

# **Chapitre 2**

## **Les systèmes photovoltaïques**

### **1. Introduction**

Le soleil, origine de la vie et presque toutes les sources d'énergies de la terre, est un champ d'investigation pour l'homme, qui cherche encore des sources d'énergies inépuisables et non polluantes pour progresser en harmonie avec l'environnement. La terre reçoit environ  $720 \cdot 10^{15}$  kWh par jour en moyenne à la surface due à l'énergie directe du soleil. On peut considérer  $26 \cdot 10^{15}$  kWh et ça signifie milliers de fois la consommation énergétique totale de l'humanité ( $12 \cdot 10^{12}$  kWh par an). Selon les chiffres en 1995, l'énergie par la terre dans un jour est équivalente à la consommation totale de l'énergie pendant 27 ans.

On peut convertir l'énergie lumineuse du soleil en électricité grâce à des cellules photovoltaïques ou des cellules solaires. Les cellules photovoltaïques sont des dispositifs à semi-conducteurs, généralement fait de silicium. Elles ne mettent en œuvre aucun fluide et ne contiennent pas de substances corrosives, ni aucune pièce mobile. Elles produisent de l'électricité du moment qu'elles sont exposées au rayonnement solaire.

### **2. Quelques données sur la conversion de l'énergie solaire en électricité**

Les cellules et les panneaux photovoltaïques sont de dimensions variées. La plupart des cellules mesurent  $10\text{cm}^2$  et produisent environ  $\frac{1}{2}$  volt d'électricité. Les cellules sont groupées en modules ou en panneau pour accroître la production d'électricité. Par exemple, un panneau produisant 12 volts peut regrouper entre 30 et 40 cellules selon la puissance électrique développée. Un panneau d'une puissance de 50 Watts mesure environ 40 cm par 100 cm. Les panneaux photovoltaïques ne sont pas très efficaces : ils ne convertissent en électricité qu'entre 12 et 20% du l'énergie lumineuse du soleil. Les générateurs photovoltaïques peuvent alimenter n'importe quel appareil électrique. Ils ne conviennent pas toutefois à l'alimentation des chauffe-eaux et des appareils dont la fonction est de produire de la chaleur de l'eau beaucoup plus rapidement et beaucoup plus efficacement qu'un chauffe-eau électrique alimenté par un générateur photovoltaïque. Les chauffe-eaux solaires transforment 60% de l'énergie solaire en chaleur. Les générateurs photovoltaïques sont beaucoup moins efficaces : ils peuvent convertir en électricité tout au plus 20% de l'énergie solaire.

Les consommateurs qui songent à acheter un générateur photovoltaïque doivent tenir compte des faits suivants. L'énergie photovoltaïque a fait ses preuves. Les générateurs sont fiables et ont une durée de vie utile de 30 ans. Ils sont évolutifs : on peut ajouter des panneaux pour accroître la puissance électrique et répondre à des besoins nouveaux. Leur attrait est indiscutable dans les localités isolées qui ne sont pas rattachées à des services publics, où le coût d'installation d'une ligne de transport d'électricité peut atteindre entre 20000 dt et 60000 dt le kilomètre, selon le terrain. Un générateur de base portable, doté d'un panneau de 50 watts, d'un onduleur de faible puissance et d'une batterie, coûte environ 1000 dt et peut alimenter trois lampes à haut rendement énergétique, un petit téléviseur et une pompe à eau. Les générateurs plus puissants, coûtant environ 10000 dt, peuvent alimenter plusieurs lampes, un téléviseur, une chaîne stéréo, un four à micro-ondes et une pompe à eau, mais pas tous en même temps. Grâce à de nouvelles techniques de production, les générateurs photovoltaïques coûtent de moins cher et se prêtent à un nombre accru d'applications deux facteurs qui devraient propager l'emploi de cette source d'énergie écologique.

Dans les pays en voie de développement, où le soleil brille en abondance et où l'on trouve une vaste population rurale sans l'infrastructure nécessaire pour se doter d'un réseau d'électricité, les générateurs photovoltaïques présentent un attrait certain. Ils sont évolutifs et donc adaptables aux nouveaux besoins ; ils peuvent produire de l'électricité à l'endroit même où on a besoin ; ils n'exigent qu'un entretien minimal ; ils ne polluent pas. Ils conviennent particulièrement bien aux cliniques de santé éloignées des centres urbains, qui les utilisent pour l'éclairage, la réfrigération des vaccins et le pompage et la purification de l'eau.

Les panneaux photovoltaïques produisent un courant continu, soit le même courant que produisent les piles et les batteries. Outre les lampes incandescentes, qui peuvent fonctionner par courant continu, la plupart des appareils électriques nécessitent un courant alternatif au moyen d'un dispositif appelé onduleur. Les onduleurs sont de dimensions et de qualités variées. Les moins coûteux conviennent aux applications assez simples, par exemple l'alimentation de lampes et de pompes à eau. Les appareils électroniques, tels que les téléviseurs, les chaines stéréo, les fours à micro-ondes et les ordinateurs, nécessitent un onduleur de qualité et donc plus coûteux. Les panneaux et la capacité de stockage des batteries doivent être assez élevées pour pouvoir alimenter les appareils qui lui sont rattachés pendant la nuit et lorsque le temps est nuageux.

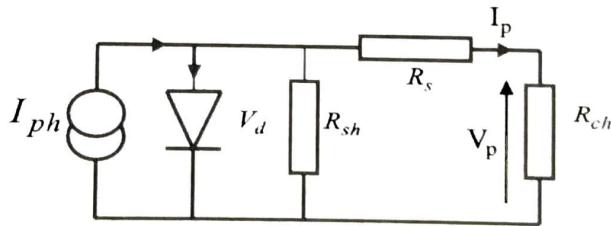
Pour déterminer l'énergie requise, on multiplie le nombre vde watts que consomment les appareils par le nombre d'heures par jour qu'ils seront utilisés. Par exemple : une lampe de 17 watts que l'on tient allumée 18 heures par jour consomme 306 wattheures (0,306 kilowatt-heure) d'électricité. Pour obtenir la consommation totale, il suffit de faire le même calcul pour chacun des appareils et d'additionner les résultats. Le générateur photovoltaïque doit pouvoir produire au moins autant de kilowatt-heures (selon différentes conditions d'illumination solaire) pour alimenter tous les appareils qui lui sont rattachés. Il faut aussi tenir compte des besoins futurs (achat d'un nouvel appareil ménager, d'un ordinateur, etc...).

### 3. Modélisation et analyse des générateurs photovoltaïques

#### 3.1. Modèle physique et électrique d'un générateur photovoltaïque :

Le générateur PV est constitué des cellules photovoltaïques connectées en série pour augmenter la tension et en parallèle pour augmenter le courant à débiter. Le modèle électrique d'une cellule photovoltaïque utilisée est un modèle mono-diode. Il correspond à un générateur de courant en parallèle avec une diode (fig1). On modélise également les chutes ohmiques et les courants des fuites par deux résistances :

- Une résistance « shunt » en parallèle ( $R_{sh}$ ) modélise les courants de fuite dus aux effets de bord de la jonction PN. Elle est de l'ordre de quelques ohms ( $4 \Omega - 30 \Omega$ ).
- Une résistance en série ( $R_s$ ) modélise les pertes aux contacts et connections. Elle est normalement très petite.



**Figure 1 :** Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle

La caractéristique courant-tension d'une cellule est donnée par la relation :

$$I_p = I_{ph} - I_s [\exp\left(\frac{V_p + R_s I_p}{V_T}\right) - 1] - \frac{V_p + R_s I_p}{R_{sh}} \quad (1)$$

Où  $V_T = \frac{nK_B T}{q}$  est le potentiel thermodynamique.

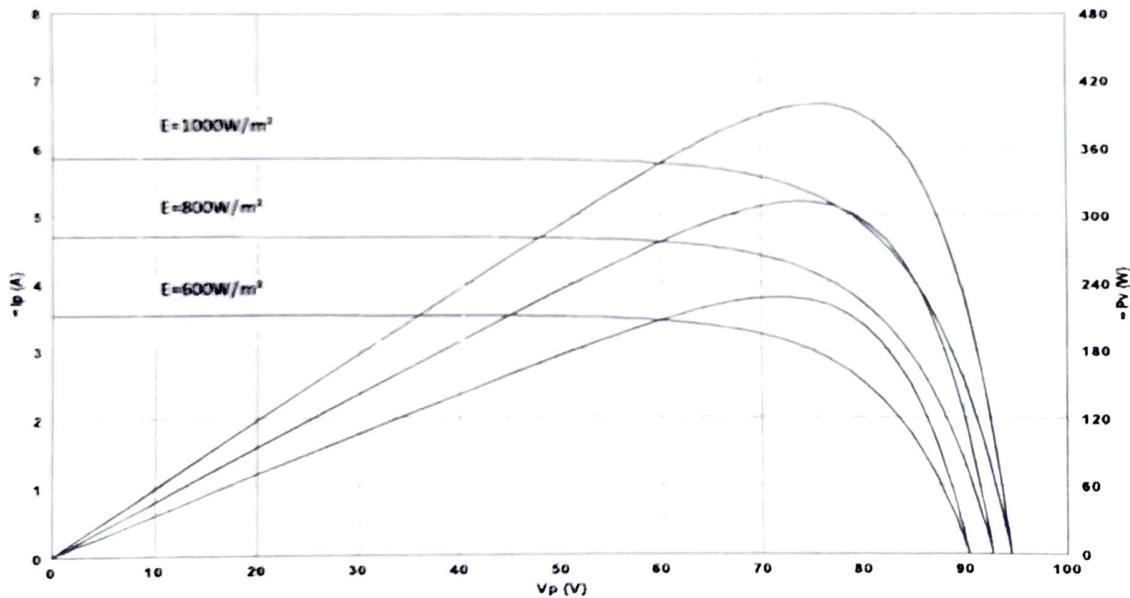
La caractéristique du générateur photovoltaïque est extrapolée à partir de celle d'une cellule, pour  $N_s$  cellules montées en série et  $N_p$  montées en parallèle, la relation du courant lié à la tension est la suivante

$$I_p = N_p \left[ I_{ph} - I_s \left( \exp \left( \frac{1}{V_T} \cdot \left( \frac{V_p}{N_s} + \frac{R_s I_p}{N_p} \right) \right) - 1 \right) \right] - \frac{N_p V_p}{N_s R_{sh}} - \frac{R_s I_p}{R_{sh}} \quad (2)$$

L'équation du courant montre que l'association mixte de  $N_p$  photopiles en parallèle et  $N_s$  en série est équivalente à une cellule caractérisée par :

- photo-courant  $I_{phg} = I_{ph} N_p$
- courant de saturation  $I_{sg} = I_s N_p$
- résistance série  $R_{sg} = R_s \frac{N_s}{N_p}$
- résistance shunt  $R_{shg} = R_{sh} \frac{N_s}{N_p}$
- facteur d'idéalité  $n_g = n N_p$

Nous pouvons voir sur la figure 2, les caractéristiques électriques du générateur photovoltaïque de 400W crête pour différents éclairages.



**Figure 2 : Caractéristiques courant-tension, puissance-tension pour différents ensoleillements**

Les caractéristiques électriques montrent la variation du courant du panneau ainsi que de la puissance en fonction de la tension pour différents niveaux d'éclairage. On peut voir

aussi, sur ce graphique, l'existence de maximums sur les courbes de puissance. Ces points correspondent au Point de Puissance Maximale ( $V_{opt}$ ,  $I_{opt}$ ). Pour les conditions climatiques standard ( $E=1000W/m^2$ ,  $T= 25^\circ C$ ),  $P_{max} = 400W$  ( $V_{opt} = 75.5V$ ,  $I_{opt} = 5.3A$ ). Lorsque l'irradiation varie pour une température donnée, on peut considérer en première approximation que le courant de court-circuit  $I_{cc}$  varie proportionnellement à l'irradiation. De même, dans un même temps, la tension de circuit ouvert  $V_{co}$ (à vide) varie très peu.

Le facteur de forme FF du générateur photovoltaïque, dit aussi « fill factor », est défini par le rapport entre la puissance maximale et le produit de la tension de circuit ouvert et le courant de court-circuit.

$$FF = \frac{V_{opt}I_{opt}}{V_{co}I_{cc}} \quad (3)$$

Ce facteur montre la déviation de la courbe  $I_p(V_p)$  par rapport à un rectangle (de longueur  $V_{co}$  et de largeur  $I_{cc}$ ) qui correspond à la photopile idéale.

Suivant les conditions de fonctionnement, la puissance maximum délivrée par les panneaux ne se situe pas au même point de fonctionnement. Pour optimiser la puissance fournie par le générateur, il faut rajouter un convertisseur statique qui adapte le point de fonctionnement du panneau pour garder toujours une puissance maximale.

Les résultats de la figure 2 confirment la non-linéarité des caractéristiques courant-tension du générateur PV ainsi que la dépendance de ces dernières des conditions climatiques. De même, nous pouvons montrer que le couplage direct d'une batterie avec une charge DC à ce générateur PV ne peut pas avoir lieu qu'à travers un hacheur survolté (respectivement dévolté) jouant le rôle d'adaptateur d'impédance.

### **3.2. Problématique de poursuite de la puissance maximale :**

Le hacheur d'adaptation doit être muni d'une partie commande lui permettant de fixer le point de fonctionnement voulu sur la caractéristique PV à travers l'asservissement de la tension du générateur PV. Cependant, un seul point de cette caractéristique permet un fonctionnement avec le maximum de puissance délivrée par le générateur PV. Ce point de fonctionnement à puissance maximale, qui correspond à la tension  $V_{opt}$  et au courant  $I_{opt}$  du générateur PV, varie en fonction de l'ensoleillement et la température. Pour assurer un fonctionnement optimal, même si les conditions climatiques varient, nous avons élaboré

une commande MPPT qui permet de générer la tension de référence Vp-ref. Nous citons par la suite quelques méthodes de recherche du point de puissance maximale

### **3.2.1. Méthode statique**

Cette méthode est basée sur la connaissance des caractéristiques de tous les éléments constituant la chaîne de puissance. Elle nécessite la pré-mémorisation des caractéristiques statiques qui à un Vopt, fait correspondre un vecteur de commande. Cette méthode présente des inconvénients tels que :

- Elle ne profite pas des enregistrements donnés par les capteurs.
- Elle ne tient pas compte des variations de nombreux paramètres constituant le modèle (vieillissement des cellules, variation des résistances avec la température ...) Le moindre écart du modèle de la réalité engendre une erreur sur la détermination du vecteur de commande optimal.

### **3.2.2. Méthode dynamique**

Cette méthode s'appuie sur l'asservissement de la tension, elle prend en compte l'évolution en temps réel des variables à optimiser. Dans notre application, elle permet d'asservir la tension du panneau Vp à une référence donnée Vopt. Pour pouvoir s'adapter aux variations de luminosité et afin de générer cette référence de tension panneau. Cette commande appelée MPPT (Maximum Power Point Tracking) peut être obtenue de manière analogique à l'aide d'un modèle photovoltaïque 'de référence', placé à côté du générateur, non charge, dont la tension fournie à vide varie en fonction de l'ensoleillement et de la température et donne une information sur la tension Vopt. Pour les cellules photovoltaïques, le point de fonctionnement à puissance maximale, correspond généralement à une tension égale à environ 76 % de la tension à vide Vco (à  $\pm 20\%$ ) donnée par la cellule de référence qui ne sert pas à la conversion d'énergie.

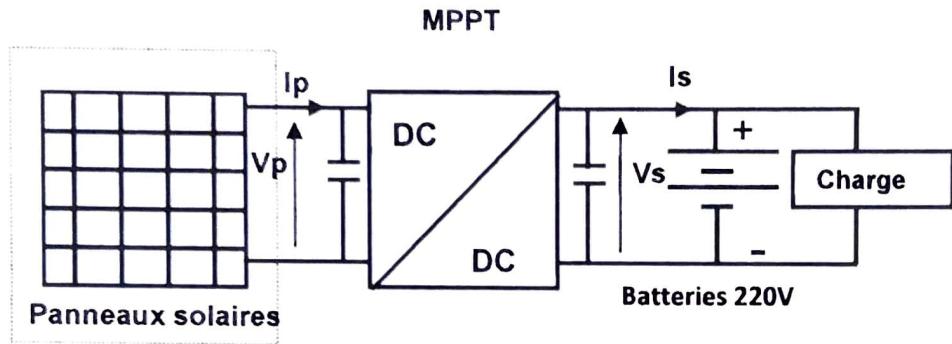
### **3.2.3. Méthode de calcul de la dérivé de la puissance**

Cette méthode asservit le système à partir d'un calcul de la dérivée de la puissance  $\frac{\partial P}{\partial V_p}$ . Le fonctionnement à puissance maximale correspond évidemment à une dérivée nulle. Ce calcul pose un gros problème de filtrage numérique et les variations autour de  $P_{opt}$  engendrées par l'incertitude sur  $\frac{\partial P}{\partial V_p}$ , peuvent entraîner

une erreur sur la puissance optimale qui peut dépasser les erreurs rencontrées dans les méthodes précédentes.

#### 4. Commande d'un système photovoltaïque avec MPPT à bus continu Basse Tension (BT)

Dans cette partie, nous nous intéressons à une chaîne de conversion photovoltaïque, en vue de l'analyse et l'optimisation de sa production d'énergie dans le réseau îloté de bus continu Basse Tension (BT de 220 VDC). La chaîne de conversion photovoltaïque est constituée comme indiqué à la figure (3). Le système est composé d'un générateur photovoltaïque qui débite dans le bus continu (déterminé précédemment) par l'intermédiaire d'un hacheur survolté avec une commande à puissance maximale M.P.P.T.

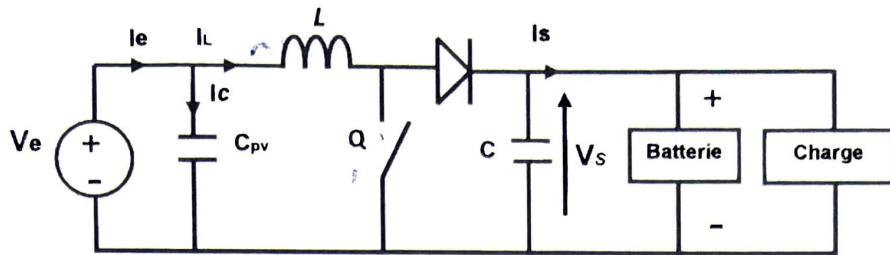


**Figure 3 : Structure de conversion du système photovoltaïque avec un bus BT**

L'objectif est de fournir la puissance maximale au bus continu, en fonction des conditions météorologiques et électriques, c'est-à-dire l'éclairement dans le plan des panneaux solaires E, leur température T, ainsi que le niveau de la tension du bus continu  $V_{bus}$ . Nous nous intéressons à l'étude et l'analyse du convertisseur DC-DC à pilotage M.P.P.T.

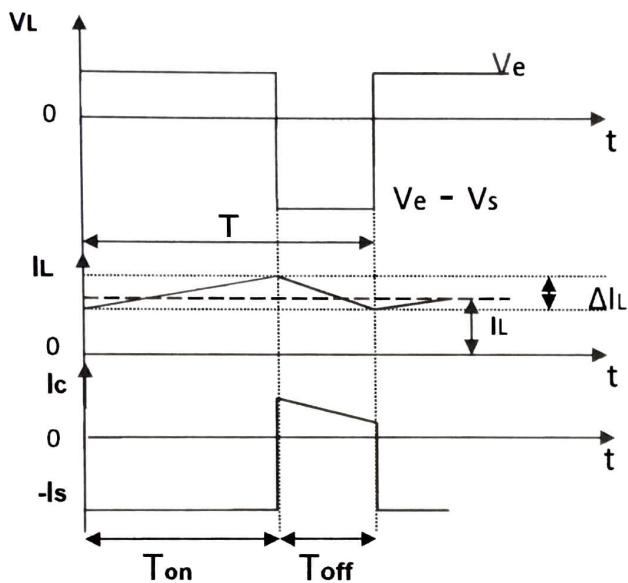
##### 4.1. Etude de l'hacheur boost

Le convertisseur utilisé est de type « Boost ». Ce choix se justifie par le fait que la tension d'entrée du convertisseur, qui correspond à la tension que peut fournir le générateur photovoltaïque, est inférieure à la tension du bus continu imposé par les batteries 220V. Sur la figure (4), on représente le schéma de principe d'un hacheur survolté.

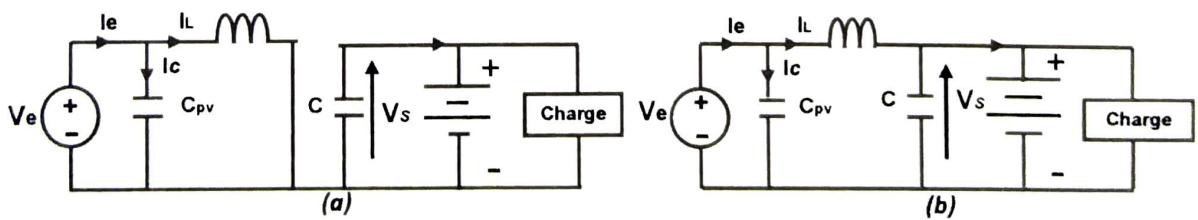


**Figure 4 : Convertisseur DC/DC survolteur**

Un condensateur d'entrée  $C_{PV}$  est nécessaire pour stabiliser la tension ( $V_e$ ) fournie par le panneau photovoltaïque. Une inductance  $L$  est placée en série entre la tension d'entrée  $V_e$  (fournie par le générateur photovoltaïque) et un transistor  $Q$  fonctionnant en commutation.



**Figure 5: Chronogrammes des tensions et courants pour un hacheur survolteur**



**Figure 6 : Circuits équivalents du hacheur survolteur lorsque le transistor est à l'état on (a) ou off (b)**

Lorsque Q est passant (figure 6-a), le courant  $I_L$  augmente linéairement et une énergie est stockée dans L. La diode D est bloquée. Puis, au blocage du transistor (figure 6-b), l'inductance se décharge linéairement dans le condensateur de sortie C, qui charge la batterie accouplée à la charge (supposée résistive). Le cycle de charge/décharge n'est possible que si  $V_s > V_e$ . La tension de sortie  $V_s$  est quasiment continue. Sa valeur dépend de  $V_e$  et du rapport cyclique  $\alpha$ .

En mode de conduction continu, l'intégrale de la tension aux bornes de l'inductance L pendant une période de commutation doit être égale à zéro. Par conséquent, en valeur moyenne sur une période (T), on peut écrire :

$$V_e T_{on} + (V_e - V_s)(T - T_{on}) = 0 \quad (4)$$

D'où,

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{T}{T - T_{on}} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (5)$$

*égal*

En négligeant les pertes causées par les éléments du circuit, la puissance d'entrée  $P_e$  est égale à la puissance de sortie  $P_s$ .

D'où,

$$V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s \quad (6)$$

Donc,

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{V_e}{V_s} = 1 - \alpha \quad (7)$$

Par conséquent, le convertisseur survoltageur est équivalent à un transformateur continu où le rapport de transformation équivalent peut être contrôlé sans interruption. Pour un modèle du convertisseur boost au sens des valeurs moyennes, ce rapport de transformation varie de 0 à 1 correspondant à  $(1-\alpha)$ .

#### 4.2. Dimensionnement des éléments (L, C)

Dans cette partie, on s'intéresse à l'étude du dimensionnement des éléments passifs (L,C) utilisés dans notre système. On commence tout d'abord à déterminer les ondulations résiduelles dans chaque composant.

Pendant l'intervalle  $[0, \alpha T]$ , on a :

$$V_e = V_L \quad (8)$$

Avec

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (9)$$

On suppose que le système travaille en mode de conduction continu, et en négligeant  $\Delta V_s$  devant  $V_s$ , on obtient l'ondulation de courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{F L} \quad (10)$$

Avec F : la fréquence de commutation du hacheur

De la même façon, on obtient l'ondulation de tension de sortie en supposant le courant de sortie  $I_s$  continu. Le courant dans C est donc le courant dans D diminué de  $I_s$  et lorsque D est bloquée C se décharge à courant constant (figure 5). Sa valeur moyenne est nulle (car  $V_{smoyen} = \text{constante}$ ).

La valeur moyenne du courant dans la capacité C pour  $t = T_{on}$  est :

$$I_c = -I_s \quad " \quad (11)$$

La tension de sortie s'exprime comme :

$$V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + V_c(t=0) \quad (12)$$

D'où, on peut déduire l'ondulation de tension aux bornes de la capacité de sortie C :

$$\Delta V_c = V_c(\alpha T) - V_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{\alpha T} I_s dt \quad (13)$$

$$\Delta V_c = \frac{\alpha I_s}{F C} \quad (14)$$

Les valeurs des éléments réactifs L et C du convertisseur seront calculés en fonction des exigences imposées par le cahier des charges en terme d'ondulation de courant dans l'inductance de sortie et de l'ondulation de tension aux bornes du condensateur de sortie.

Un autre critère qu'il faut prendre en compte lors de la conception du système est le rapport cyclique. Les éléments du circuit doivent être conçus selon les variations du rapport cyclique afin d'avoir un dimensionnement plus raffiné. Par conséquent, les valeurs des composants correspondant au maximum et au minimum du rapport cyclique sont calculées. On devrait noter que le rapport cyclique peut être forcé au-delà de l'intervalle étudié. Les calculs des limites du rapport cyclique sont donnés par la suite. L'expression du rapport cyclique est présentée dans l'expression suivante :

$$\alpha = \frac{V_s - V_e}{V_s} \quad (15)$$

D'où, on peut déduire l'intervalle qui limite le rapport cyclique :  $\alpha \in [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$  tel que :

$$\alpha_{\max} = \frac{V_{s,\max} - V_{e,\min}}{V_{s,\max}} \quad (16)$$

Et,

$$\alpha_{\min} = \frac{V_{s,\min} - V_{e,\max}}{V_{s,\min}} \quad (17)$$

D'autre part, le courant maximum de l'inductance peut être exprimée comme :

$$I_{L,\max} = \frac{P_{e,\max}}{V_{c,\min}} \quad (18)$$

Si l'on se fixe une ondulation maximum de 10 %, du courant maximal dans l'inductance, on a :

$$\Delta I_L = 0,1 \cdot I_{L,\max} \quad (19)$$

Alors, l'inductance L peut être déterminée par l'équation suivante :

$$L = \frac{\alpha \cdot V_e}{F \cdot \Delta I_L} \quad (20)$$

D'où la valeur de la self :

$$L_{\max} = \frac{\alpha_{\max} \cdot V_{e,\max}}{F \cdot \Delta I_L} \quad (21)$$

L'ondulation maximum sur la tension de sortie, qui est égale à la tension de condensateur, est de 5% :

$$\Delta V_s = 0,05 \cdot V_{s,\max} \quad (22)$$

D'autre part, le courant maximum de sortie peut être exprimée comme :

$$I_{s,\max} = \frac{P_{s,\max}}{V_{s,\min}} \quad (23)$$

La capacité du condensateur de sortie est déterminée en utilisant l'équation :

$$C = \frac{\alpha \cdot I_s}{F \Delta V_s} \quad (24)$$

D'où, la valeur de la capacité :

$$C_{\max} = \frac{\alpha_{\max} \cdot I_{s,\max}}{F \Delta V_s} \quad (26)$$

### 4.3.Commande du convertisseur survoltateur

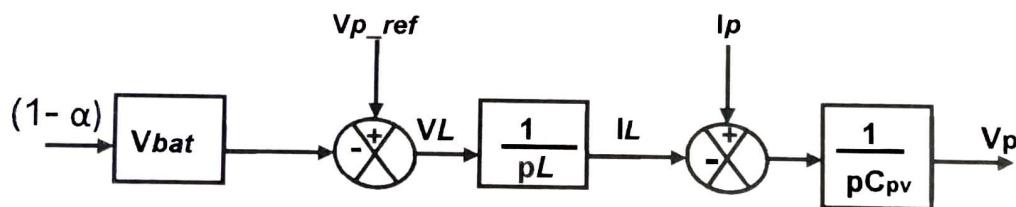
Nous avons opté pour une régulation cascade (courant / tension) au regard des performances offertes satisfaisantes et de la simplicité de mise en œuvre. L'élaboration des lois de commande exige une démarche adaptée face au caractère non linéaire du dispositif considéré. Le réglage de ces convertisseurs met en œuvre généralement une régulation de type cascade dont il faut maîtriser les différentes bandes passantes situées entre l'onde basse fréquence à contrôler et la fréquence de découpage.

La représentation analytique de ce convertisseur passe par l'analyse des différentes séquences de fonctionnement que l'on supposera de durées fixées par la commande.

Le modèle moyen de l'hacheur est le suivant :

$$\frac{dV_p}{dt} = \frac{1}{C_{pv}}(I_p - I_L) \quad (28)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_p - (1-\alpha)V_{bat}) \quad (29)$$



**Figure 7 : Schéma équivalent du hacheur élévateur**

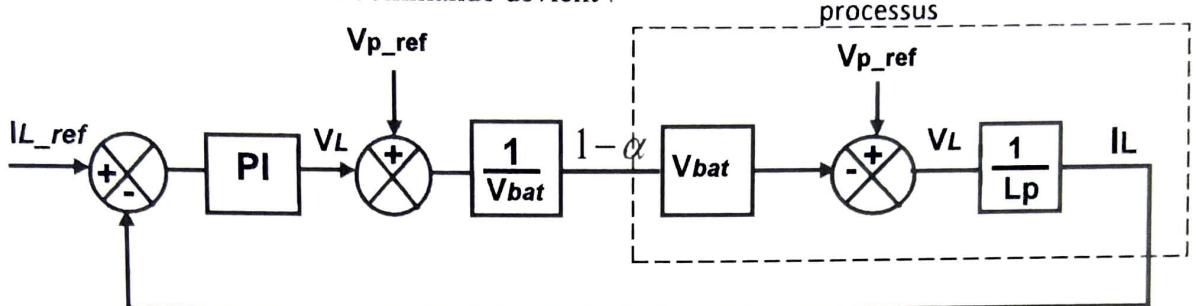
Sur le plan de commande, cette structure de conversion possède une double exigence qui consiste à contrôler le courant dans l'inductance (variable d'état intermédiaire ou secondaire) et à maîtriser la tension d'entrée ( $V_p$ ) afin qu'elle corresponde à une référence. Ayant opté pour une régulation cascade, nous définissons un mode rapide correspondant au courant dans l'inductance (boucle interne) et un mode lent correspondant à la tension aux bornes du condensateur (boucle externe).

#### 4.3 .1. Mise en place de la boucle de courant

Nous trouvons comme fonction de transfert en boucle ouverte :

$$T_1(p) = \frac{I_L(p)}{V_L(p)} = \frac{1}{Lp} \quad (30)$$

La structure de la chaîne de commande devient :



**Figure 8 : Boucle de courant**

Si nous supposons que la compensation  $V_{p\_ref}$  et la linéarisation  $\frac{1}{V_{bat}}$  sont correctes. Nous pouvons utiliser la transmittance  $T_1(p)$  pour le calcul du régulateur  $R_1(p)$ . Le système résultant étant simple, on choisira un régulateur de type PI de la forme :

$$R_1(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot p} \right) \quad (31)$$

La dynamique du système est déterminée par la pulsation propre  $\omega_{BP}$  et le coefficient d'amortissement  $\xi$ . Ce dernier a été fixé à 1 de manière à ne procurer aucun dépassement de la réponse en courant. Par contre, il faut s'assurer que la bande passante soit inférieure d'un rapport minimum de 4 par rapport à la pulsation de découpage. Nous prendrons un rapport 30 et par conséquent une bande passante de fréquence :  $f_{BP} = 1\text{KHz}$

La boucle ouverte corrigée a pour fonction de transfert :

$$\frac{I_L}{\epsilon_{IL}} = R_1(p) \cdot \frac{1}{L \cdot p} \quad (32)$$

Le système corrigé en boucle fermée est du second ordre, sa fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{I_L}{I_{L\_ref}} = \frac{1 + T_i \cdot p}{1 + T_i \cdot p + \frac{T_i \cdot L}{K_p} \cdot p^2} \quad (33)$$

Les expressions des paramètres du régulateur sont :

$$K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_{BP} \cdot L \quad (34)$$

$$T_i = 2 \cdot \xi / \omega_{BP} \quad (35)$$

#### 4.3.2. Mise en place de la boucle de tension

Pour la définition du régulateur de tension, nous supposons que la boucle de courant est parfaite, soit, au sens des valeurs moyennes, sur une période de découpage,

$$I_s = (1 - \alpha) \cdot I_{L\_ref} \quad (36)$$

Si on néglige la chute de tension aux bornes de l'inductance, la tension aux bornes de l'interrupteur Q à l'état bloqué vaut  $V_p$ . Par ailleurs, nous savons qu'en valeur moyenne :

$$V_p = (1 - \alpha) \cdot V_{bat} \quad (37)$$

Nous pouvons procéder encore à une linéarisation du système. Ce qui nous donne la structure de la chaîne de commande présentée sur la figure 9.

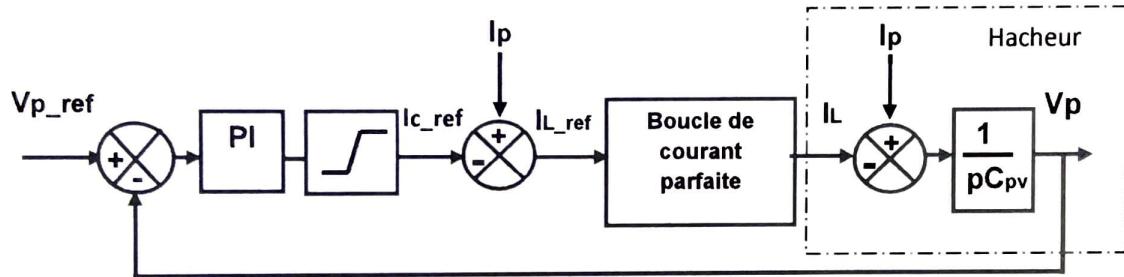


Figure 9 : Boucle de tension

Comme dans le cas précédent, le régulateur doit imposer un comportement de la boucle de tension avec une dynamique lente par rapport à la boucle de courant (hypothèse de séparation des modes). Nous prendrons une valeur inférieure d'une décade par rapport à la bande passante de la boucle de courant,  $f_{BP} = 100Hz$

Si on suppose que la compensation  $I_p$  est correcte, la transmittance  $T_2(p)$  du système non corrigé est alors :

$$T_2(p) = \frac{1}{pC_{pv}} \quad (38)$$

Le régulateur  $R_2(p)$  choisi sera un régulateur de type PI. La fonction de transfert de la boucle ouverte corrigée devient :

$$\frac{V_p}{\epsilon_{Vp}} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot p} \right) \cdot \frac{1}{C_{pv} \cdot p} \quad (39)$$

Le système corrigé en boucle fermé est du second ordre, sa fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{V_p}{V_{p\_ref}} = \frac{1 + T_i \cdot p}{1 + T_i \cdot p + \frac{T_i \cdot C_{pv}}{K_p} \cdot p^2} \quad (40)$$

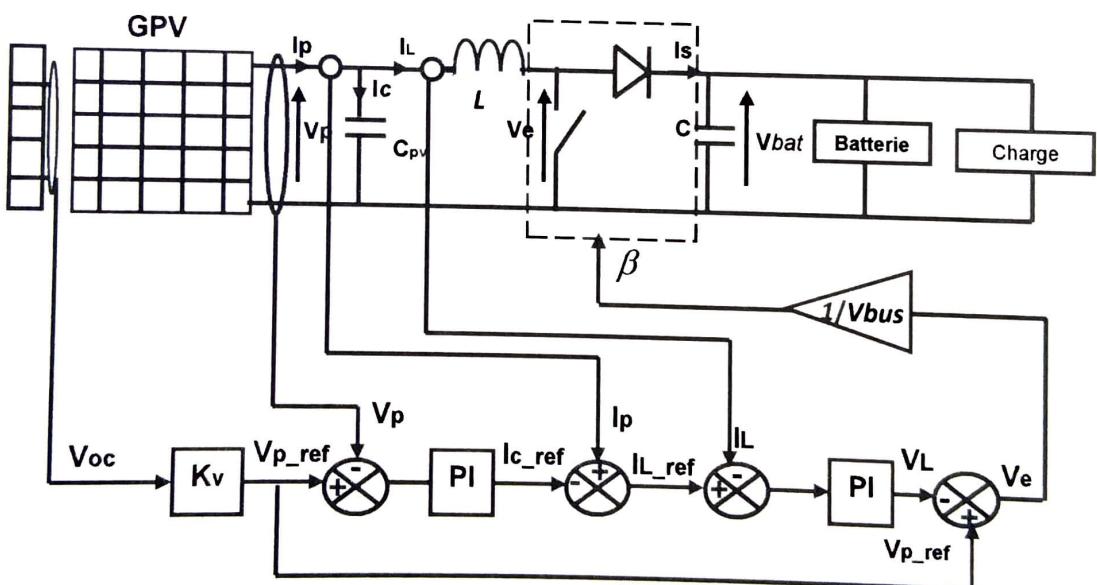
Une méthode de calcul des paramètres du régulateur analogue à celle utilisée pour la synthèse du régulateur de la boucle de courant nous conduit aux résultats suivants :

$$K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_{BP} \cdot C_{pv} \quad (41)$$

$$T_i = 2 \cdot \xi / \omega_{BP} \quad (42)$$

#### 4.4.Système photovoltaïque intégrant la commande

Dans les parties précédentes, nous avons fait une modélisation des panneaux puis des convertisseurs avec la commande M.P.P.T et des batteries. Nous allons maintenant réaliser une analyse énergétique du système complet. La figure (1.25) montre le système photovoltaïque avec la commande élaborée.

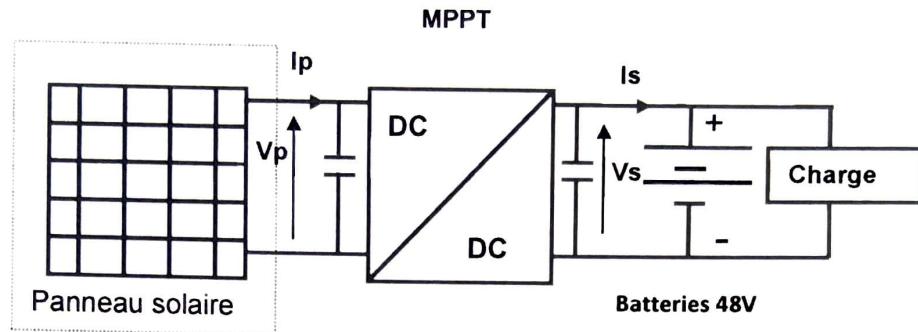


**Figure 10 : Système photovoltaïque avec la Boucle de régulation en cascade de la tension**

Nous allons maintenant réaliser une analyse énergétique du système complet. La régulation de la tension du générateur photovoltaïque montre des bonnes performances. En effet, la commande MPPT est dynamique puisque la tension de référence est évolutive, elle varie en fonction des conditions climatiques. Donc, la commande revient à une poursuite du MPP qui correspond à la tension optimale.

## 5. Commande d'un système photovoltaïque avec MPPT à bus continu Très Basse Tension (TBT)

De la même manière que pour le système à basse tension, on peut concevoir et commander le système photovoltaïque pour un bus continu de type Très Basse Tension ( $TBT=48V$ ) par l'intermédiaire d'un convertisseur DC-DC. Ce hacheur est commandé de manière à extraire la puissance optimale du générateur photovoltaïque et il doit être abaisseur.

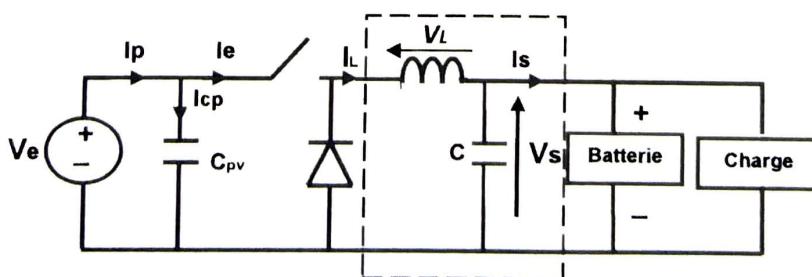


**Figure 11 : Structure de conversion du système photovoltaïque avec un bus TBT 48V**

L'objectif est d'avoir des performances identiques à celles obtenues dans le premier système, en fonction des conditions météorologiques. Pour cela, une étude détaillée de la nouvelle chaîne est réalisée.

### 5.1. Etude du hacheur dévolteur

Le hacheur utilisé est de type dévolteur. En plus, pour respecter les règles de l'électronique de puissance concernant les raccordements entre sources, nous avons placé un filtre (LC) à la sortie du convertisseur, entre les deux sources de tension. Le convertisseur dévolteur produit une tension moyenne de sortie inférieure à la tension d'entrée  $V_e$ . Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandé (transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode). Sur la figure (15), on représente le schéma de principe d'un convertisseur dévolteur.

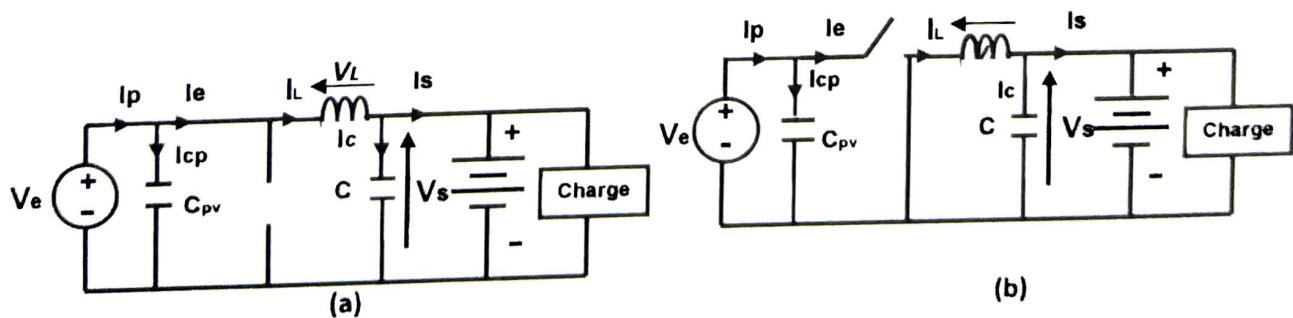
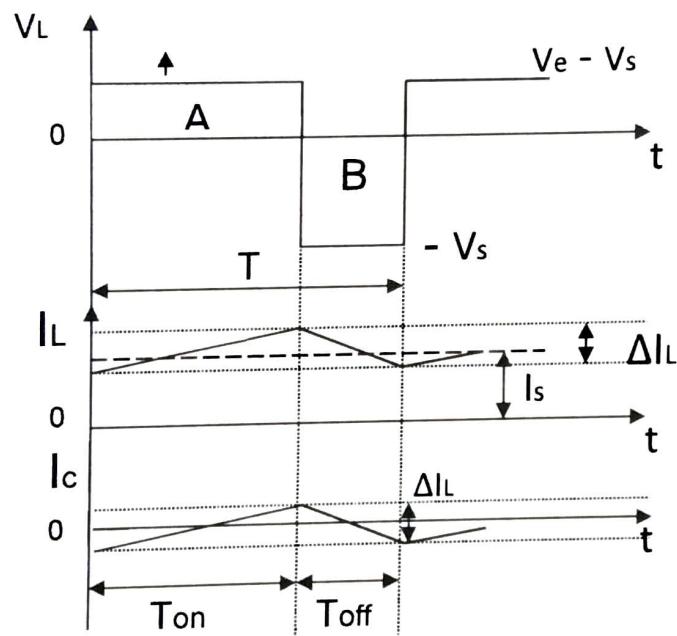


**Figure 12 : Modèle circuit du système associé au convertisseur DC/DC dévolteur**

En changeant le rapport cyclique  $\alpha$  du transistor, la tension de sortie  $V_s$  varie. Lors des commutations de l'interrupteur la tension de sortie, aux bornes de la diode, varie brutalement de 0 à  $V_e$  : l'inductance de sortie permet ainsi de lisser le courant afin d'obtenir des cycles adéquats de charges/décharges sur la batterie.

Pendant l'intervalle de conduction du transistor (figure 16a), la diode devient inversement polarisée. L'énergie d'entrée débite vers la charge et en même temps est stockée dans l'inductance  $L$ . Quand le transistor est bloqué (figure 16b), l'énergie stockée dans l'inductance se décharge dans la batterie à travers la diode.

Les formes d'ondes obtenues supposent que les composants sont tous parfaits et que la tension et le courant de sortie,  $V_s$  et  $I_s$ , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées).



**Figure 13:** Circuits équivalents du hacheur dévolteur lorsque le transistor est à l'état on (a) ou off (b)

La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance étant nulle sur une période de commutation T, les surfaces A et B de la figure (2.4) sont égales. Ceci se traduit par les équations suivantes :

$$(V_e - V_s) \cdot T_{on} = V_s \cdot (T - T_{on}) \quad (43)$$

D'où,

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{T_{on}}{T} = \alpha \quad (44)$$

Ceci signifie que la tension de sortie change linéairement avec le rapport cyclique du transistor. En négligeant les pertes causées par les éléments de circuit, la puissance d'entrée  $P_e$  est égale à la puissance de sortie  $P_s$ .

D'où,

$$V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s \quad (45)$$

Et

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{V_e}{V_s} = \frac{1}{\alpha} \quad (46)$$

Par conséquent, en mode de conduction continu, le convertisseur dévolteur est équivalent à un transformateur continu où le rapport de transformation équivalent peut être contrôlé sans interruption. Ce rapport de transformation varie de 0 à 1 correspondant au rapport cyclique du transistor ( $\alpha$ ).

On s'intéresse par la suite à l'étude du dimensionnement du filtre (LC) placé à la sortie du convertisseur et de la capacité  $C_{pv}$  placée à son entrée.

## **5.2. Dimensionnement des éléments passifs L, C et $C_{pv}$**

Il s'agit, dans ce mode de dimensionnement, de déterminer les valeurs de l'inductance et du condensateur qui permettent d'obtenir un taux d'ondulation de courant absorbé par la charge, ou bien un taux d'ondulation de la tension de sortie du convertisseur, ou bien les deux à la fois. Afin de simplifier l'analyse du problème, nous traiterons cet aspect du dimensionnement du filtre passe-bas, à travers le cas d'un filtre (LC) placé en sortie du convertisseur dévolteur.

Dans un premier temps, pour définir les ondulations du courant dans L, nous négligeons l'ondulation de la tension condensateur. Dans un second temps, l'ondulation de tension condensateur sera définie pour une ondulation du courant dans l'inductance.

Pendant l'intervalle  $[0, \alpha T]$ , on a :

$$V_e = V_L + V_s \quad (47)$$

Avec

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (48)$$

Compte tenu des calculs précédents, on obtient l'ondulation de courant dans l'inductance  $L$  :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{F \cdot L} \cdot V_e = \frac{(1 - \alpha)}{F \cdot L} \cdot V_s \quad (49)$$

De la même façon, on obtient l'ondulation de tension condensateur  $C$ :

$$I_L = I_s + I_c \quad (50)$$

En négligeant l'ondulation du courant de sortie,  $\Delta I_L = \Delta I_c$ . La valeur moyenne du courant dans le condensateur pour  $t = \frac{T}{2}$  est :

$$I_c = \frac{\Delta I_L}{4} \quad (51)$$

La tension de sortie s'exprime comme :

$$V_s = \frac{1}{C} \int i_c dt + V_s(t=0) \quad (52)$$

D'où, on peut déduire l'ondulation de tension aux bornes de la capacité de sortie  $C$  :

$$\Delta V_s = V_s - V_s(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_L}{4} dt = \frac{\Delta I_L}{8FC} \quad (53)$$

En remplaçant l'ondulation de courant dans l'inductance par son expression, on trouve :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) V_e}{8 F^2 C L} \quad (54)$$

Les valeurs des éléments réactifs  $L$  et  $C$  seront calculées en fonction des exigences imposées par le cahier des charges en terme d'ondulation de courant dans l'inductance de sortie et de l'ondulation de tension aux bornes du condensateur de sortie

Un autre paramètre dans la conception du convertisseur qu'on doit prendre en compte, est le rapport cyclique. Ainsi, les composants doivent être conçus selon ce rapport c'est à dire selon le maximum et le minimum du rapport cyclique. On devrait noter que le rapport cyclique peut être forcé au delà de l'intervalle étudié. Les calculs des limites du rapport cyclique sont donnés par la suite. L'intervalle qui limite le rapport cyclique :  $\alpha \in [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$  tel que :

$$\alpha_{max} = \frac{V_{s,max}}{V_{e,min}} \quad (55)$$

Et,

$$\alpha_{min} = \frac{V_{s,min}}{V_{e,max}} \quad (56)$$

D'autre part, le courant maximum de l'inductance peut être exprimée comme :

$$I_{L,max} = \frac{P_{s,max}}{V_{s,min}} \quad (57)$$

Puisque l'ondulation doit être au maximum de 10 % du courant max:

$$\Delta I_L = 0,1 \cdot I_{L,max} \quad (58)$$

Maintenant l'inductance L peut être déterminée par l'équation suivant :

$$L(\alpha) = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{\Delta I_L \cdot F} \cdot V_e \quad (59)$$

Théoriquement, la valeur maximale de l'inductance est obtenue pour  $\alpha = 0,5$ . Or, le rapport cyclique varie entre  $\alpha_{min}$  et  $\alpha_{max}$ , et vu que la fonction L ( $\alpha$ ) est décroissante dans cette intervalle, la valeur maximale de la self de la bobine est obtenue pour  $\alpha$  égale à  $\alpha_{min}$  :

$$L_{max} = \frac{\alpha_{min} \cdot (1 - \alpha_{min})}{\Delta I_L \cdot F} \cdot V_{e,max} \quad (60)$$

L'ondulation maximale sur la tension de sortie, qui est égale à la tension de condensateur, est de 5% :

$$\Delta V_s = 0,05 \cdot V_{s,max} \quad (61)$$

Maintenant la capacité du condensateur est déterminée en utilisant l'équation :

$$C = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) V_e}{8F^2 L \Delta V_s} \quad (62)$$

D'où, la valeur maximale du condensateur est :

$$C_{max} = \frac{\alpha_{min} (1 - \alpha_{min}) V_{e,max}}{8F^2 L \Delta V_s} \quad (63)$$

En tenant compte de l'ondulation de la tension de sortie du générateur PV qui doit être inférieure à 2% de sa valeur moyenne, la valeur du condensateur d'entrée  $C_{pv}$  peut être calculée :

$$C_{pv} = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot I_s}{0.02 \cdot V_{pv} \cdot F} \quad (64)$$

Ce qui se ramène à déduire la valeur maximale de la capacité d'entrée :

$$C_{pv} = \frac{\alpha_{min} \cdot (1 - \alpha_{min}) \cdot I_s}{0.02 \cdot V_{pv,min} \cdot F} \quad (65)$$

### 5.3. Commande du hacheur dévolteur

Nous avons opté pour une régulation cascade de la même manière que l'étude faite dans le cas du surveilteur au regard des performances offertes satisfaisantes.

#### 5.3.1. Modélisation du hacheur dévolteur

L'élaboration des lois de commande exige une démarche adaptée face au caractère non linéaire du dispositif considéré. Le réglage de ces convertisseurs met en œuvre généralement une régulation de type cascade dont il faut maîtriser les différentes bandes passantes situées entre l'onde basse fréquence à contrôler et la fréquence de découpage.

La représentation analytique de ce convertisseur passe par l'analyse des différentes séquences de fonctionnement que l'on supposera de durées fixées par la commande.

Le modèle moyen du hacheur est le suivant :

$$\frac{dV_p(t)}{dt} = \frac{1}{C_{pv}}(I_p(t) - \alpha I_L(t)) \quad (66)$$

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{1}{L}(\alpha V_p(t) - V_{bat}) \quad (67)$$

Si on raisonne en valeur moyenne, on peut remplacer dans le modèle d'état précédent le rapport cyclique par :

$$\alpha = \frac{\langle V_{bat} \rangle}{\langle V_{p\_ref} \rangle} \quad (68)$$

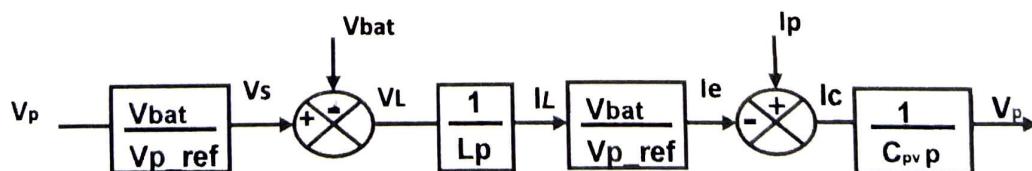


Figure 14 : Schéma structurel du processus

Cette structure de conversion présente une double exigence qui consiste à contrôler le courant dans l'inductance  $I_L$  à la sortie du convertisseur et à maîtriser la tension d'entrée afin qu'elle corresponde à une référence  $V_{p\_ref}$ .

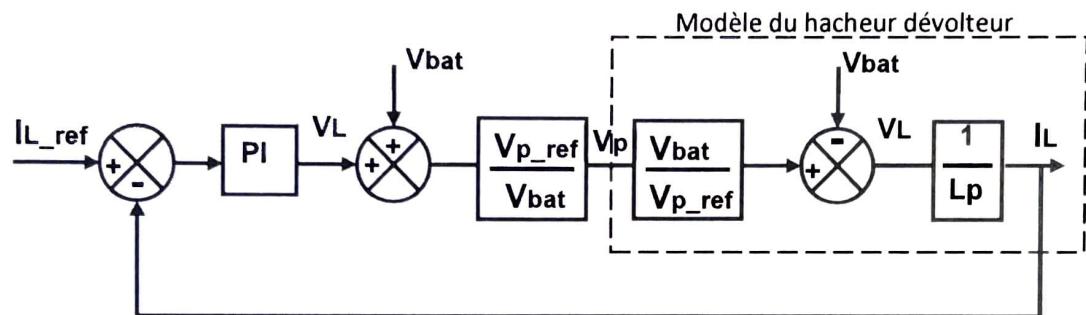
Nous définissons un mode rapide correspondant au courant dans l'inductance (boucle interne) et un mode lent correspondant à la tension aux bornes du condensateur (boucle externe).

### Mise en place de la boucle de courant

Nous réalisons les compensations pour linéariser le système (figure 18). Nous trouvons donc comme fonction de transfert en boucle ouverte :

$$T_1(p) = \frac{I_L(p)}{V_L(p)} = \frac{1}{Lp} \quad (69)$$

La structure de la chaîne de commande devient :



**Figure 15 : Schéma bloc de la boucle de régulation du courant**

En supposant que la compensation par  $V_{bat}$  et la linéarisation de  $(\frac{V_{p\_ref}}{V_{bat}})$  sont exactes. Nous

pouvons utiliser la transmittance  $T_1(p)$  pour le calcul du régulateur  $R_1(p)$ . Le système résultant étant du premier ordre, on choisira un régulateur de type PI de la forme :

$$R_1(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_1 \cdot p} \right) \quad (70)$$

La dynamique du système est déterminée par la pulsation propre  $\omega_{BP}$  et le coefficient d'amortissement  $\zeta$ . Ce dernier a été fixé à 1 de manière à ne procurer aucun dépassement de la réponse en courant. Par contre, il faut s'assurer que la bande passante soit inférieure d'un rapport minimum de 4 par rapport à la pulsation de découpage. Nous prendrons un rapport 30 et par conséquent une bande passante de fréquence :  $f_{BP} = 1KHz$

La boucle ouverte corrigée a pour fonction de transfert :

$$\frac{I_L}{\mathcal{E}_L} = R_i(p) \cdot \frac{1}{L \cdot p} \quad (71)$$

Les expressions des paramètres du régulateur sont :

$$K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_{BP} \cdot L \quad (72)$$

$$T_i = 2 \cdot \xi / \omega_{BP} \quad (73)$$

#### - Mise en place de la boucle de tension

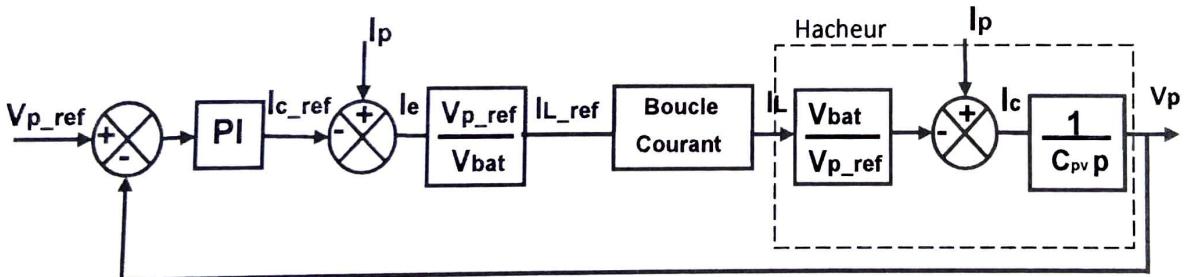
Pour la définition du régulateur de tension, nous supposons que la boucle de courant est parfaite, soit au sens des valeurs moyennes, sur une période de découpage :

$$I_L = I_{L\_ref} \quad (74)$$

Si on néglige la chute de tension aux bornes de l'inductance, la tension aux bornes de la diode vaut  $V_s$ . Par ailleurs, nous savons qu'en valeur moyenne :

$$V_s = \alpha \cdot V_p \quad (75)$$

Cette fois encore, nous pouvons procéder à une linéarisation du système. Ce qui nous donne la structure de la chaîne de commande présentée sur la figure (19).



**Figure 16 : Schéma synoptique de la régulation de la tension**

Comme dans le cas précédent, le régulateur doit imposer un comportement de la boucle de tension avec une dynamique lente par rapport à la boucle de courant (hypothèse de séparation des modes). Nous prendrons une valeur inférieure d'une décade par rapport à la bande passante de la boucle de courant,  $f_{BP} = 100Hz$

Si on suppose que la compensation par  $I_p$  et que la linéarisation  $\frac{V_{p\_ref}}{V_{bat}}$  sont correctes, la

transmittance  $T_2(p)$  du système non corrigé est alors :

$$T_2(p) = \frac{1}{pC_{pv}} \quad (76)$$

Le régulateur  $R_2(p)$  choisi sera un régulateur de type PI. La fonction de transfert de la boucle ouverte corrigée devient :

$$\frac{V_p}{\varepsilon_{Vp}} = R_2(p) \cdot \frac{1}{C_{pv} \cdot p} \quad (77)$$

Avec

$$R_2(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot p} \right) \quad (78)$$

Le système corrigé en boucle fermé est du second ordre, sa fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{V_p}{V_{p\_ref}} = \frac{1 + T_i \cdot p}{1 + T_i \cdot p + \frac{T_i \cdot C_{pv}}{K_p} \cdot p^2} \quad (79)$$

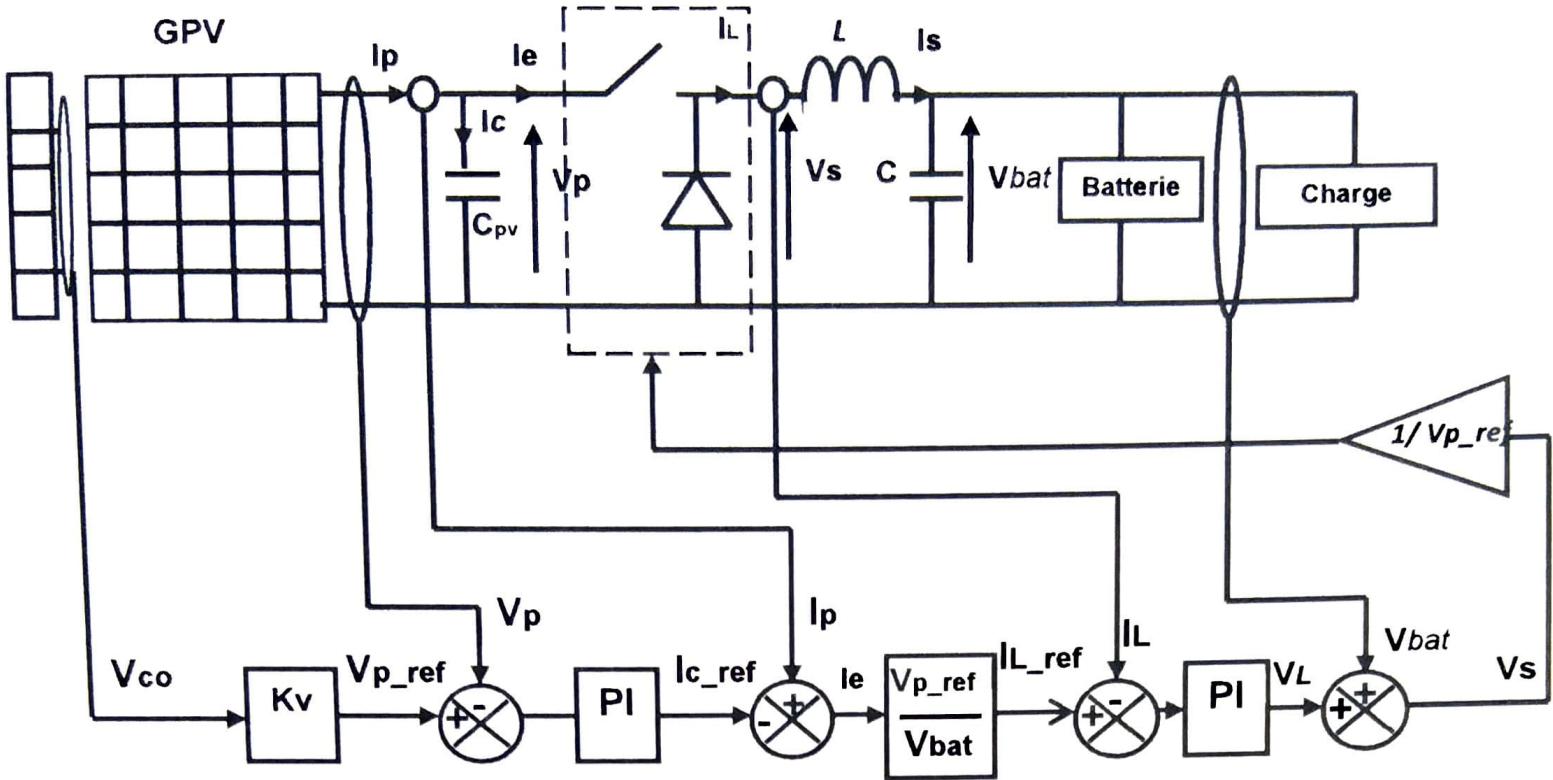
Une méthode de calcul des paramètres du régulateur analogue à celle utilisée pour la synthèse du régulateur de la boucle du courant nous conduit aux résultats suivants :

$$K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_{BP} \cdot C_{pv} \quad (80)$$

$$T_i = 2 \cdot \xi / \omega_{BP} \quad (81)$$

#### **5.4. Système photovoltaïque intégrant la commande**

Dans les parties précédentes, nous avons fait une modélisation du convertisseur dévolteur avec la commande M.P.P.T relative. Nous allons maintenant réaliser une analyse énergétique pour le système complet. La figure (20) montre le système photovoltaïque avec une régulation cascade courant – tension.



**Figure 17 : Chaîne de production de l'énergie photovoltaïque sur un bus très basse tension**

Pour la génération de la tension de référence du générateur PV, on adopte la même boucle extérieure utilisée dans le cas du hacheur survolté.