

Conception d'un convertisseur DC/DC fiable

M.Bekemans

UCL, Laboratoire LEI, Place du Levant, 3, B-1348, Louvain-la-Neuve, BELGIQUE

Résumé : cet article montre les contraintes liées à la fiabilisation en redondance chaude d'un convertisseur DC/DC de type FORWARD multi-sorties. Après un rappel du principe de fonctionnement d'un convertisseur FORWARD mono sortie, on montre comment, dans le cas multi-sorties, améliorer les caractéristiques de « cross régulation » par l'utilisation d'inductances de sorties couplées. On présente également les améliorations apportées par la démagnétisation résonante du transformateur. Enfin, après une rapide présentation des principes de fiabilité, on montre comment appliquer ces règles de conceptions fiables au convertisseur précédemment défini. La fiabilisation concernera évidemment la partie puissance mais, également, les fonctions de régulation .

I. INTRODUCTION

La fiabilité d'un équipement est la probabilité qu'il tombe en panne durant une période de fonctionnement définie. Un convertisseur est dit « fiable » si sa probabilité de panne est négligeable. L'étude dont cet article est inspiré concerne un convertisseur DC/DC auxiliaire destiné à l'alimentation des fonctions bas niveaux du convertisseur d'énergie principale d'un satellite d'observation. On comprend donc aisément les conséquences d'une panne de ce module : pertes du convertisseur d'énergie principale, décharge des batteries, perte du satellite. Ce convertisseur est donc identifié comme un SPF (Single Point Failure) satellite. Sa probabilité de panne devra, par conséquent, être négligeable. Nous montrerons qu'une manière d'augmenter considérablement la fiabilité d'un équipement, est de le rendre robuste à la simple panne (redondance chaude).

II. FORWARD MONO SORTIE

A. Démagnétisation classique

Le principe du convertisseur forward est très similaire au fonctionnement du convertisseur Buck. En effet, quand le transistor est ON on applique une tension $n.V_{in}$ ($n=N_s/N_p$ rapport de transformation) au secondaire du circuit qui contribuera à la croissance du courant dans l'inductance de sortie. A l'extinction du transistor, le courant accumulé dans cette inductance allumera la diode de roue libre de sortie. La relation entrée/sortie à l'équilibre s'obtient en annulant la tension moyenne sur cette inductance. Soit en appelant θ le rapport cyclique de conduction du transistor :

$$V_o = n.\theta.V_{in} \quad (1)$$

Ce principe impose un sens direct des enroulements primaire et secondaire qui ne permet pas au courant magnétisant accumulé pendant la conduction de transistor de trouver un chemin pendant la phase OFF. D'où la nécessité d'utiliser un enroulement supplémentaire dit de démagnétisation qui va proposer au courant magnétisant un chemin susceptible de démagnétiser rapidement le noyau. On comprend aisément que cette phase de démagnétisation va borner supérieurement le rapport cyclique.

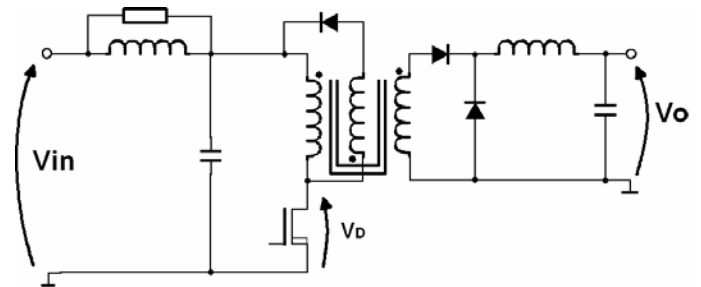


Fig. 1. Convertisseur DC/DC de type Forward

B. Démagnétisation résonante

La démagnétisation résonante consiste à supprimer l'enroulement de démagnétisation en contrôlant la surtension résultante sur le drain de transistor. Ce contrôle est réalisé par un choix judicieux de l'inductance magnétisante et de la capacité Cds afin de permettre un échange raisonnant de l'énergie magnétique du transformateur (Fig.2). Les avantages de ce type de démagnétisation sont :

- suppression de l'enroulement de démagnétisation ;
- limitation des variations de tension dV/dt (CEM) ;
- utilisation symétrique de la caractéristique magnétique du noyau.
- limitation du stress en tension des transistors en permettant aux surtensions d'ouverture de l'inductance de fuite primaire de se produire à plus basse tension.

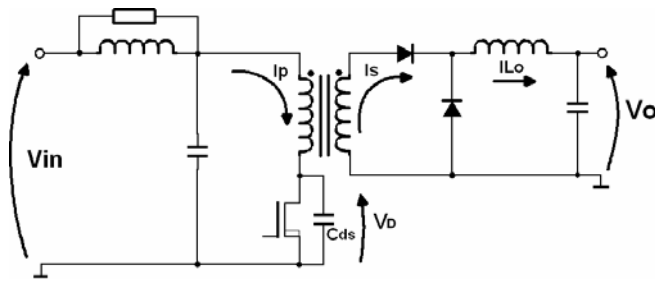


Fig. 2. Convertisseur Forward à démagnétisation résonante

A la mise OFF du transistor de commande, l'énergie accumulée dans le transformateur oscille avec la capacité drain source. On observe alors, une ogive de tension sur le drain (VD). A la fin de cette ogive, le courant magnétisant a changé de signe et la condition de tension sur le transformateur permet au courant magnétisant de se refermer au secondaire. Tant que le courant direct de la diode de roue libre de sortie (ILo) est supérieur au courant magnétisant, celui-ci est bouclé sur une tension nulle (Vd -Vd) et sa valeur reste constante jusqu'à la mise ON suivante (Fig.3). L'équilibre des volts.secondes (S1=S2) appliqués au transformateur définit l'amplitude de l'ogive et la tension maximale sur le drain (2). Quant à sa durée Tr elle est imposée par la période de résonance entre Lm (inductance magnétisante vue du primaire) et Cds (3).

$$VD_{max} = Vin \cdot \left(1 + \frac{T_{on}}{2 \cdot Lm} \sqrt{\frac{Lm}{Cds}} \right) \quad (2)$$

$$Tr = \pi \sqrt{Lm \cdot Cds} \quad (3)$$

Les relations (2) et (3) permettent de définir Lm et Cds en établissant des contraintes sur leur produit et leur rapport. On trouve ainsi une capacité Cds de l'ordre de quelques nF pour une inductance magnétisante Lm de plusieurs centaines de µH.

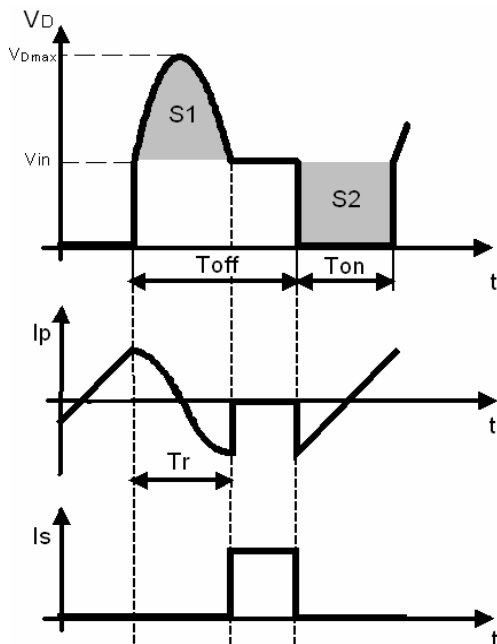


Fig 3 Evolution du courant magnétisant en regard de la tension VD

L'utilisation de matériaux magnétiques à entrefer réparti (du type MPP) permet d'atteindre ces valeurs relativement faibles d'inductance avec un nombre de spires suffisamment élevé pour satisfaire, avec précision, les différents rapports dans le cas de convertisseurs multi-sorties.

La figure 4 montre que la régulation de la tension de sortie, en adaptant le temps de conduction à la tension d'entrée, maintient la caractéristique de résonance constante. Le convertisseur travaille, en effet, à magnétisation constante.

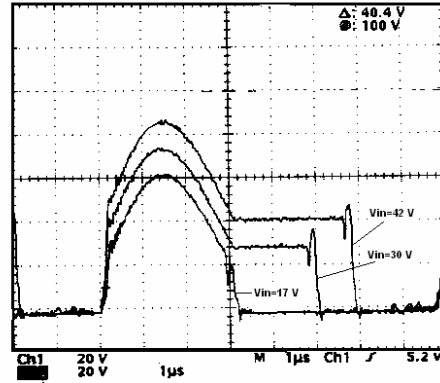


Fig. 4. Tension Vd pour différentes tension d'entrée

C. Forward multi-sortise

Le principe du forward, brièvement décrit ci-avant, peut facilement s'étendre aux convertisseurs multi-sorties Fig.11. Il faut cependant noter que les caractéristiques de cross régulation dynamique peuvent être considérablement améliorées par l'utilisation d'inductances de sorties couplées. En effet, dans ce cas, seul le courant de mode commun de sortie est inductif ce qui autorise des échanges différentiels. Ces échanges différentiels de courant entre les enroulements de l'inductance permettent ainsi à chaque sortie de profiter de l'ensemble des capacités distribuées sur les différentes sorties. Il faut cependant noter que ces échanges sont limités en fréquence par les inductances de fuite qui opposent une inertie à ces variations.

Le besoin étant défini en termes électriques, il s'agit maintenant de fiabiliser l'ensemble

III. PRINCIPES DE FIABILITÉ

A. Définition

Ce paragraphe introduit les notions indispensables à la compréhension des choix réalisés dans la fiabilisation d'équipement électronique.

La fiabilité est l'aptitude d'un équipement, d'une fonction, d'un composant,... à accomplir une fonction requise pendant une durée donnée. On considère la panne dès qu'un événement quelconque amène l'équipement à ne plus accomplir sa fonction. Quantitativement, la fiabilité se mesure par la probabilité R(t) que l'équipement E accomplisse sa fonction, dans les conditions données, pendant l'intervalle de temps [0,t]

$$R(t) = P[E \text{ non défailante sur } [0,t]] \quad (4)$$

On définit le taux de défaillance ou de panne comme la proportion, ramenée à l'unité de temps, des équipements qui,

ayant survécu à un instant t arbitraire, ne sont plus en vie à l'instant $t + \Delta t$. Par passage à la limite, on obtient un taux de défaillance ou de panne qui est fonction de t :

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \cdot P[E \text{ est défaillant entre } t \text{ et } t + \Delta t] \quad (4)$$

Il est fréquent que des composants présentent un taux de défaillance ou de panne en fonction du temps, suivant une courbe dite en « baignoire ».

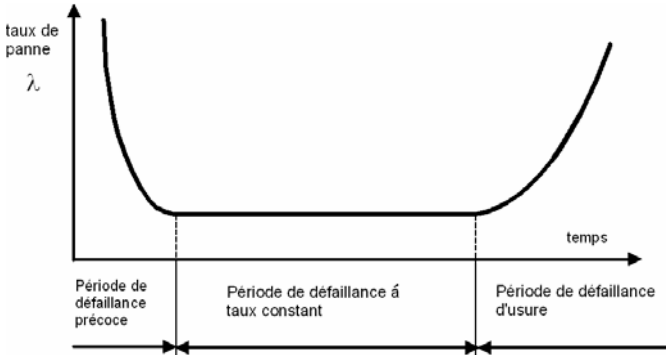


Fig. 5 Evolution du taux de panne avec le temps

En pratique, la période de défaillance précoce est petite par rapport à la période de défaillance à taux constant (surtout pour les composants électroniques). De plus, pour les applications spatiales, on procède à un « déverminage » qui consiste en un vieillissement accéléré afin de provoquer les pannes précoces et établir ainsi, des lots de composants certes artificiellement vieillis, mais sains.

Il s'ensuit que, si l'on considère un taux de panne constant ($\lambda = \text{cst}$), la distribution de l'espérance de vie (densité de probabilité) est exponentiellement décroissante. [4]

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda \cdot t} \quad (4)$$

Il est ainsi possible de déterminer le temps moyen avant l'apparition d'une panne (MTBF).

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} t \cdot f(t) \cdot dt = \int_0^{\infty} t \cdot \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot t} = \frac{1}{\lambda} \quad (5)$$

La fiabilité qui correspond à la probabilité que l'équipement soit encore fonctionnel au temps t s'écrit :

$$R(t) = 1 - \int_0^t \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot t} = e^{-\lambda \cdot t} \quad (6)$$

Si l'équipement est constitué d'un ensemble de composants de taux de panne λ_i .

$$R(t) = e^{-\sum \lambda_i \cdot t} \quad (7)$$

La fiabilité est donc pour un temps t , 15 ans dans le cas qui nous préoccupe, définie à partir de la connaissance des taux de panne λ_i des différentes composantes.

Diverses modélisations du taux de panne ont été proposées dans ce qu'on appelle des recueils de données de fiabilité [2]. Par exemple, dans la MIL-HDBK-217, le modèle de base est :

$$\lambda = \lambda_B \cdot \pi_E \cdot \pi_A \cdot \pi_Q \cdot \pi_N \quad (8)$$

Chaque facteur est donné dans des tables ou formules mathématiques et leur produit permet d'obtenir un taux de

panne du composant exprimé en fpmh (failure per million hours) ou en FIT (nbre. de panne par milliard d'heures).

- λ_B : taux de défaillance de base d'après essais, fonction des contraintes et de la température
- π_E : coef. d'environnement qui tient compte de l'environnement particulier dans lequel va fonctionner le composant.
- π_A : coef. d'ajustement tenant compte de contraintes secondaires et d'utilisations particulières
- π_Q : coef. de qualité tenant compte du niveau de qualité avec lequel le composant a été conçu
- π_N : coef. d'ajustement d'autres facteurs (nbre de cycles,...)

La fiabilité d'un équipement est donc considérablement affectée par les conditions d'utilisation des différents constituants. Les paramètres les plus sensibles sont : la température et le coefficient de « derating » c'est à dire le coefficient de sous utilisation des composants. Une analyse de stress vérifiera que ces règles de derating sont effectivement bien appliquées. Ex. : 50% de V_{max} pour les capacités, 75% pour les transistors Mos, etc. Une attention particulière doit également être apportée face aux problèmes de radiation. Pour la dose cumulée, les blindages nécessaires seront imposés aux composants les plus sensibles. On évitera également la polarisation inverse des Mos afin d'éviter les allumages intempestifs et destructeurs dus aux ions lourds.

Si malgré toutes ces précautions (conception sobre pour limiter le nombre de composants, contrôle thermique, stress minimum des composants, précaution face aux radiations) le taux de panne total est encore supérieur à l'objectif initial, il sera alors nécessaire de procéder à la fiabilisation de l'équipement.

B. Fiabilisation par redondance

1) Règles d'associations

Pour des éléments disposés en série, le système est considéré comme défaillant si une des fonctions est défaillante.

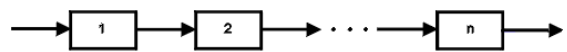


Fig. 6. Mise en série d'éléments

$$R_s = P(X_1 \cap X_2 \cap \dots \cap X_n) \quad (9)$$

Où $P(X_i)$ est la probabilité que l'élément i soit fonctionnel. Dans l'hypothèse où les probabilités de pannes des différents constituants sont indépendantes, on trouve :

$$R_s = P(X_1) \cdot P(X_2) \cdot \dots \cdot P(X_n) \quad (10)$$

$$R_s = \prod_{i=1}^n P(X_i) = \prod_{i=1}^n R_i \quad (11)$$

La fiabilité d'un système série est donc le produit des fiabilités des différents constituants.

En association parallèle, la probabilité de panne, ou la non-fiabilité Q , pour un système à n composants, est la probabilité que l'élément 1, 2, ... jusqu'à n soit en panne. La non-fiabilité du système s'écrit :

$$Q_s = P(X_1 \cap X_2 \cap \dots \cap X_n) \tag{12}$$

où $P(X_i)$ est la probabilité que l'élément i soit en panne.

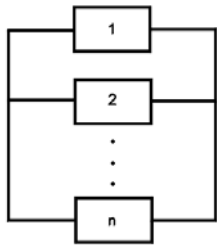


Fig. 7 Mise en parallèle d'éléments

$$Q_s = \prod_{i=1}^n P(X_i) \tag{13}$$

La non-fiabilité d'un système parallèle est donc le produit des non-fiabilités des différents constituants. La fiabilité étant complémentaire à la non fiabilité, on peut écrire :

$$\begin{aligned} R_s &= 1 - Q_s = 1 - (Q_1 \cdot Q_2 \cdot \dots \cdot Q_n) \\ &= 1 - [(1 - R_1)(1 - R_2) \cdot \dots \cdot (1 - R_n)] \\ &= 1 - \prod_{i=1}^n (1 - R_i) \end{aligned} \tag{14}$$

2) *Fiabilisation par redondance froide*

La redondance consiste à paralléliser des fonctions de manière à être robuste à la disparition de l'une d'elles.

La redondance est dite froide, si l'équipement de secours est non actif tant que l'équipement nominal est fonctionnel.

Les éléments théoriques présentés ci-dessus n'intègrent évidemment pas les considérations de mise en pratique de telles redondances. Il faut, en effet, compléter cette analyse d'une AMDEC (FMECA) analyse des modes de pannes et de défaillances qui permettra de définir les conséquences de chaque panne. Des éléments de protection devront alors garantir que chaque conséquence soit compatible au cahier des charges en mode dégradé. Cette spécification sera applicable pendant la phase de commutation de la chaîne nominale vers la chaîne redondante. L'élément de commutation ne devra pas présenter de mode de panne simple entraînant la disparition de la fonction principale.

3) *Fiabilisation par redondance chaude*

Le cahier des charges en mode dégradé ainsi que la complexité de l'élément de commutation de chaîne peut entraîner une non faisabilité de la redondance froide. On préférera, alors, une redondance chaude où tous les éléments fonctionnent simultanément tout en se protégeant mutuellement. Chaque fonction élémentaire sera alors redondée de manière à être naturellement robuste à la disparition d'une unité élémentaire qui la constitue. Ainsi les fonctions (diodes, capacités, switches, régulateurs, horloges) seront redondées dans un ensemble considéré alors comme fiable. Il est intéressant de noter que cet équipement fiable ne présente donc plus de mode de panne et par conséquent ne requière aucun élément de protection extérieure. Il ne présente pas non plus de mode dégradé et, est, en fonction du nombre de fonctions élémentaires localement redondées,

robuste aux pannes multiples.

Il est courant dans ce genre d'équipement d'avoir recours à des éléments de vote ou « voteurs » qui permettront de discriminer la fonction en panne des autres. Ainsi, si trois informations d'équipement sont disponibles, l'élément en panne sera l'élément qui présentera une sortie différente de ses voisines. Il se distinguera soit par excès soit par défaut. En choisissant en permanence l'élément central, on garantit que l'on considèrera toujours l'information issue de l'élément fonctionnel. De tels voteurs sont appelés : « voteurs majoritaires minoritaires »

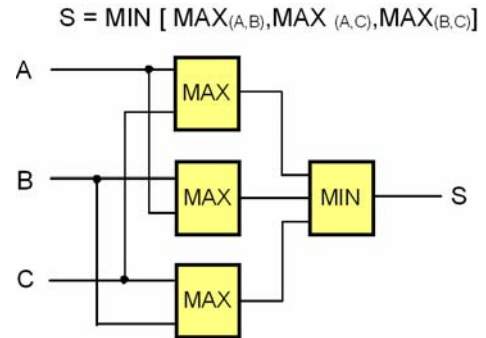


Fig. 8 Voteur majoritaire minoritaire

4) *Exemple : diode fiabilisée.*

Analysons à titre d'exemple la fiabilisation de la fonction diode. La diode sera considérée en panne si elle est en permanence ouverte ou en permanence fermée avec des probabilités d'occurrences respectives P_o et P_f . Si R est la fiabilité de chaque diode, et si nous considérons les deux modes de pannes équiprobables, leur probabilité vaut :

$$P_o = P_f = 1 - \sqrt{R} \tag{15}$$

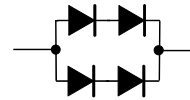


Fig. 9 Diode fiabilisée.

La mort en court-circuit de chaque diode sera couverte par une diode série. La mort en circuit ouvert sera quant à elle couverte par deux diodes série en parallèle dont le risque est : soit l'une d'elle meurt en circuit ouvert ou les deux en court-circuit. Ceci se traduit par le diagramme de fiabilité suivant :

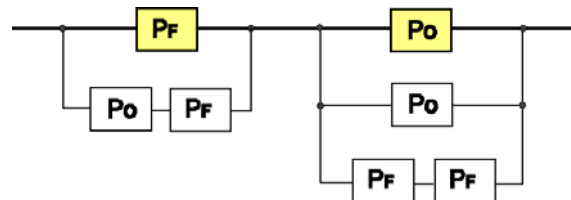


Fig. 10 Diagramme de fiabilité d'une diode fiable.

En appliquant les règles établies précédemment, on trouve pour l'ensemble la fiabilité suivante :

$$R_s = [1 - (1 - \sqrt{R})(1 - R)] \cdot [1 - (1 - \sqrt{R})^2 \cdot (1 - R)] \tag{16}$$

Après simplification et passage à la limite on obtient :

$$R_s = 1 - \frac{(1-R)^2}{2} \quad (17)$$

Pour une diode dont le taux de pannes $\lambda = 10$ FIT, la fiabilité pour une mission de $t = 15$ ans est alors :

$$R = e^{-\lambda \cdot t} = 0.99868683 \quad (18)$$

c'est à dire une chance sur 761 de tomber en panne pendant la mission. En introduisant (18) dans (17) on trouve pour la diode fiabilisée :

$$R_s = 0.9999991369 \quad (19)$$

Soit une chance sur $1.16 \cdot 10^6$ de tomber en panne !

IV. FORWARD MULTI-SORTIES FIABILISE

A. Les contraintes

Il s'agit de fiabiliser le convertisseur présenté au paragraphe II (fig.11). Il est évident que le caractère multi-sorties du convertisseur rend très délicate la mise en œuvre d'une commutation de chaînes du type redondance froide. De plus, certains modes de panne peuvent entraîner des surtensions de sortie dont il est très difficile de se protéger. Le cahier des charges imposait également une absence de sous tension en mode dégradé. La protection en sous tension est également très difficile à mettre en œuvre pour ce type de convertisseur.

Toutes ces contraintes vont donc nous orienter vers une redondance chaude.

B. Les choix

En ce qui concerne les fonctions de puissance, il s'agit essentiellement de redonder les divers composants. Quant aux capacités, afin de limiter l'encombrement, on utilisera des capacités auto cicatrisantes qui ne présentent pas de panne en court-circuit. La redondance pourra ainsi être obtenue par une simple mise en parallèle.

La fonction de régulation est plus délicate. Il faut, en effet, réaliser trois fonctions indépendantes qu'il s'agira de « voter ». La fonction de vote sera directement appliquée sur le rapport cyclique issu des cartes de régulation. Le rapport cyclique à appliquer au transformateur devant être le rapport cyclique intermédiaire, on utilisera un voteur majoritaire-minoritaire appliqué à une fonction digitale (PWM). Si nous considérons l'état binaire S_i de la sortie i , le vote max/min consiste alors à réaliser la fonction logique suivante :

$$S = S_1 \cdot S_2 \oplus S_1 \cdot S_3 \oplus S_2 \cdot S_3 \quad (20)$$

Cette fonction logique sera directement réalisée par la connexion judicieuse des différents mosfet de commande. Leur mort en court-circuit ou en circuit ouvert sera ainsi couverte par les modes de pannes de régulations associés. Les trois cartes de régulation devront être synchronisées par PLL à une horloge centrale fiable (Fig. 12).

C. Performances électriques

Il est évident que les performances électriques de tels

convertisseurs sont relativement médiocres. La dégradation la plus significative concerne le rendement. Celui-ci dépasse péniblement les 76 % à 50W.

Les performances de régulation statique sont également affectées. En effet, en fonctionnement nominal, le vote choisira une seule carte de régulation parmi trois. Les 2 autres entreront alors en saturation haute et basse. Afin qu'en cas de panne, les transitoires issus de commutation de chaînes de régulation soient acceptables, il est nécessaire d'éviter de telles saturations. La régulation sera donc du type proportionnel et non intégral.

V. CONCLUSION

La fiabilisation d'un équipement électronique demande non seulement une connaissance des principes de base de fiabilité mais, demande également une attention particulière aux différents modes de panne et conséquences électriques associées.

Cette alimentation fiabilisée est maintenant robuste à n'importe quelle panne simple. Le prix à payer est globalement une multiplication par trois de la complexité et une dégradation importante du rendement.

RÉFÉRENCES

- [1] Alain Villemeur, « Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels : Fiabilité - Facteurs humain-Informatisation » Collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France Edition Eyrolles .1993
- [2] Norme :MIL-HDBK-217, RDF2000, UTE80810
- [3] A.Pagès et M.Gondran « Fiabilité des systèmes » Collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France Editio Eyrolles.1989.
- [4] A. Kaufmann, D. Groufchko et R. Cruon., « Modèles Mathématiques pour l'étude de la fiabilité des systèmes » Edition Masson et Cie,1995

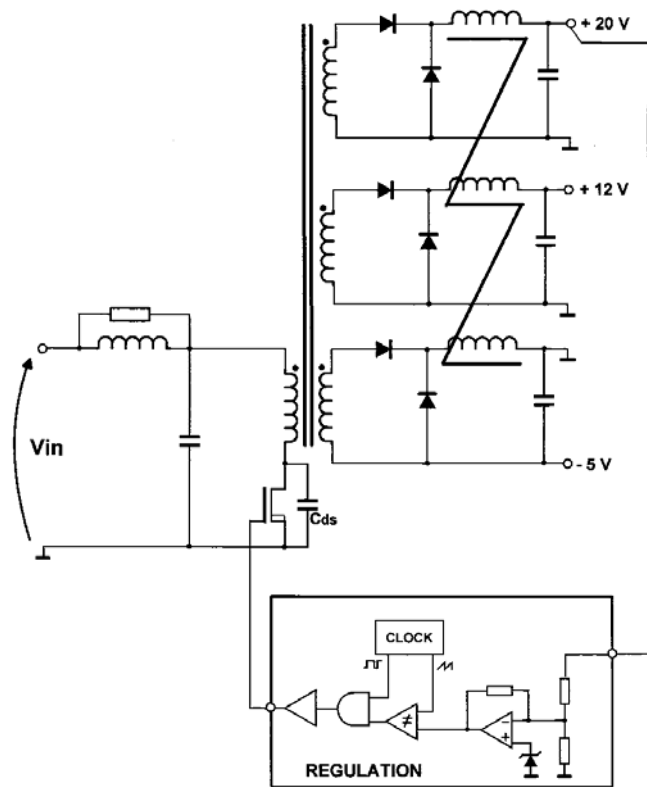


Fig. 11 Convertisseur forward multi-sorties

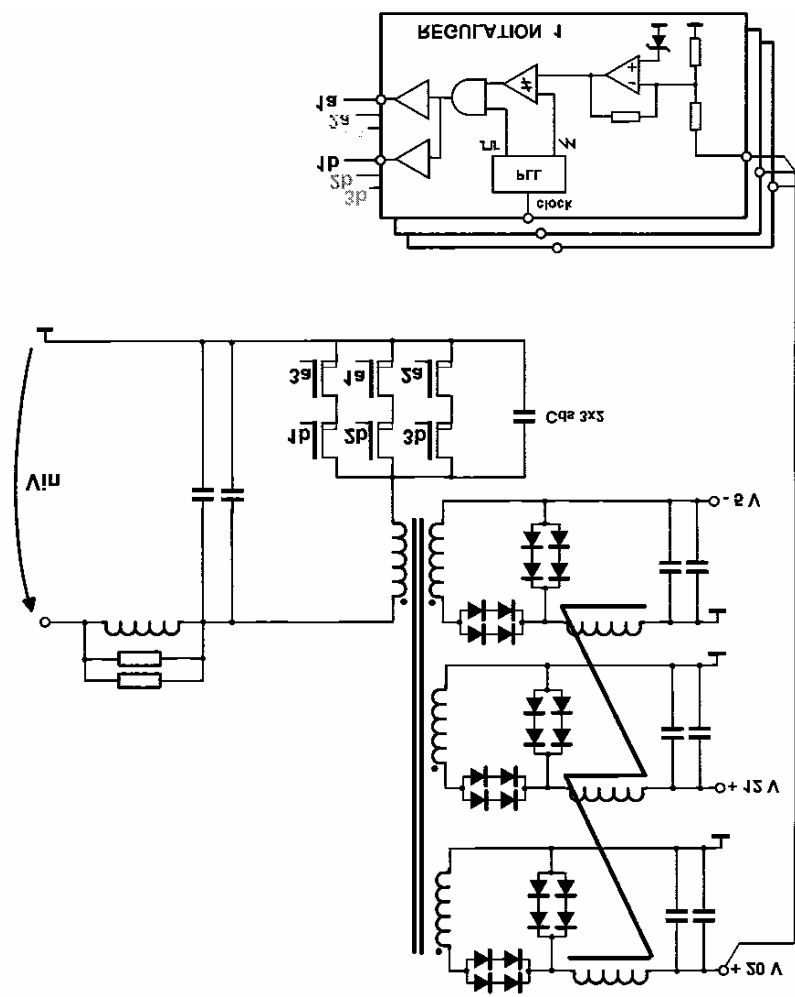


Fig. 12 Convertisseur forward multi-sorties fiabilisé.