### 3.2 Fonctionnement discontinu

Le mode de fonctionnement est appelé discontinu lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle



185 3.2.1 Phase 1 :  $0 \leq t \leq t_1 = \alpha T$  : Le transistor T conduit

$$V_e = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt}$$

$$i_1(t) = \frac{V_e}{L_1} \cdot t$$

En conduction discontinue,  $i_1$  part de zéro

Pendant le temps  $t_1 = \alpha T$ , le transistor est passant et  $I_1$  croît linéairement jusqu'à la valeur :

$$190 \quad I_{L1\max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T \quad (1)$$

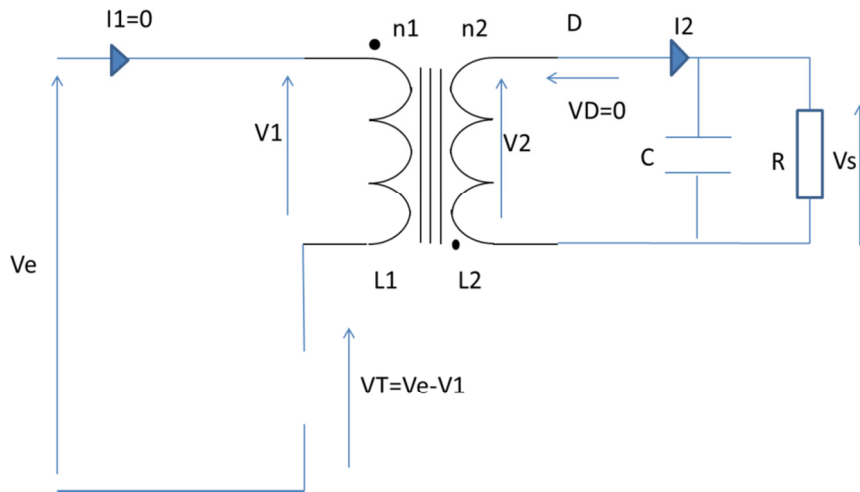
La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :  $V_s + k \cdot V_e$

L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{L1\max})^2 \quad (2)$$

il vient de (1) et (2) :

$$195 \quad W_e = \frac{1}{2} \cdot V_e^2 \cdot \frac{(\alpha T)^2}{L_1} \quad (3)$$

3.2.2 Phase 2 :  $\alpha T \leq t \leq T$ 

L'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, on a, au moment du blocage du transistor en  $t_1=\alpha T$ :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1\max}^2 = \frac{1}{2} L_2 I_{L2\max}^2$$

200

avec

$$n_2 \cdot I_{L2\max} = n_1 \cdot I_{L1\max} \quad (4)$$

Soit

$$I_{L2\max} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_{L1\max} = \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \alpha T$$

Et

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

D devient alors passante. La tension de sortie  $V_s$  (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire. Elle est ramenée au primaire dans le rapport  $1/k$  d'où :

205

$$V_T = V_e + V_s/k. \quad (5)$$

Le courant  $I_d = i_2$  décroît linéairement avec une pente  $-\frac{V_s}{L_1} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$

$$V_s = -L_2 \cdot \frac{di_2}{dt}$$

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L_2} \cdot (t - \alpha T) + I_{L2\max} = -\frac{V_s}{L_1} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (t - \alpha T) + \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \alpha T$$

210

Si le temps de blocage du transistor est assez long,  $i_2$  s'annule. Le courant  $i_2$  s'annulera à l'instant

$$t_2 = \alpha T \left( 1 + \frac{n_2 V_e}{n_1 V_s} \right) \quad (6)$$

Le temps pendant lequel la diode D est conductrice :

$$t_D = \alpha T \left( \frac{n_2 V_e}{n_1 V_s} \right)$$

Le respect de l'hypothèse de conduction discontinue impose  $t_2 < T$  c'est-à-dire

$$\alpha \left( 1 + \frac{n_2 V_e}{n_1 V_s} \right) < 1$$

### 215 3.2.3 Phase 3 : $t_2 \leq t \leq T$

Lorsque le courant secondaire s'annule, la diode D se bloque. Le transformateur se trouve alors complètement déconnecté de la source et de la charge. On a donc durant cette phase que nous appellerons *temps mort*  $t_m = T - t_2$  :

220 Toute l'énergie a été transférée. Il s'en suit un temps mort pendant lequel il n'y a plus aucune variation ( $d\Phi/dt=0$ ) donc  $V_T$  "retombe" à la valeur  $V_e$ .

$$V_1 = V_2 = 0 \text{ et } i_1 = i_2 = 0.$$

### 3.2.4 Calcul du rapport de transformation $V_s/V_e$

225 A partir de l'équation (3) on peut alors calculer la tension de sortie  $V_s$ . En effet, la puissance au primaire vaut  $P_e = W_e/T$ . En supposant le *montage sans pertes*, elle est intégralement transmise à la charge ; La puissance disponible en sortie  $P_s$  est donc égale à  $P_e$ . Comme on a aussi :  $P_s = V_s^2/R$ , il vient :

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = \alpha \cdot \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L_1}}} \quad (7)$$

- La fonction de transfert est indépendante du rapport de transformation du transformateur
  - La fonction de transfert dépend de la charge, on ne pourra donc pas se passer d'une boucle de régulation
  - La fonction de transfert dépend de la fréquence de découpage
  - La fonction de transfert est directement proportionnelle au rapport cyclique  $\alpha$ .
- 230

### 3.2.5 Dimensionnement des composants

#### 3.2.5.1 Transistor

##### 235 3.2.5.1.1 Courant efficace

$$(i_T)_{\text{eff}} = (i_1)_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_1)^2 dt} = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L_1} \sqrt{\frac{\alpha}{3}}$$

##### 3.2.5.1.2 Courant maximal

Le courant maximal est atteint pour  $t = \alpha \cdot T$

$$I_{1\max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T \quad (7.1)$$

## 240 3.2.5.1.3 Courant moyen

Le courant moyen traversant le transistor est égal au courant d'entrée  $I_e$  débité par la source

$$(i_T)_{\text{moy}} = (i_1)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_1 \cdot dt = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L_1} \cdot \frac{\alpha}{2}$$

## 3.2.5.1.4 Tension maximale supportée par le transistor :

La tension aux bornes du transistor (lorsqu'il est ouvert) s'écrit:

$$V_T = V_e - V_1 = V_e + k \cdot V_2 = V_e + k \cdot V_s$$

**3.2.5.2 Diode**

## 3.2.5.2.1 Courant maximal

Le courant maximal est atteint pour  $t = \alpha \cdot T$

$$I_{2\max} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T \quad (7.2)$$

## 250 3.2.5.2.2 Courant efficace

$$(i_D)_{\text{eff}} = (i_2)_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2)^2 dt} = I_{2\max} \sqrt{\frac{\alpha}{3} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{V_e}{V_s}}$$

## 3.2.5.2.3 Courant moyen

La valeur moyenne du courant dans le condensateur étant nulle, le courant moyen au secondaire est égal au courant de sortie

$$(i_D)_{\text{moy}} = (i_2)_{\text{moy}} = I_s = \frac{P_s}{V_s}$$

## 3.2.5.2.4 Tension maximale supportée par la diode:

La tension inverse aux bornes de la diode est maximale durant la phase 1.

$$V_D = V_2 - V_s = -k \cdot V_e - V_s$$

**3.2.5.3 Expression de l'inductance magnétisante  $L_1$** 

260 La relation de la fonction de transfert nous donne

$$L_1 = \frac{R \cdot T}{2} \cdot \left( \frac{\alpha \cdot V_e}{V_s} \right)^2 \quad (8)$$

**3.2.5.4 Expression de  $t_1$  et  $t_2$** 

Le courant moyen à travers  $L_1$  étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :

$$265 \quad (V1)_{\text{moy}} = \int_0^{t1} v1. dt + \int_{t1}^{t2} v1. dt = Ve. t1 - \frac{Vs}{k}. t2 = 0$$

Soit

$$t2.Vs/k = Ve.t1 \quad (9)$$

Pour faire un "design" en mode discontinu, on prend en plus :

$$t1+t2 \leq 0,8.T \quad (10)$$

270 On prendra souvent  $t1+t2=0,8T$

### 3.2.6 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants

Le cahier des charges donne  $Ve$ ,  $Vs$ ,  $Ps$ . La tension max aux bornes du transistor est aussi donnée. On prend souvent une marge de 20% pour s'assurer de la tension supportée par le transistor (prise en compte les pics de tension résiduels).

275 La relation (5) nous donne  $k$

Les relations (9) et (10) nous donnent  $t1$  et  $\alpha$

La relation (8) nous donne  $L1$

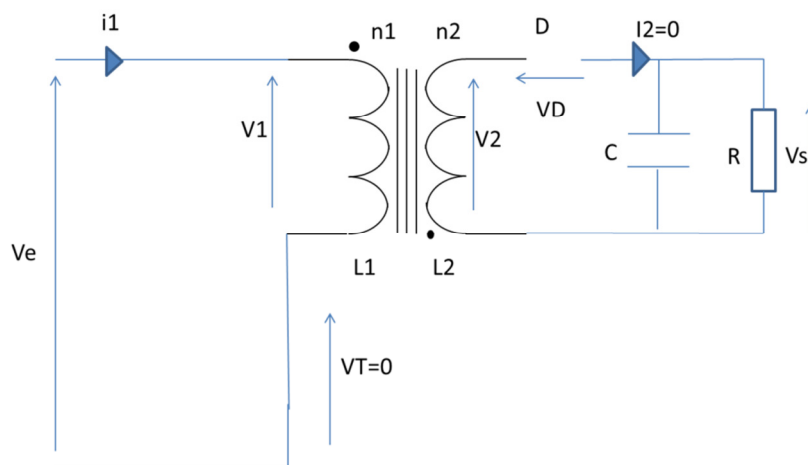
Les relations (7.1) et (7.2) nous donnent les courants max dans la diode et le transistor.

280 Déduire la section des conducteurs primaire et secondaire. (Un fil de cuivre supporte environ  $5A/mm^2$ ).

## 3.3 Fonctionnement continu

Dans ce mode de fonctionnement, le flux dans le circuit magnétique ne s'annule jamais.

### 3.3.1 Phase 1 : $0 \leq t \leq t1 = \alpha T$ : Le transistor T conduit



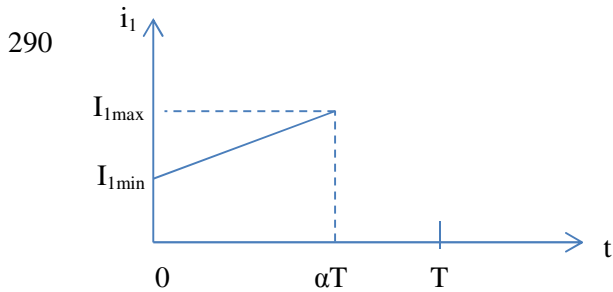
$$285 \quad Ve = L1. \frac{di1}{dt}$$

$$i1(t) = \frac{Ve}{L1}. t + I_{1\text{min}}$$

En conduction continue,  $i_1$  part de  $I_{1\min}$

Pendant le temps  $t_1 = \alpha T$ , le transistor est passant et  $I_1$  croît linéairement jusqu'à la valeur :

$$I_{1\max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T + I_{1\min} \quad (11)$$



295 La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :  $V_s + k \cdot V_e$

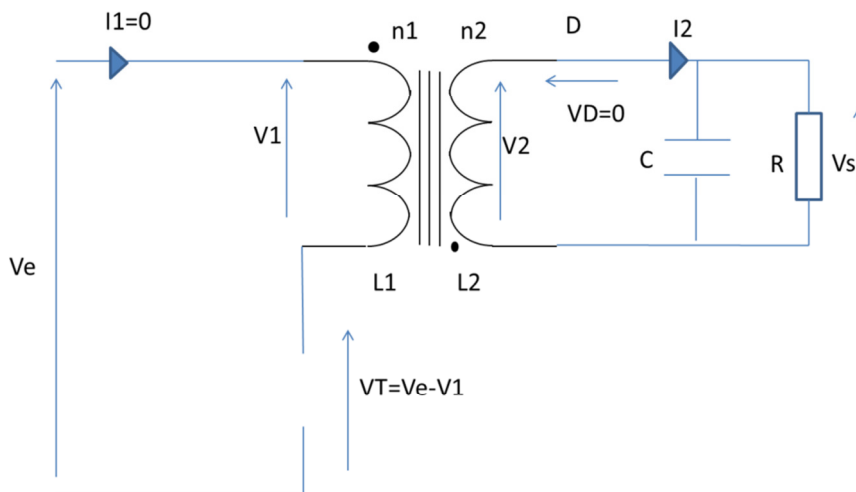
L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{1\max})^2 \quad (12)$$

il vient de (1) et (2) :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot V_e^2 \cdot \frac{(\alpha T)^2}{L_1} \quad (13)$$

### 300 3.3.2 Phase 2 : $\alpha T \leq t \leq T$



L'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, on a, au moment du blocage du transistor en  $t_1 = \alpha T$ :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{1\max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{2\max}^2$$

Le flux dans le circuit magnétique du transformateur ne subit pas de discontinuité non plus.

$$305 \quad n2. I_{2\max} = n1. I_{1\max} \quad (14)$$

Soit

$$I_{2\max} = \frac{n1}{n2} \cdot I_{1\max} = \frac{n1}{n2} \left( \frac{Ve}{L1} \cdot \alpha T + I_{1\min} \right)$$

Et

$$\frac{L1}{L2} = \left( \frac{n1}{n2} \right)^2$$

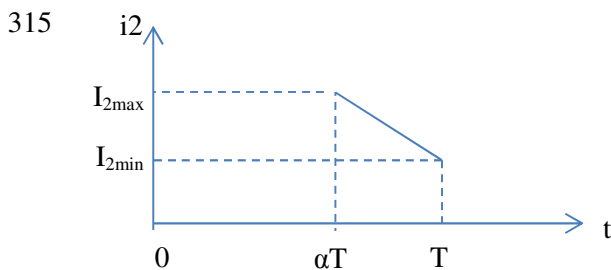
D devient alors passante. La tension de sortie  $V_s$  (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire. Elle est ramenée au primaire dans le rapport  $1/k$  d'où :

$$310 \quad V_T = Ve + V_s/k \quad (15)$$

Le courant  $I_d = i_2$  décroît linéairement avec une pente  $-\frac{V_s}{L1} \left( \frac{n1}{n2} \right)^2$ .

$$V_s = -L2 \cdot \frac{di_2}{dt}$$

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L2} \cdot (t - \alpha T) + I_{2\max} = -\frac{V_s}{L1} \left( \frac{n1}{n2} \right)^2 (t - \alpha T) + \frac{n1}{n2} \left( \frac{Ve}{L1} \cdot \alpha T + I_{1\min} \right)$$



En  $t=T$ , le transistor se remet à conduire et la diode se bloque.

$$320 \quad n2. I_{2\min} = n1. I_{1\min} \quad (16.1)$$

### 3.3.3 Calcul du rapport de transformation $V_s/V_e$

Il n'y a pas de phase 3, en  $t=T$ , le courant  $i_1$  reprend sa valeur  $I_{1\min}$  à  $t=0$

Or en  $t=T$ ,

$$i_2(T) = \frac{n1}{n2} \cdot i_1(0) = \frac{n1}{n2} \cdot I_{1\min}$$

$$-\frac{V_s}{L1} \left( \frac{n1}{n2} \right)^2 (1 - \alpha)T + \frac{n1}{n2} \frac{Ve}{L1} \cdot \alpha T + \frac{n1}{n2} I_{1\min} = \frac{n1}{n2} \cdot I_{1\min}$$

$$-\frac{V_s n_1}{L_1 n_2} (1 - \alpha)T + \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T = 0$$

325

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot \frac{n_2}{n_1}} \quad (16.2)$$

On aurait pu retrouver ce résultat de la manière suivante :

Le courant moyen dans L1 étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :

$$\alpha T \cdot V_e = \frac{V_s}{k} (1 - \alpha)T$$

330

$$(t_2 = T \text{ et } t_1 = \alpha T)$$

D'où

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot \frac{n_2}{n_1}$$

Remarque : limite fonctionnement continu/discontinu

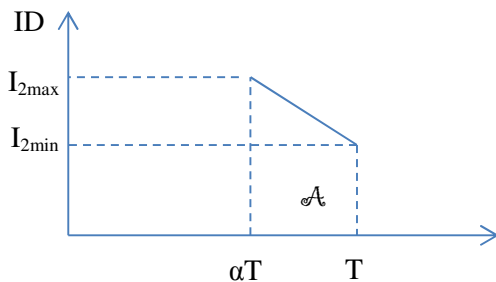
Dans ce cas, les 2 rapports de transformation (16.2) et (7) sont égaux

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_s}{V_e} = \alpha \cdot \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L_1}}$$

$$\alpha = 1 - \frac{n_2}{n_1} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_1}{R \cdot T}}$$

### 3.3.4 Dimensionnement des composants

#### 335 3.3.4.1 Courant maximal dans la diode D



340

La puissance disponible pour la charge s'écrit :



$$P_s = V_s \cdot I_s$$

$V_s$ , tension dans la charge et  $I_s$  courant dans la charge avec  $I_s = I_{d_{moyen}}$ . Soit :

$$I_{d_{moyen}} = \frac{P_s}{V_s}$$

345 Or

$$I_{d_{moyen}} = \frac{A}{T} = \frac{(I_{2max} + I_{2min})(1-\alpha)T}{2T} = \frac{(I_{2max} + I_{2min})(1-\alpha)}{2}$$

Donc

$$\frac{(I_{2max} + I_{2min})(1-\alpha)}{2} = \frac{P_s}{V_s}$$

$$(I_{2max} + I_{2min}) = \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)} \quad (17)$$

D'après la relation (11)

$$I_{1max} - I_{1min} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T$$

350 Or d'après les relations (14) et (16.1)

$$I_{1max} = \frac{n_2}{n_1} I_{2max} \quad \text{et} \quad I_{1min} = \frac{n_2}{n_1} I_{2min}$$

Soit

$$\frac{n_2}{n_1} (I_{2max} - I_{2min}) = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T$$

$$(I_{2max} - I_{2min}) = \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \alpha T \quad (18)$$

On obtient donc 2 équations à 2 inconnues

$$\begin{cases} (I_{2max} + I_{2min}) = \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)} \\ (I_{2max} - I_{2min}) = \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \alpha T \end{cases}$$

355 En additionnant ces 2 relations

$$2(I_{2max}) = \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \alpha T + \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)}$$

Soit

$$I_{Dmax} = I_{2max} = \frac{n_1 V_e}{n_2 L_1} \cdot \frac{\alpha T}{2} + \frac{P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)} \quad (19)$$

**3.3.4.2 Tension maximale dans la diode**

360 La tension inverse aux bornes de la diode est maximale durant la phase 1.

$$V_D = V_2 - V_s = -k \cdot V_e - V_s$$

**3.3.4.3 Courant maximal dans le transistor**

D'après la relation (14)

$$n_2 \cdot I_{2\max} = n_1 \cdot I_{1\max}$$

365 Soit

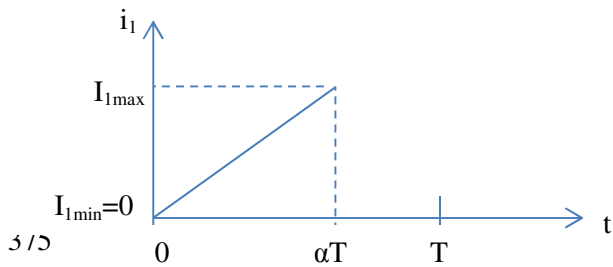
$$I_{T\max} = I_{1\max} = \frac{V_e \cdot \alpha T}{L_1 \cdot 2} + \frac{n_2}{n_1} \frac{P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)} \quad (20)$$

**3.3.4.4 Tension maximale dans le transistor**

$$V_{T\max} = V_e + V_s/k$$

**3.3.4.5 Valeur de l'inductance L1 (limite de conduction discontinue)**

370 Pour calculer L1, on se place à la limite de conduction continue. Soit  $I_{1\min} = I_{2\min} = 0$



D'après la relation (17)

$$(I_{2\max} + I_{2\min}) = \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)} \Rightarrow I_{2\max} = \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)}$$

$$I_{1\max} = \frac{n_2}{n_1} \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)}$$

380 D'après la relation (11)

$$I_{1\max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha T$$

Soit

$$\frac{V_e}{L1} \cdot \alpha \cdot T = \frac{n2}{n1} \frac{2 \cdot P_s}{V_s \cdot (1-\alpha)}$$

$$\frac{n1}{n2} \frac{V_e \cdot V_s (1-\alpha)}{2 \cdot P_s} \cdot \alpha \cdot T = L1$$

Or

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n2}{n1}$$

Donc

$$L1 = \frac{V_e^2}{2 \cdot P_s} \cdot \alpha^2 \cdot T \quad (21)$$

### 385 3.3.5 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants

Le cahier des charges donne  $V_e$ ,  $V_s$ ,  $P_s$ . La tension max aux bornes du transistor est aussi donnée. On prend souvent une marge de 20% pour s'assurer de la tension supportée par le transistor (prise en compte les pics de tension résiduels).

La relation (15) nous donne  $k$

390 La relations (16.2) donne  $\alpha$

Si on se situe à la limite de conduction discontinue, la relation (21) nous donne  $L1$

Les relations (19) et (20) nous donnent les courants max dans la diode et le transistor.

On peut déduire la section des conducteurs primaire et secondaire. (Un fil de cuivre supporte environ  $5A/mm^2$ ).

395

