

Dans le cas des deux autres types de convertisseurs continu-continu, cette méthodologie ne peut plus s'appliquer directement. En effet, le circuit linéaire L-C-R se trouve dans ces deux cas séparé en deux

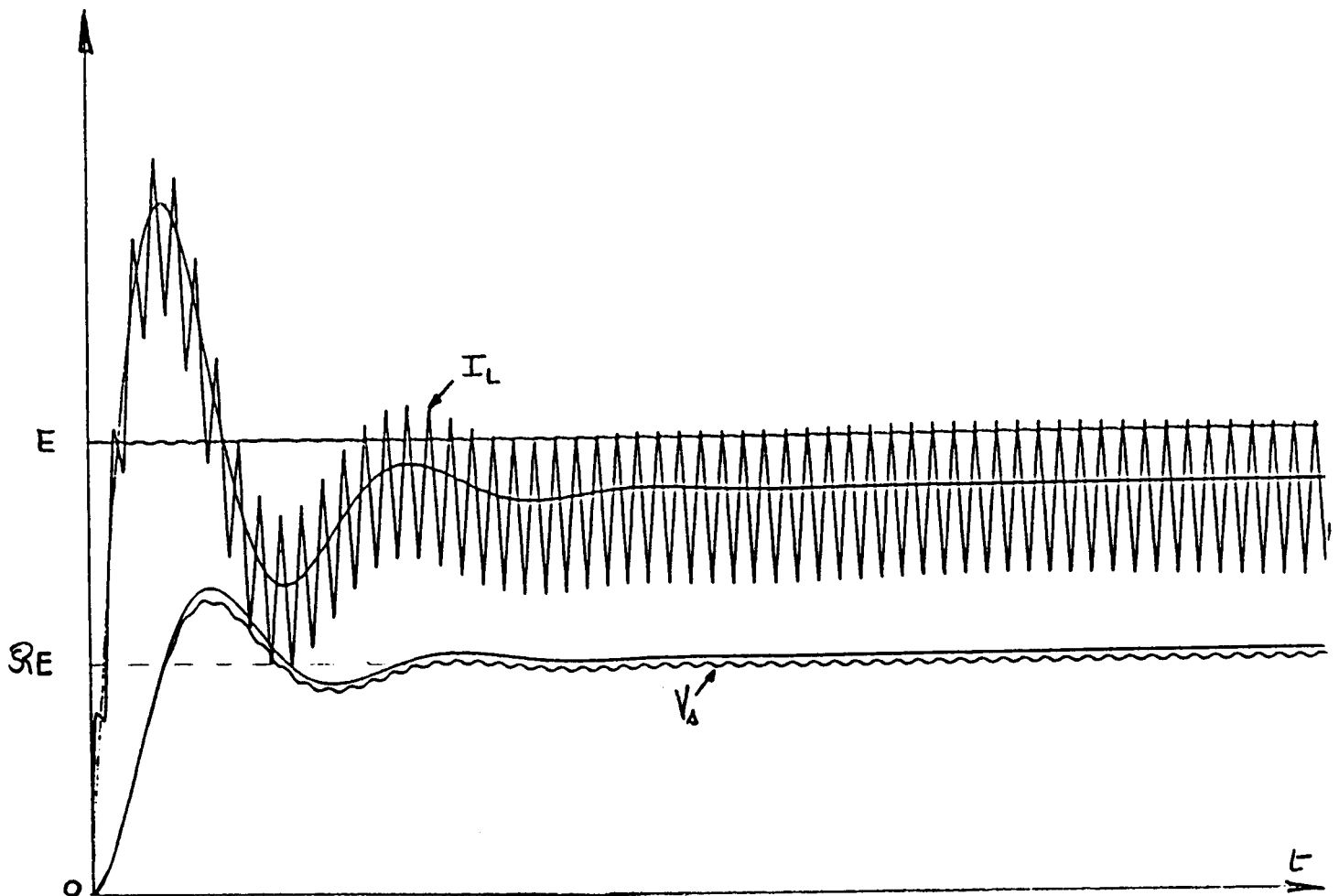


Figure 15 : Mise sous tension d'un dévolteur

parties par 1 ou 2 semiconducteurs. Il existe bien encore des formes d'ondes en créneau et des morceaux de circuits linéaires, mais il n'est plus possible de faire apparaître comme précédemment, le système linéaire d'une part et l'excitation d'autre part. Cependant, on peut intuitivement penser que les réponses ont toujours la même allure, à savoir un régime libre du 2ème ordre auquel se superpose une ondulation HF.

Si l'on se reporte à nouveau à la figure 15 on peut y remarquer la grande différence existant entre la fréquence propre du circuit du 2ème ordre et la fréquence de découpage. Ceci est en fait tout à fait normal dans la mesure où ce circuit, a pour fonction de filtrer les harmoniques de découpage et doit donc correspondre à des fréquences beaucoup plus basses.

Cette propriété devant être vraie pour les convertisseurs Survolteur et Survolteur-Dévolteur, on peut dire que le régime libre correspond à un phénomène lentement variable à l'échelle des fréquences correspondant au découpage.

Si l'on connaît ce régime libre, on peut considérer que le problème est à peu près résolu, puisqu'il suffira alors d'ajouter l'ondulation résiduelle.

Cela revient en fait, à rechercher un modèle simplifié pour ces convertisseurs, qui ne ferait intervenir que les variations lentes des grandeurs du système, c'est à dire correspondant uniquement au régime libre .

Or, dans le cadre de l'étude en régime permanent, nous avons établi une analogie entre la fonction remplie par les semiconducteurs et le rapport d'un transformateur, concernant les grandeurs continues et les valeurs moyennes.

Ainsi les schémas équivalents qui font apparaître ces rapports de transformation (figure 9), correspondent à une modélisation en continu de ces trois convertisseurs. De là à étendre cette modélisation aux grandeurs lentement variables correspondant aux régimes libres des filtres, il n'y a qu'un pas à franchir. La figure 15 justifie l'extension de cette modélisation. Elle représente la mise sous tension d'un Buck et fait apparaître les variables d'état  $V_S$  et  $I_L$  correspondant :

- au convertisseur réel (avec ses semiconducteurs)
- au même convertisseur dans lequel on a remplacé les semiconducteurs par un transformateur de rapport  $k$ .

La superposition de ces différentes courbes montre bien l'identité existant entre la réponse du modèle et les valeurs "moyennisées" de la réponse du convertisseur réel.

Se plaçant ainsi dans le cadre de validité de ces modèles on peut leur donner une autre forme (figure 9) en utilisant la propriété de conservation de la puissance d'un transformateur :

Si  $k$  est le rapport de transformation, on a :

$$V_2 = k.V_1$$

$$I_2 = I_1/k$$

$$Z_2 = k^2.Z_1, Z_2 \text{ étant une impédance } Z_1 \text{ située au primaire que l'on ramène au secondaire.}$$

On peut alors constater qu'à des coefficients près, qui dépendent de  $Q$  et dont on devra évidemment tenir compte, ils se ramènent tous à un schéma unique composé d'un circuit L-C-R et d'une source de tension. Ainsi l'étude des régimes transitoires qui va suivre, est valable pour les trois types de convertisseurs.

### 5-3/ Mise sous tension

On est amené à considérer un schéma du type de celui de la figure 16a.

Conditions initiales :

$$V_S = 0$$

$$I_L = 0$$

Régime forcé :

$$V_S = QE$$

$$I_L = \mathcal{R}E/R$$

Dans le plan  $I_L \sqrt{L/C}$ , ( $V_S$ ) et en tenant compte de l'amortissement, on obtient la spirale de la figure 16b.

Les grandeurs temporelles correspondantes sont représentées sur la figure 16c.

- la tension de sortie  $V_S$  oscille autour de sa valeur finale et peut atteindre jusqu'à deux fois cette

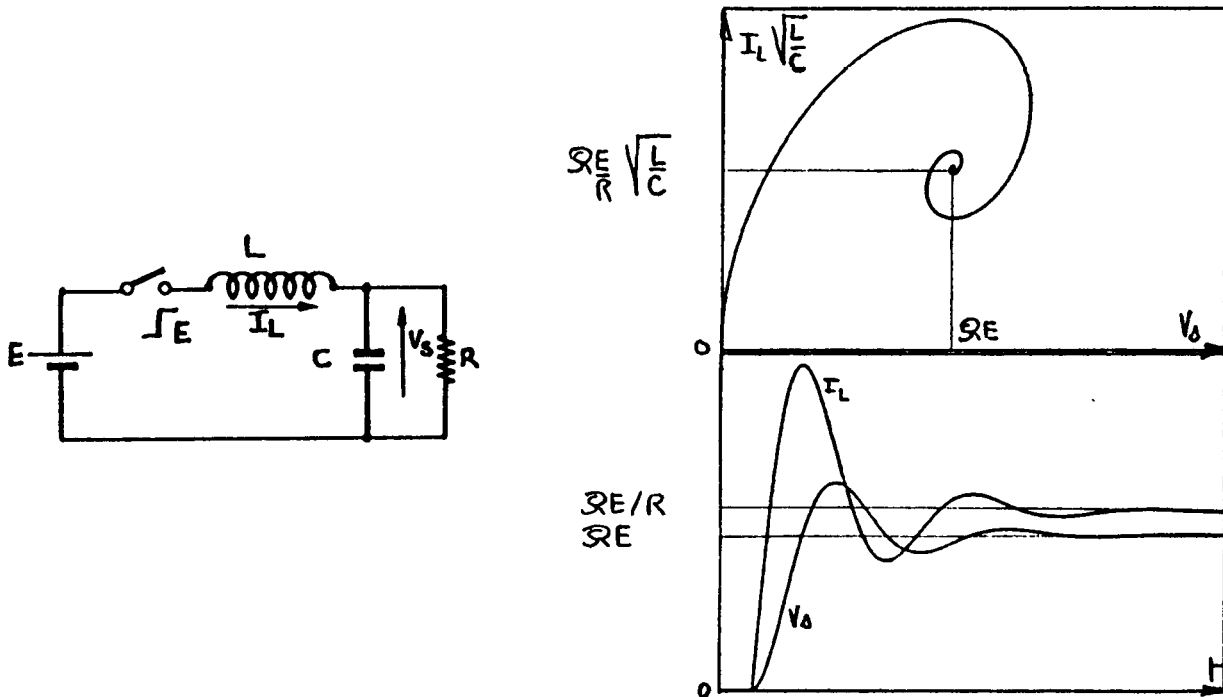


Figure 16 : Modélisation d'un dévolteur et réponse du modèle à la mise sous tension

valeur si l'amortissement est faible. Il en résulte une surtension pour les semiconducteurs et l'équipement que l'on alimente.

- Le courant maximal dans le filtre est de la forme  $E \sqrt{C/L}$ .

Comme il traverse les semiconducteurs, la surintensité occasionnée (à laquelle il faut ajouter l'ondulation résiduelle) peut imposer de très sévères contraintes surtout dans le cas où le rapport  $C/L$  est relativement grand.

En fait surtension et surintensité peuvent être facilement évitées par l'utilisation d'un démarrage progressif ("soft start") que l'on réalise en limitant la rapidité de croissance du rapport cyclique. Le système évolue alors comme une succession de régimes permanents, sans dépassements.

Ceci ne concerne que la réponse correspondant au modèle. Pour obtenir la réponse effective à un échelon de tension, il suffit de superposer à cette réponse, l'ondulation de régime permanent.

Remarque: concernant l'allure des courbes des figures 16b et 16c au voisinage du zéro.

On a en permanence:  $I_L = I_r + I_c = V_S / R + I_c$

A l'instant initial  $I_L = 0$ ,  $V_S = 0$ , donc  $I_c = 0$ , donc  $dV_S/dt = 0$

--> tangente horizontale pour  $V_s$

--> tangente verticale pour la spirale.

#### 5-4/ Variation de rapport cyclique

Le rapport cyclique varie de  $\mathcal{R}_1$  à  $\mathcal{R}_2$ . Conditions initiales:

$$V_s = \mathcal{R}_1 E$$

$$I_L = \mathcal{R}_1 E / R$$

Conditions finales:

$$V_s = \mathcal{R}_2 E$$

$$I_L = \mathcal{R}_2 E / R$$

Il s'agit donc d'un échelon d'amplitude  $E (\mathcal{R}_2 - \mathcal{R}_1)$

Le problème est tout à fait semblable à celui de la mise sous tension.

#### 5-5/ Variation de charge

On est amené à considérer un schéma du type de celui de la figure 17a. La charge  $R$  varie de  $R_1$  à  $R_2$ , puis de  $R_2$  à  $R_1$ , en supposant par exemple que  $R_2 < R_1$ .

Variation  $R_1 \rightarrow R_2$

conditions initiales :

$$V_s = \mathcal{R} E$$

$$I_L = \mathcal{R} E / R_1$$

conditions finales:

$$V_s = \mathcal{R} E$$

$$I_L = \mathcal{R} E / R_2$$

Variation  $R_2 \rightarrow R_1$

$$V_s = \mathcal{R} E$$

$$I_L = \mathcal{R} E / R_2$$

$$V_s = \mathcal{R} E$$

$$I_L = \mathcal{R} E / R_1$$

Cela revient donc à effectuer des échelons de courant, d'amplitude  $\Delta I_s = \mathcal{R} E / R_2 - \mathcal{R} E / R_1$

On notera que l'amortissement du système est lié à  $R_2$  pour la variation de  $R_1$  à  $R_2$  et à  $R_1$  pour la variation de  $R_2$  à  $R_1$ . Le système est donc plus amorti dans le premier cas que dans le deuxième.

On obtient alors les courbes des figures 17b et 17c.

- Le courant dans le filtre oscille autour de sa valeur finale et peut, dans les cas les plus contraignants aller jusqu'au double de cette valeur.

- La tension de sortie subit des variations  $\Delta V$  qui sont liées au terme  $\Delta I \sqrt{L/C}$

Ainsi, à une variation de charge correspond soit une chute de tension soit une surtension. On peut dire qu'une telle alimentation possède une "impédance dynamique" élevée.

Cela constitue en fait un réel inconvénient pour au moins deux raisons:

- le manque de stabilité de  $V_S$ , qui peut provoquer de graves désordres dans l'équipement alimenté.

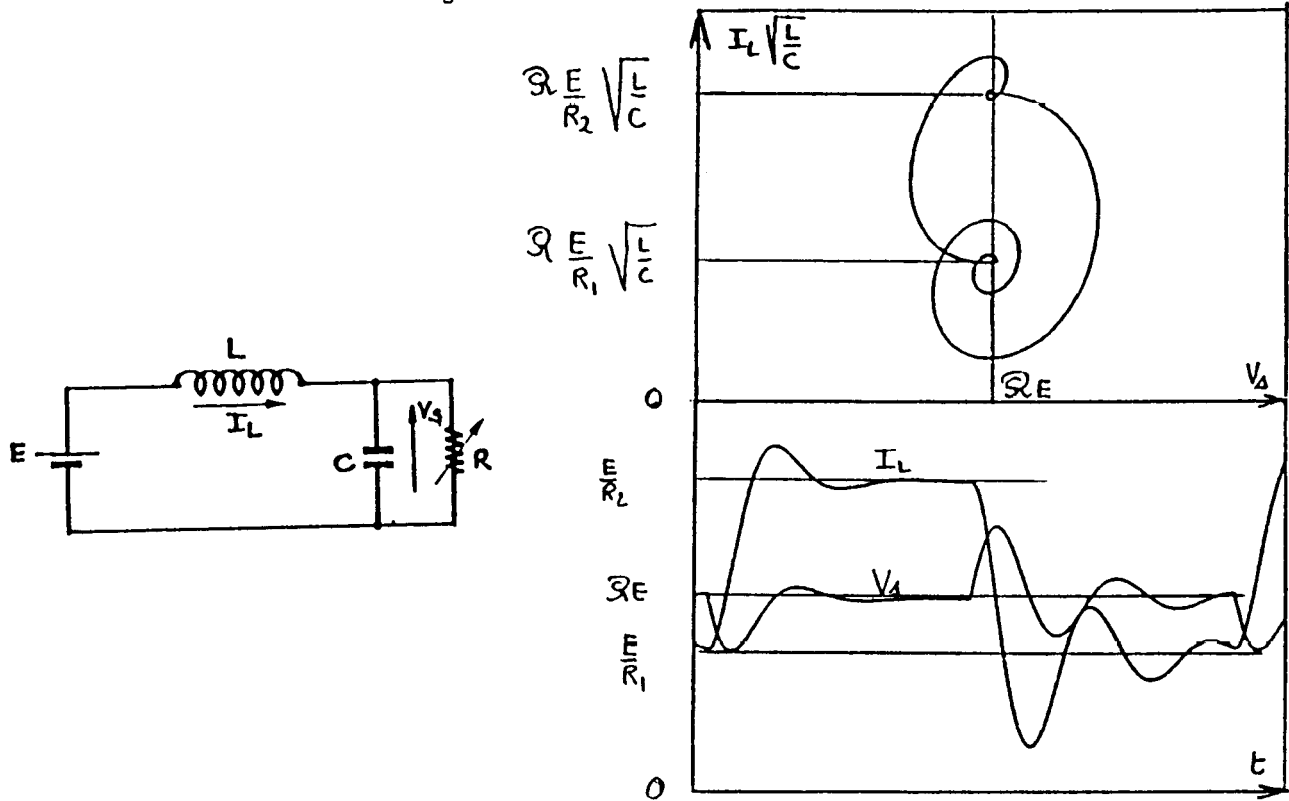


Figure 17 : Modélisation d'un dévolteur et réponse du modèle à une variation de charge

- la surtension (d'autant plus grande que le rapport  $L/C$  est grand), qui peut détériorer certains composants de cet équipement.

Pour limiter ces variations, on ne peut avoir recours, comme dans le cas de la mise sous tension, à un dispositif qui évite les variations brutales de charge au profit d'évolutions progressives, dans la mesure où c'est l'équipement lui-même qui détermine ces variations.

Il existe cependant plusieurs procédés pour limiter voire supprimer ces variations.

- choix d'un rapport  $L/C$  relativement faible, pour diminuer la sensibilité du filtre vis à vis des variations de charge. Il faut noter qu'il est préférable dans ces conditions d'utiliser un soft start pour éviter la surintensité due à la mise sous tension.

- adjonction d'une résistance fixe, en parallèle sur la charge qui, d'une part peut éviter les conductions discontinues et d'autre part, diminuer les variations de  $V_S$  en augmentant l'amortissement et en diminuant l'amplitude des échelons de courant.

L'avantage ainsi acquis se fait évidemment au détriment du rendement et conduit aussi à un

surdimensionnement en courant.

- adjonction d'un système actif (blider) équivalent à une résistance variable, qui s'ajuste de telle façon que la charge vue par le convertisseur soit toujours la même.

Le problème des variations de charge disparaît alors totalement.

Il y a malheureusement quelques inconvénients: le rendement est forcément mauvais en dehors de la charge nominale; le transistor qui fait office de résistance variable doit être capable de supporter la puissance nominale de l'alimentation.

Pour ces raisons ce dispositif est en général réservé aux petites puissances.

Remarque : il est important de noter que tous ces régimes dynamiques correspondent au comportement naturel des convertisseurs sans régulation. Il s'agit là de réponses en boucle ouverte, qui sont donc différentes des réponses en boucle fermée. On peut cependant faire quelques observations :

- la connaissance des réponses en boucle fermée s'appuie sur la connaissance des réponses en boucle ouverte

- les régulations sont d'autant plus facile à mettre en œuvre que les réponses en boucle ouverte s'écarteront peu des grandeurs de consigne.

Ainsi l'étude des régimes dynamiques qui vient d'être proposée constitue en fait une partie d'une étude plus globale incluant les régulations.

## 6/ ELEMENTS DE DIMENSIONNEMENT

Il s'agit principalement de déterminer pour un cahier des charges donné, les valeurs des éléments du filtre L et C.

Il est difficile de parler d'une procédure car les habitudes varient d'un fabricant à l'autre. Il existe cependant des tendances pour l'attribution des valeurs de ces éléments .

Les condensateurs de filtrage sont en général des condensateurs chimiques dont la résistance série peut être importante. Il peut arriver, en particulier, que la chute de tension résistive devienne plus importante que la chute de tension capacitive. Cela se manifeste alors par une ondulation de tension triangulaire, comme l'est le courant qui traverse le condensateur.

Il n'est alors plus possible de déterminer la valeur du condensateur à partir de l'ondulation  $\Delta V_S$ . On doit pour cela s'appuyer sur l'étude en régime dynamique.

Par contre, la valeur de l'inductance pourra être déterminée sans problème à partir des résultats obtenus en régime permanent.

### 6-1/ Dimensionnement en régime permanent

*Objectif: éviter les conceptions discontinues.*

Si le cahier des charges fixe une fourchette pour la variation du courant de sortie, on peut en déduire

l'ondulation maximale du courant dans l'inductance, donc la valeur de cette inductance.

## 6-2/ Dimensionnement en régime dynamique

*Objectifs: minimiser le rapport L/C sans recourir à de trop gros condensateurs.*

Les valeurs de la tension et du courant de sortie étant essentiellement variables, il est commode d'utiliser une grandeur réduite pour effectuer des comparaisons. Aussi est-il intéressant de relier L et C à la résistance de charge nominale R ( rapport de la tension nominale de sortie au courant nominal de sortie ), par l'intermédiaire du facteur d'amortissement, soit:

$$z = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

De plus, l'utilisation du facteur z apporte évidemment des informations sur le comportement dynamique du filtre. Ainsi, choisir un rapport L/C relativement faible, comme nous l'avons préconisé plus haut pour diminuer la sensibilité du filtre vis à vis des variations de charge, a également pour effet de désamortir le système.

Ceci peut être gênant, en particulier lorsque l'utilisateur impose des variations de charge à une fréquence voisine de la fréquence propre du filtre.

En fait le problème est plus complexe, car l'amortissement dépend aussi de l'ensemble des pertes dans le convertisseur. Ces pertes peuvent être assimilées à une résistance r en série avec l'inductance du filtre (cette résistance n'est en général pas linéaire). Le facteur d'amortissement prend alors la forme suivante:

$$z = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R+r}} \frac{\frac{L}{R} + rC}{\sqrt{LC}}$$

Suivant les valeurs relatives des termes L/R et rC, ou, ce qui revient au même, L/C et rR, on obtient deux expressions différentes:

$$z = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{R}{R+r}}$$

pour  $L/C > rR$

et

$$z = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \sqrt{\frac{R}{R+r}}$$

pour  $L/C < rR$

On retrouve à un coefficient près, les expressions de l'amortissement dans les cas de la résonance parallèle et de la résonance série.

Si l'on choisit alors un rapport L/C relativement faible et en outre, tel que  $L/C < rR$ , on se trouve en

fait dans le cas de la resonance serie et avec un amortissement d'autant plus grand que le rapport  $L/C$  est lui même plus petit.

Ainsi, un tel choix conduit non seulement à une diminution de la sensibilité du filtre vis à vis des variations de charge, mais aussi à une augmentation de l'amortissement.

Il s'agit donc là d'un choix particulièrement intéressant qu'il convient de préciser en déterminant la résistance  $r$ .

Or cette résistance série  $r$  s'exprime en fonction du rendement du convertisseur, puisque elle correspond à l'ensemble des pertes actives.

Dans le cas du dévolteur par exemple, elle est parcourue par le courant  $I_L$  dont la valeur efficace est voisine de celle de  $I_s$ ; les pertes actives sont donc voisines de  $rI_s^2$ . Sachant par ailleurs que la puissance de sortie est égale à  $RI_s^2$ , on peut écrire:

$$\eta = \frac{RI_s^2}{rI_s^2 + RI_s^2} = \frac{R}{r + R}$$

ou encore

$$r = R \frac{(1 - \eta)}{\eta}$$

en remplaçant  $r$  par cette expression, l'inégalité précédente  $L/C < rR$  devient:

$$\frac{L}{C} < R^2 \frac{1 - \eta}{\eta}$$

Il vient alors:

$$\frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - \eta}{\eta}}$$

Ainsi, pour un rendement de 80%, par exemple, l'inégalité s'écrit:

$$\frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} < 0,25$$

Ces résultats conduisent à choisir des valeurs variant entre 0.1 et 0.2, ce qui permet de déterminer la capacité  $C$  à partir de  $L$  et  $R$ . Ces valeurs correspondent par ailleurs, à celles couramment rencontrées dans les montages industriels.

Cette façon de procéder est commode car la valeur de  $R$  est connue par le cahier des charges. Il faut cependant rappeler que lorsque l'inégalité précédente est effectivement satisfaite, c'est la résistance série  $r$  ( c'est à dire les pertes ), qui détermine l'amortissement.