

# Fonctionnement d'une alimentation (1ère partie)

## Sommaire

- 1 – **Introduction**
- 2 – Pourquoi du découpage ?
- 3 – Comment découpe-t-on une tension ?
- 4 – Fonctionnement
- 5 – Approfondissements des composants
- 6 – Approfondissements des composants (suite)
- 7 – Topologies de fonctionnement
- 8 – Topologie en demi-pont
- 9 – Topologie en demi-pont (suite)
- 10 – Topologie en conduction directe
- 11 – Topologie en conduction directe (suite)
- 12 – Point de vue global sur l'alimentation, modifs à éviter
- 13 – Rendement électrique
- 14 – Rendement électrique : améliorations possibles
- 15 – Rendement électrique : remise en cause et évolution

Toujours plus de puissance électrique à fournir aux dernières générations de matériels aptes à faire tourner correctement les jeux les plus lourds par exemple : voilà le dilemme auquel les utilisateurs doivent faire face lors de l'achat d'une nouvelle configuration ou d'une mise à jour de leur machine.

On ne rappellera jamais assez qu'une alimentation de qualité est un investissement un peu coûteux, mais utilisable sur du moyen terme car les normes à ce niveau évoluent assez lentement.

Il y a encore quelques années, les alimentations dites "nonames" suffisaient. Aujourd'hui, la demande de courants toujours plus élevés n'est pas sans poser de problèmes et nécessite des composants d'une certaine qualité. Par expérience, il faut

éviter les alimentations génériques car elles ne rapportent en général que des ennuis et potentiellement des dommages pour l'ensemble du matériel si elles viennent à dérailler. Les maux sont nombreux : régulation quasi inexistante, sécurités absentes, sous-dimensionnement généralisé, filtrage bâclé, composants bas de gamme, nuisances sonores, etc.

Pour avoir personnellement essayé une alimentation générique donnée pour 350 W (fourni avec un boîtier), en attendant d'en recevoir une bonne, sur une simple configuration composée d'un AMD64 3000+ non o/c, 512Mo de DDR et d'une Radeon 9800 Pro, l'alimentation a brûlée à peine 5 secondes après avoir lancé 3DMark 2005 ! Rien d'étonnant à cela quand on l'ouvre pour voir les choix technologiques suicidaires qui sont fait à force de vouloir faire des économies.

Négliger l'alimentation est une erreur qui peut donc se payer cher et malheureusement certaines marques, qui ne sont pas loin de ce que l'on pourrait appeler des "nonames" remarquées, annoncent des caractéristiques trompeuses sur leurs produits qui ne reflètent absolument pas la réalité ! Il ne faut pas être dupe quand une alimentation sensée pouvoir délivrer 500 W est vendue 20 € car si elle tient 250 W en continu en respectant la norme c'est déjà bien beau... Entre les puissances en crête et les puissances réellement délivrables, il y a un gouffre que certains n'hésitent pas à franchir pour abuser les clients potentiels.

En règle générale et par mesure de sûreté, il faut éviter de tirer plus de 80 % de la capacité maximale d'une alimentation afin de prévenir tout risque d'usure prématurée ou de stabilité à court terme. Même si une alimentation de qualité arrivera à tenir la charge maximale sans se mettre en **sécurité**, elles ne sont pas vraiment faites pour rester à de tels niveaux de contraintes pendant longtemps (chute du rendement, stabilité moindre, température élevée, etc.).

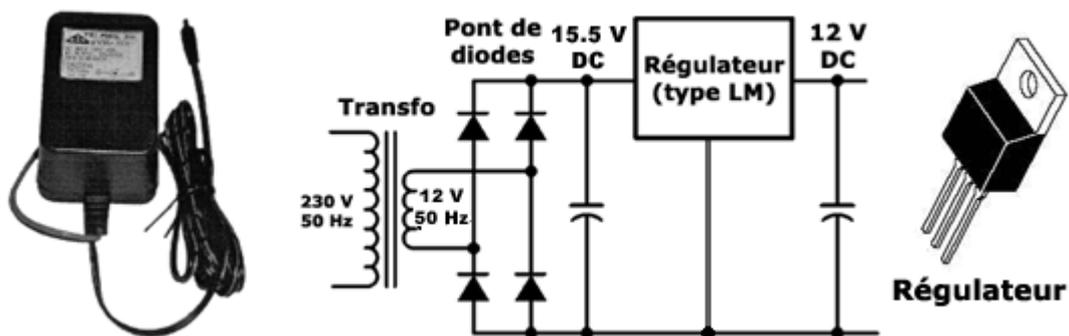
Ce [dossier](#) va décrire assez en profondeur un grand nombre d'aspects relatifs à l'électronique des alimentations et aux différents facteurs qui nous intéressent directement lorsqu'on souhaite acheter une alimentation. Certaines notions sujettes à de nombreuses confusions seront décryptées pour en faciliter la compréhension. De nombreux exemples concrets seront fournis pour comprendre correctement les différents aspects et c'est normalement assez accessible si la lecture est soutenue. Attention, le contenu de ce dossier est très riche et extrêmement dense. Il est donc présenté en deux parties afin de faciliter sa digestion. Par ailleurs, il sera suivi d'un gros comparatif d'alimentations.

## Pourquoi du découpage ?

Principe de base

Une alimentation pour ordinateur est un système complexe qui doit être capable de fournir plusieurs tensions de manière régulée (3.3, 5, 12 et -12 V actuellement).

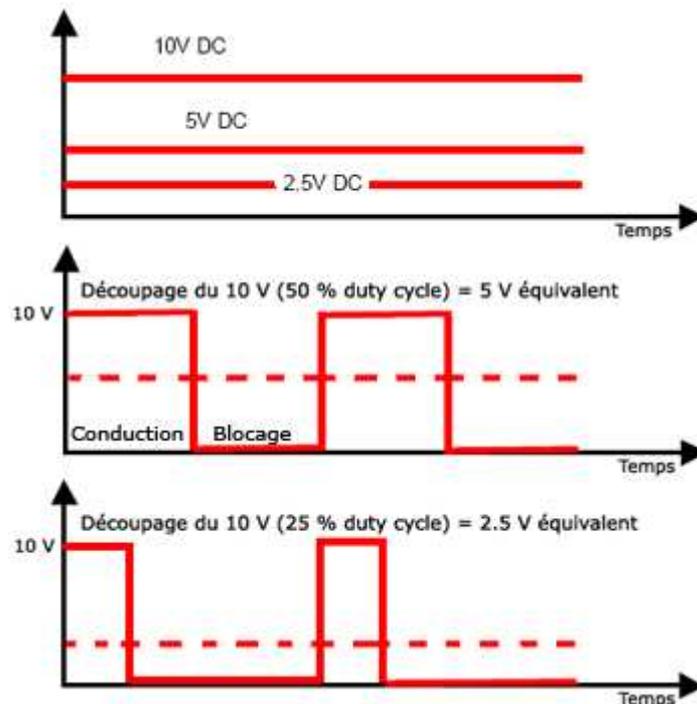
Les alimentations basse tension du type chargeur ou petit transformateur pour console, téléphone, etc. abaissent le 230 V alternatif à quelques volts à l'aide d'un transformateur, le redressent grâce à un pont de diodes, le lissent grâce à un condensateur et le régulent (pas toujours le cas) pour fournir du 12 V continu par exemple. C'est un système très simple de ce type :



Le problème c'est que le régulateur linéaire, qui agit comme une résistance variable s'occupant de maintenir ce 12 V en sortie quelles que soient la tension d'entrée et la charge appliquée, occasionne une chute de tension (on passe de 15 à 12 V par ex.). Celle-ci génère donc des pertes et une puissance thermique qu'il faut évacuer.

Le rendement d'un tel système est très mauvais (25-50 %) car on dissipe beaucoup d'énergie inutilement, mais il est suffisant pour de très petites puissances car c'est très peu cher à fabriquer. Néanmoins, on emploie de plus en plus du découpage pour optimiser et réduire énormément la taille de ces adaptateurs. Si on utilisait ce genre de système linéaire pour alimenter un PC qui demanderait 300 W, il faudrait consommer pas loin de 900 W pour que le système fonctionne, avec une différence de 600 W qui partirait en chaleur ! En 50 Hz, il faudrait un gros transformateur, pesant pas loin de 10 kg, pour être capable de fournir 300 W, en plus des 600 W de pertes induites par la régulation, qu'il faudra bien dissiper....

Il faut donc trouver une solution beaucoup plus efficace et c'est là que le découpage intervient. Pour faire simple, une alimentation à découpage transforme le 230 V alternatif en 325-400 V continu, puis hache cette tension à haute fréquence pour en faire un train de fines impulsions (durée =  $\sim 0.00001$  seconde), dont la moyenne lissée et filtrée donnera les tensions nécessaires en sortie. Voici l'explication en images :



Le rapport cyclique (duty cycle en anglais) est le rapport entre le temps de conduction et le temps d'une période (conduction+blocage) de la forme en créneau. Si on hache du 10 V avec un rapport cyclique de 50 %, on obtient du 5 V en moyennant le signal obtenu. Si on hache ce 10 V à 25 % maintenant, on obtiendra du 2.5 V et ainsi de suite. Il suffit de calculer le bon rapport entre le temps de conduction et la valeur de la tension à découper pour avoir ce que l'on souhaite en sortie.

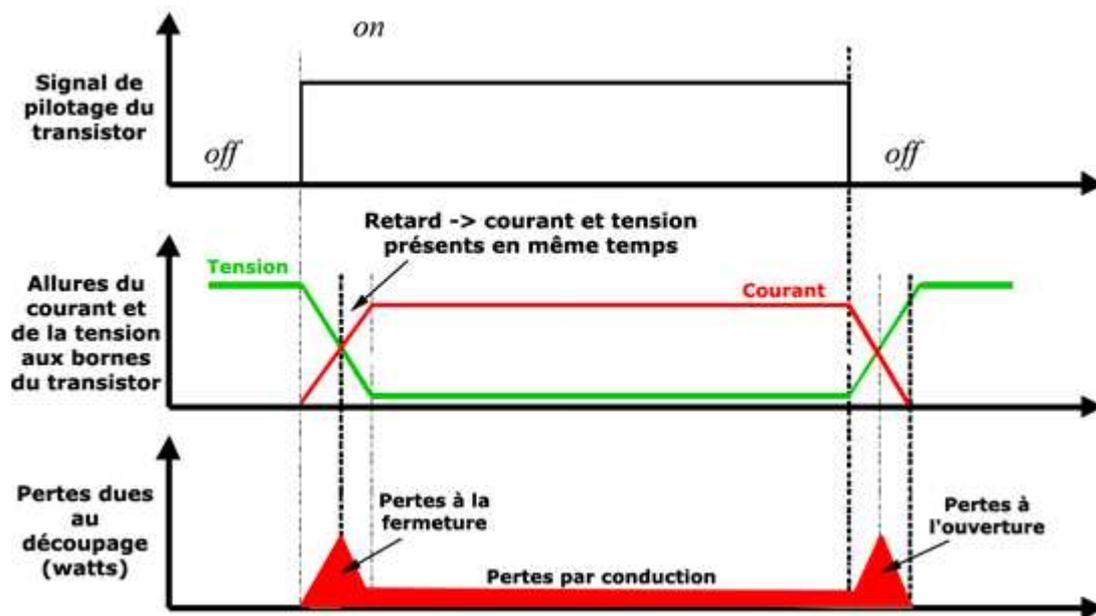
## Comment découpe-t-on une tension ?

Pour découper la tension, on n'utilise rien d'autre qu'un interrupteur qui va s'ouvrir et se fermer très rapidement. Cet interrupteur **électronique** est un transistor (technologie bipolaire ou MOSFET) que l'on pilotera tout simplement en ouverture et en fermeture (régime de commutation). Le processus se fait à une fréquence de plus de 20 kHz pour être au dessus des fréquences audibles par l'homme. En général, on se trouve entre 32 et 100 kHz, mais ça peut monter beaucoup plus haut vers le mégahertz suivant l'application. C'est d'ailleurs ce que l'étage d'alimentation d'un processeur fait en découpant le 12 V à près de 500 kHz pour sortir une tension stabilisée entre 1 et 2 V avec un très fort courant, quelles que soient les conditions.

Pour éviter les pertes inutiles, il suffit simplement de ne pas avoir la tension et le courant en un même point au même instant. Ici, l'interrupteur n'a que 2 états, soit il laisse passer le courant (état passant) soit il l'empêche de passer (état bloqué), donc théoriquement la tension et le courant ne sont jamais présents en même temps. Quand le transistor est bloqué, le courant qui le traverse est nul et quand il est passant, la tension à ses bornes est nulle (toujours en théorie). En réalité, le transistor n'est pas parfait et occasionne des pertes à son

ouverture et sa fermeture car ce n'est pas instantané (pertes par commutation) et aussi lorsque le courant le traverse car il a une résistance très faible mais pas nulle (pertes par conduction).

Au final, les pertes occasionnées aux transistors en régime de commutation sont quand même infiniment plus faibles qu'en régime linéaire pour le régulateur. Voici l'illustration du phénomène décrit au dessus :



Pour réduire les pertes au maximum, une alimentation à découpage utilisera donc des éléments non dissipatifs (en théorie) du genre transformateur, inductance, interrupteurs électroniques, condensateurs. Alors qu'un système linéaire permet un rendement de 25-50 %, les meilleures alimentations à découpage (tous domaines confondus) permettent d'atteindre 70 à 95 % !

Le fait de découper à haute fréquence est important car plus on découpe vite, plus on peut réagir vite face aux sollicitations extérieures, plus on manipule de petites quantités d'énergie et plus on peut réduire la taille des composants. Pour un transformateur, sa taille est inversement proportionnelle à sa fréquence d'utilisation. C'est pour cela qu'on trouve des monstres (transformateurs toriques très lourds) dans les amplificateurs audio pour éviter le découpage car ça implique de filtrer les nombreux parasites générés (ça coûte cher) et les audiophiles n'aiment pas vraiment les parasites. On peut aussi réduire la valeur des condensateurs et l'encombrement des autres éléments car on travaille sur de toutes petites quantités en un temps donné. A 50 kHz, un tout petit transformateur suffit à fournir une grosse puissance sans problème. Les alimentations à découpage permettent alors d'avoir des puissances volumiques en W/cm<sup>3</sup> (rapport puissance/encombrement) très élevées car les éléments ne prennent pas trop de place et on peut sortir des grosses puissances.

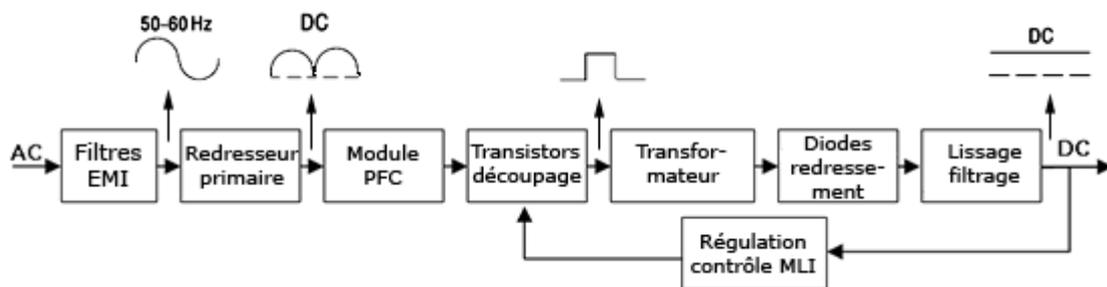
A priori, le découpage apparaît donc comme une solution idéale, mais il a des inconvénients notables au niveau de la compatibilité électromagnétique notamment. Outre le fait que ce soit bien plus complexe et plus cher à faire qu'une alimentation linéaire, le découpage engendre un tas de parasites et une ondulation qu'il est impératif de filtrer en sortie (normes sévères là dessus). Découper très vite génère des pics et des variations ultra rapides de la tension et du courant, et qui dit variations rapides dit interférences et rayonnements électromagnétiques. Ces parasites prennent la forme d'interférences électromagnétiques (EMI) rayonnées ou réinjectées par conduction dans les fils vers le réseau. Il faut absolument les contenir et les atténuer pour éviter de polluer l'environnement électrique proche.

Pour le premier type, le châssis en acier agit comme un blindage pour atténuer les émissions radiofréquences qui peuvent perturber la réception de la TV ou de la radio par exemple. Le deuxième type est plus compliqué à gérer car il faut mettre en place des filtres en ligne pour les absorber. Ces filtres sont évidemment présents dans les bonnes alimentations et souvent de manière incomplète dans les alimentations bas de gamme pour réduire les coûts. Ils protègent aussi bien l'alimentation du bruit électrique qui circule sur le réseau, que le réseau des parasites hautes fréquences générés par le découpage, ça marche dans les 2 sens.

## Fonctionnement

Aspect global

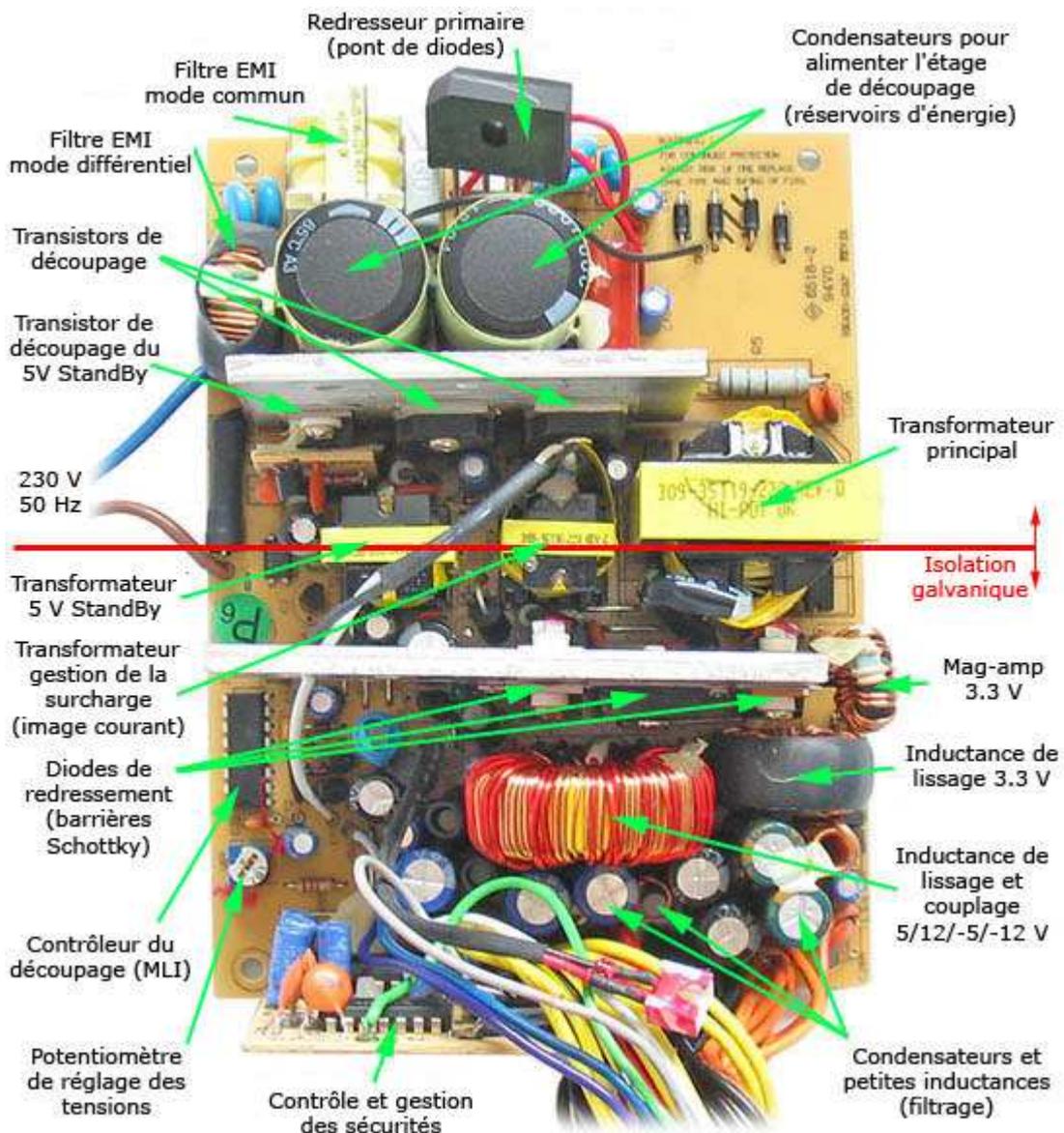
Voilà un schéma de principe du fonctionnement d'une [alimentation](#) à découpage :



La tension du secteur est d'abord filtrée, redressée puis lissée pour obtenir une tension continue entre 325 et 400 V (suivant s'il y a un PFC actif ou non). On la découpe à l'aide d'un ou plusieurs transistors selon la topologie électrique adoptée et l'on injecte les impulsions dans l'enroulement primaire du transformateur. Le transfert énergétique s'effectue alors au rythme du découpage vers les différents enroulements au secondaire pour avoir une tension plus basse en sortie. En général, il n'y a que 2 enroulements différents au secondaire, un pour le 12 V et un pour le 5 V. Le 3.3 V sera créé à partir du 5 V. La forme en créneau qui sort du secondaire est alors redressée par des diodes, puis filtrée pour donner une tension continue la plus propre possible.

On règle la tension de sortie en fonction de la charge en modulant la largeur des impulsions créées par les transistors (ils restent passants plus ou moins longtemps). C'est un circuit intégré qui s'occupe de cet asservissement dont on détaillera les différents modes plus loin dans le dossier. Ce système fait varier la largeur des impulsions en agissant sur le temps de conduction des transistors (rapport cyclique), tout en gardant une fréquence de découpage constante : c'est de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Plus les transistors resteront passants longtemps, plus l'impulsion sera large, plus on enverra d'énergie dans le transformateur, et finalement plus la/les tension(s) en sortie augmentera(ont). Cette régulation est impérative car lors d'une demande de puissance sur une ligne, il se produit une chute de tension inévitable qu'il faut compenser sans cesse en relevant-abaisant le niveau de tension à la volée suivant la charge.

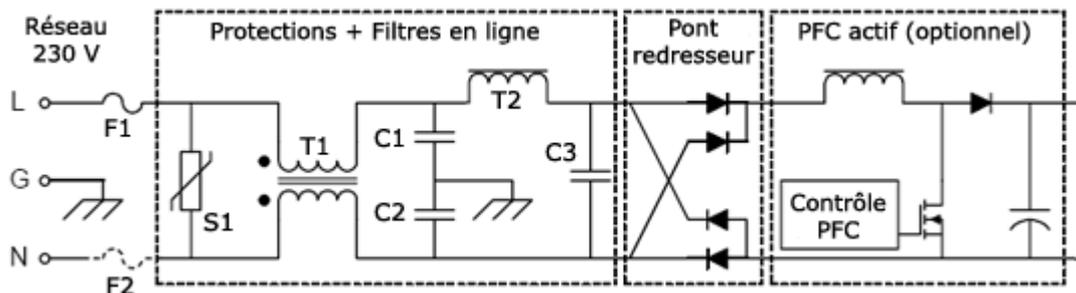
Ci-dessous, figure un exemple concret et détaillé d'une LC Power 550 W dépouillée pour l'occasion. La majorité des alimentations à régulation couplée seront semblables à celle-ci :



Une des choses importantes est le fait que la partie réseau en 230 V et la partie très basse tension pour la machine sont isolées l'une de l'autre. Il y a des règles strictes (IEC60950) en matière d'espacement sur le PCB, de distance entre les composants, d'isolation, etc. On réalise la séparation, dite galvanique, grâce aux transformateurs et à des liaisons optiques (optocoupleurs) pour piloter les transistors de découpage de l'autre côté. On peut aussi passer parfois par un petit transformateur supplémentaire pour envoyer et isoler les signaux de commande entre les 2 parties. Il n'y a donc pas de danger d'avoir du 230 V qui vienne se balader dans la configuration par ce chemin là (on suppose la mise à la terre opérationnelle). Dans le cas contraire, ça serait la mort instantanée de toute la machine bien évidemment.

## Approfondissements des composants

Détaillons un peu le fonctionnement avec les composants principaux qui ont été annotés sur l'image précédente. On commence avec l'arrivée du 230 V dans l'alimentation :



Le premier élément de sécurité indispensable est un fusible F1 qui protégera le réseau d'une défaillance de l'alimentation, et pas l'inverse ! Il sautera au cas où un court-circuit venait à se produire au découpage notamment. Dans ce cas, le courant appelé devient extrêmement élevé et le fusible fond pour ne pas surcharger le réseau.

On continue dans la sécurité avec un varistor, noté S1, qui protège l'alimentation des surtensions brutales qu'il peut y avoir si jamais la foudre venait à s'abattre pas loin. En temps normal, cet élément a une très grande résistance électrique, le courant de fuite qui le traverse est donc négligeable et rien ne se passe. Par contre, lorsque la tension augmente brutalement au delà d'un certain seuil, sa résistance chute d'un seul coup et il court-circuite alors directement l'entrée. Comme il est capable d'absorber une très grosse énergie durant la fraction de seconde que dure le phénomène, il évite que la haute tension n'endommage ce qui se trouve derrière lui. Ça ne remplace pas un vrai système parasurtenseur, mais c'est une sécurité supplémentaire qui peut s'avérer bien utile.



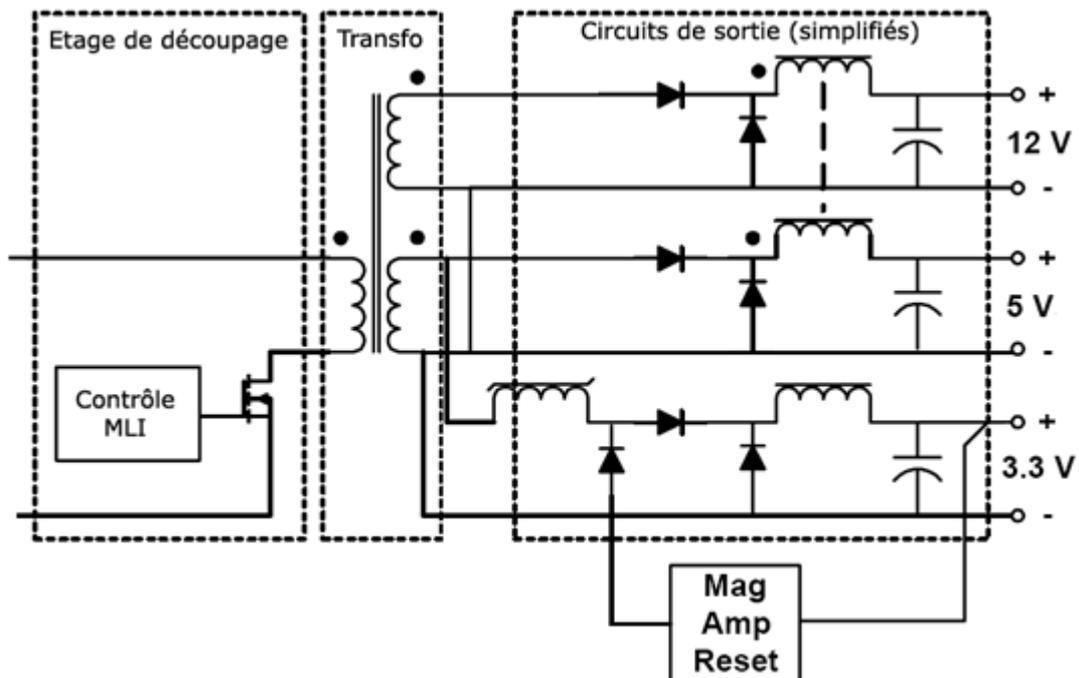
On trouve juste derrière lui plusieurs filtres pour empêcher les parasites hautes fréquences générés par l'étage de découpage (ou d'un PFC actif) de remonter vers le réseau pour le polluer. Sur le schéma, on a 2 filtres T1 et T2 avec les

condensateurs associés C1, C2 et C3, mais il peut y en avoir 3 pour encore plus d'efficacité. Le filtre T1 s'occupe des interférences dites en mode commun et T2 s'occupe de celles en mode différentiel. On ne s'étalera pas sur les différences qui sont liées au sens de parcours du courant dans certains fils et aux interactions interlignes. Le but est de bloquer les hautes fréquences grâce à des condensateurs et des ferrites d'antiparasitage qui font office de barrière. Ils produisent très peu de pertes pour le rendement final.

On peut ensuite redresser la tension alternative sinusoïdale avec un pont de diodes tout simple pour la rendre continue en mettant toutes les alternances du même côté. Son fonctionnement est amélioré quand il y a un PFC actif car le courant est bien sinusoïdal et évolue en douceur. Quand il n'y a pas de PFC, le courant arrive en pics et les diodes doivent encaisser cette brutalité. Ça dissipe quelques watts à pleine charge à cause de la chute de tension inévitable des diodes ( $\sim 0.7\text{ V}$ ). En sortie, on obtient du 325 V continu non lissé ( $230\text{ V RMS} = 325\text{ V crête}$ ) pour alimenter le module PFC s'il y en a un, sinon directement l'étage de découpage en passant par un ou deux gros condensateurs suivant la manière choisie pour découper. Ces condensateurs serviront à lisser la tension et à stocker de l'énergie pour le découpage.



On passe sur les explications du PFC ainsi que sur la manière d'alimenter le transformateur, ça sera détaillé un peu plus tard. On s'occupe maintenant des circuits de sortie :

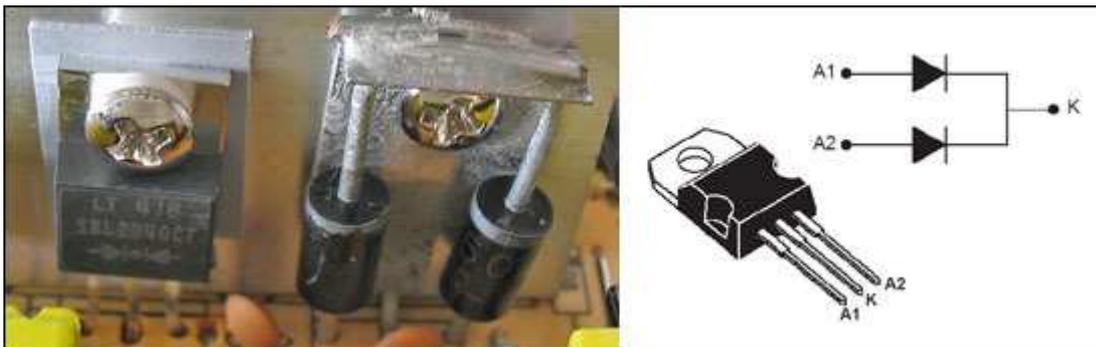


Les impulsions sortent des enroulements secondaires du transformateur pour aller à l'étage de redressement final. On utilise encore une fois des diodes pour faire ce travail (rappel : elles ne laissent passer le courant que dans un seul sens). Elles sont un peu différentes des diodes

classiques car ce sont des diodes de puissance et très rapides, dites diodes Schottky. Ça signifie simplement que si la tension vient à s'inverser à ses bornes, ce qui est le cas avec les impulsions positives-négatives, elle se bloque beaucoup plus vite qu'une diode normale pour ne pas laisser passer le courant dans l'autre sens. C'est très important vu la vitesse de découpage.

En plus, elle engendre une chute de tension plus faible ( $\sim 0.3$  à  $0.5$  V) que les diodes normales ( $\sim 0.7$  V) et donc provoque moins de pertes inutiles lors du passage de forts courants. Pour des raisons de commodité, on les rassemble par 2 dans un même pack qu'on désigne par le terme "barrière Schottky". On en trouve plusieurs sur le radiateur près de la sortie pour les 3 tensions principales. On peut avoir 1 ou 2 barrières en parallèle par tension suivant leurs caractéristiques électriques et la puissance maximale du rail en question. Ces diodes sont l'une des sources majeures de perte de rendement dans l'alimentation, avec les transistors de découpage.

Voici à quoi ça ressemble avec le [composant](#) de gauche SBL2040CT et son schéma équivalent :

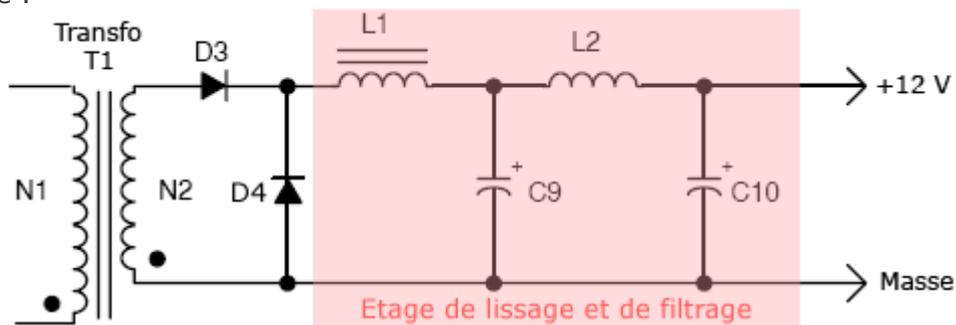


Le courant ne peut circuler que de A1 ou A2 vers K (dans le sens des flèches), l'autre sens est bloqué par les diodes. Nous avons mis exprès cette photo pour montrer un bidouillage trouvé dans l'alimentation qui a lâché dont nous parlons en introduction. Par souci d'économie, l'une des barrières Schottky en pack a été remplacée par 2 diodes normales. Ça ne vaut pas grand chose et ça brûlera bien vite car ça n'est pas fait pour supporter un gros courant longtemps (suivant les spécifications annoncées), surtout qu'elles ne sont pas directement fixées au radiateur pour être refroidies, hormis par leurs pattes. Fuyez ce genre de choses, c'est bon à démolir une configuration.

## Approfondissements des composants (suite)

On arrive à la fin du processus avec un signal redressé, mais toujours en créneau. Il faut maintenant le lisser et le filtrer pour obtenir une tension et un courant propres et stables. Cet étage de filtrage est l'un des plus importants, sinon le plus important à ne surtout pas négliger. De lui dépend la qualité des signaux envoyés à tous les périphériques. Ci-dessous,

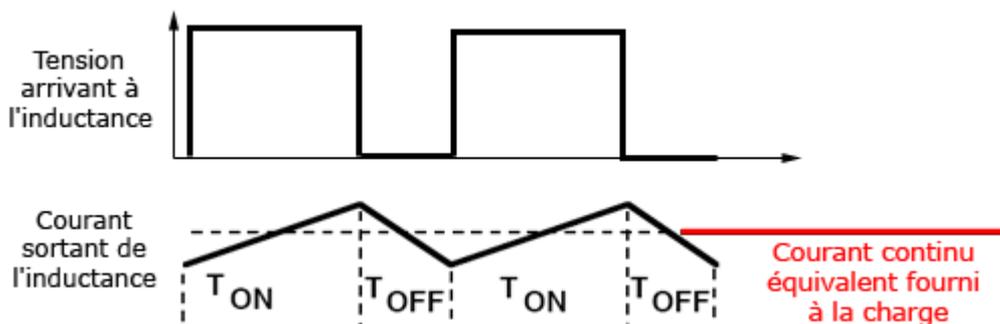
figure un étage de filtrage fin, situé juste après une barrière Schottky D3/D4, qu'on retrouve sur chaque tension principale d'une alimentation. On n'en représente qu'une seule par commodité :



Le point remarquable qui permette le bon fonctionnement d'un système à découpage repose sur les propriétés des inductances (notée "inductance de lissage" sur la [photo](#) de l'alimentation par ex.). Le courant qui traverse une inductance, qui est un fil entouré autour d'un noyau ferromagnétique, ne peut en aucun cas s'interrompre ou changer brutalement. Quand le courant varie rapidement, l'inductance s'oppose à sa variation en tentant de maintenir un niveau constant grâce à l'énergie qu'elle a emmagasiné sous forme magnétique dans son noyau lors du passage du courant. S'il diminue ou s'interrompt, l'inductance maintient le courant de sortie aussi longtemps que possible, elle agit alors comme un générateur.



Cette propriété très pratique est utilisée pendant le temps où le courant délivré par le transformateur est nul (entre chaque impulsion). Il ne faut évidemment pas interrompre l'apport d'énergie aux périphériques, ne serait-ce qu'une fraction de seconde ! Cette tâche revient à une grosse inductance L1 qui donne un courant de cette allure sous le régime d'impulsions :



Le temps  $T_{on}$  est le temps de conduction des transistors. Pendant  $T_{on}$ , le courant arrive directement de l'étage de découpage au travers du transformateur pour alimenter la charge. Dans le même temps, l'inductance se charge en énergie magnétique au passage du courant qui grimpe doucement. Le temps  $T_{off}$  est le temps où l'étage de sortie est complètement

coupé du monde (transistors de découpage bloqués). Durant cette période, c'est l'inductance qui s'occupera alors de fournir le courant le temps qu'une nouvelle impulsion arrive et ainsi de suite. D'un point de vue extérieur, le courant équivalent est la moyenne de ce signal en dent de scie. Si l'on regarde les tensions à l'oscilloscope, on peut retrouver cette forme triangulaire à la fréquence du découpage (ou du double suivant la topologie) car le lissage n'est pas parfait. Cette inductance L1 jouera aussi un rôle dans les alimentations à régulation couplée...

Le courant est continu et lissé, on s'attaque maintenant au filtrage de la tension à l'aide des condensateurs C9 et C10 qui forment un filtre passe-bas avec une petite inductance L2. Ce filtre a pour rôle de bloquer et d'atténuer les parasites hautes fréquences issues du découpage. Un condensateur c'est l'inverse d'une inductance si l'on veut, lui ne tolère pas que la tension à ses bornes varie brutalement. Il fera tout pour la maintenir à un niveau constant en délivrant l'énergie emmagasinée pour compenser. Malgré les variations possibles en sortie, le condensateur lissera donc les imperfections pour donner une tension aussi plate que possible.



Il doit y avoir une capacité suffisante (en Farad) pour assurer la continuité lors des demandes brutales de puissance sur la ligne, le temps que l'alimentation réagisse et n'ordonne au découpage d'envoyer plus d'énergie. Si on ne met pas assez de condensateurs, la stabilité de l'alimentation en pâtira sérieusement car à la moindre sollicitation, la tension s'effondra pendant une fraction de seconde faute d'énergie disponible et cela peut suffire à faire planter la machine. L'ondulation résiduelle (ripple) sera plus importante faute de condensateurs et la tension sera beaucoup moins propre. C'est ce que vous aurez sur des alimentations bas de gamme où l'on n'hésite pas à réduire, voire à supprimer, des condensateurs et des petites inductances afin de faire des économies. Il en résulte bien évidemment une tension de sortie complètement ignoble. Ils doivent aussi être du type "Low ESR" (ou mieux "Ultra Low ESR"), c'est à dire à faible résistance série pour éviter les pertes inutiles (un condensateur ça chauffe un peu).

Souvenez-vous des problèmes de condensateurs de mauvaise qualité qui laissaient échapper leur liquide électrolytique sur certaines [cartes mères](#) et notamment à l'étage d'alimentation du processeur où ils sont beaucoup sollicités. La capacité totale était largement diminuée et le plantage survenait quand le processeur passait à pleine charge car son Vcore, qui doit être maintenu avec une tolérance très stricte, ne pouvait plus l'être et s'effondrait lors de l'appel du courant (vitesse de montée = plusieurs dizaines d'ampères par microseconde).

Voilà, on a finalement notre tension de sortie relativement propre pour alimenter ce que l'on veut. Le dernier point, et non des moindres, concerne l'aspect régulation pour maintenir les tensions à un niveau stable quelles que soient les charges sur les lignes. Ça sera l'objet d'une partie comparative entre les régulations classiques dites "couplées" ou "croisées" et les régulations indépendantes beaucoup plus performantes. Cette régulation se fera en agissant

sur le temps de conduction des transistors de découpage. Plus on demandera de puissance en sortie, plus ils enverront d'énergie dans le transformateur, et inversement.

On n'oublie pas de parler du 5VSB (StandBy) qui possède son propre étage de découpage, son mini transformateur et son circuit de sortie dédié, tout en parallèle du reste. La puissance disponible est très faible et il reste tout le temps actif même lorsqu'on éteint la machine sans retirer la prise. Il permet d'assurer des fonctions de réveil en réseau, de démarrage au [clavier](#), etc. On ne parle pas du -5 V qui est désormais obsolète depuis Janvier 2002. Il reste le -12 V qui peut être créé à partir de l'enroulement du 12 V en mettant 2 petites diodes à l'envers par exemple, ça suffit amplement vu le peu de puissance nécessaire.

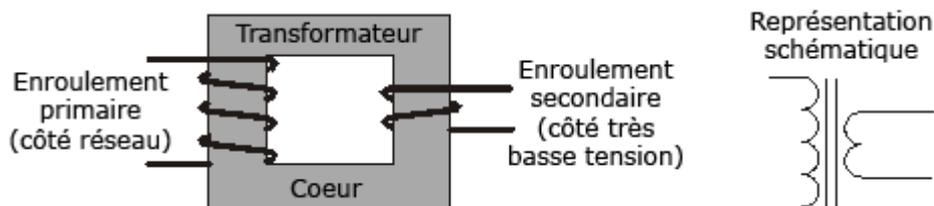
## Topologies de fonctionnement

A quoi ça sert ?

La topologie c'est la manière de fournir l'énergie aux circuits de sortie par l'intermédiaire du transformateur. Il existe d'innombrables possibilités pour réaliser ce transfert énergétique avec toutes les variantes possibles et imaginables. Chacune a ses avantages, ses inconvénients, ses limitations, sa complexité, son coût, son domaine de prédilection, etc.

Les 2 plus employées pour nous sont celles en "forward" (conduction directe) et en "half-bridge" (demi-pont). La première est destinée à des puissances de quelques centaines de watts en général et la deuxième permet d'aller à 1500-2000 W environ. Au delà, il existe des variantes plus robustes avec du "full bridge" (pont intégral) à 4 transistors, mais on n'en parlera pas.

Elles ont toutes pour but de nourrir le transformateur, qui abaissera la tension qu'on lui injecte, d'une certaine manière suivant ce que l'on souhaite obtenir en sortie :



Le choix de la topologie influence surtout le dimensionnement des [composants](#) et la manière d'utiliser les pièces magnétiques. C'est en constante évolution pour améliorer le rendement du convertisseur DC-DC. Par exemple, on peut citer les topologies les plus avancées, dites résonantes, qui sont encore plus efficaces, mais nettement plus complexes.

On peut faire une petite parenthèse sur cette topologie très intéressante qui sera peut être utilisée un jour prochain dans nos alimentations... On a vu qu'un transistor provoque des pertes lorsqu'il commute (passant->bloqué ou bloqué->passant), or plus on veut découper

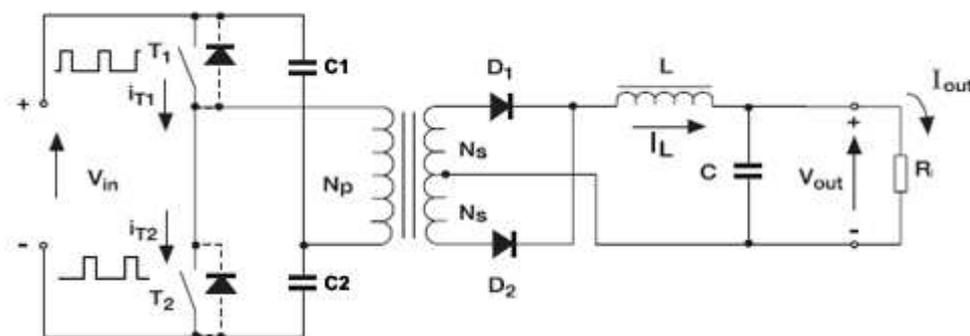
rapidement pour diminuer la taille des composants, plus les pertes par commutation du transistor augmentent car elles sont liées à la fréquence. Les pertes des autres composants diminueront grâce au découpage plus rapide, mais le rendement global diminuera quand même à cause des transistors. On est donc contraints de devoir découper à une fréquence raisonnable pour garder le meilleur compromis possible. On pourrait faire bien mieux si ces pertes n'existaient pas et c'est là que les topologies résonantes interviennent. A chaque commutation, on va faire en sorte d'annuler la tension ou le courant vu par le transistor pour ne pas avoir la présence simultanée des 2 grandeurs : il commute alors sans pertes (ou très peu) ! Plus grand chose ne s'oppose alors à la montée en fréquence, à la diminution de l'encombrement, à l'augmentation du rendement, etc. Fin de la parenthèse.

L'optimisation d'une [alimentation](#) à découpage est une tâche ardue car le fait de toucher à une variable induit des changements sur les autres puisque la majorité d'entre elles sont intimement liées. Il est certain que bon nombre de marques d'alimentations n'y connaissent pas grand chose dans ce domaine vu les compétences requises. Elles ne font vraisemblablement que demander à un fabricant chinois telle ou telle caractéristique pour tel prix d'achat sans trop se soucier du reste, à part coller une étiquette à leur nom.

Pour les schémas suivants, on ne tiendra pas compte des conventions générateur-récepteur afin de ne pas embrouiller la compréhension des parcours, ce n'est pas dramatique...

## Topologie en demi-pont

On peut citer certaines alimentations Tagan, LC Power, Thermaltake, Fortron (non exhaustif) qui utilisent cette topologie pour alimenter le transformateur. C'est de loin la plus classique car l'une des plus anciennes. Voici son schéma électrique, avec une seule tension représentée et un étage de filtrage en sortie simplifié :

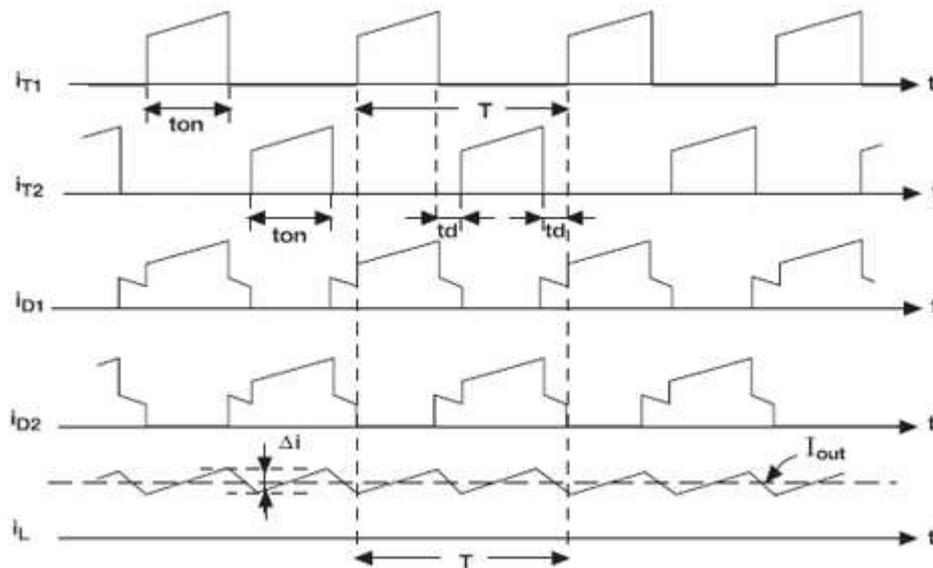


$V_{in}$  est la tension délivrée par le PFC ou le pont de diodes s'il n'y a pas de PFC.  $V_{out}$  est la tension de sortie et  $R$  représente la charge imposée à cette ligne, par exemple un [processeur](#) qui demande un courant égal à  $I_{out}$ .

Elle utilise 2 transistors  $T_1$  et  $T_2$  ([technologie](#) bipolaire ou MOSFET) qui fonctionnent en alternance (une fois l'un, une fois l'autre). Ceux-ci connectent respectivement les

condensateurs réservoirs C1 et C2 en alternance sur l'enroulement primaire du transformateur. Ces 2 condensateurs sont les 2 grosses capacités (200 V et 600-1000  $\mu$ F) que l'on trouve près du premier radiateur et de l'étage de découpage. Plus l'alimentation est puissante, plus ils doivent être gros afin d'emmagasiner et délivrer une énergie suffisante pour un certain nombre de cycles de découpage. Ils sont sans cesse en train de se remplir et de se vider en partie.

Le fonctionnement général s'opère en 4 phases, dont 2 sont identiques quand les 2 transistors sont bloqués en même temps. On commence par donner les évolutions temporelles des courants afin d'avoir les notations associées pour la suite de la description :



On retrouve l'alternance sur les transistors avec les courants  $i_{T1}$  et  $i_{T2}$  qui traversent respectivement T1 et T2. On note qu'il y a un petit temps mort, noté  $t_d$ , entre chaque commutation pour éviter le chevauchement des états.

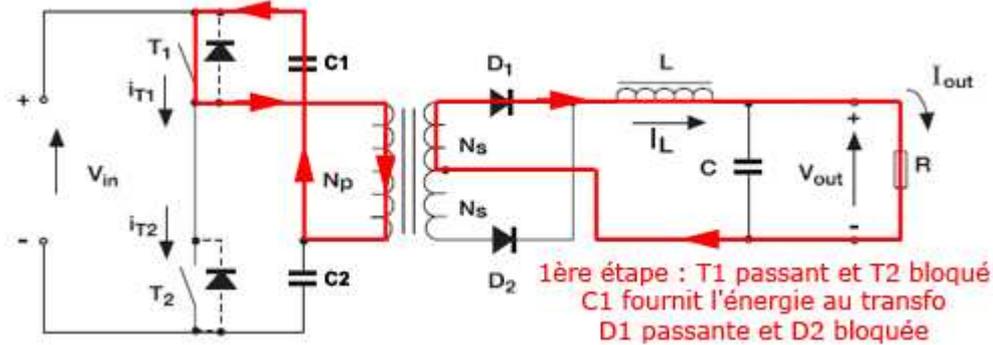
Vu la symétrie du montage et l'alternance du découpage, la tension qui sortira du secondaire sera alternative et en forme de créneau. On travaille seulement avec une tension au primaire qui vaut  $V_{in}/2$  (de l'ordre de 160-180 V) puisque les 2 condensateurs sont montés en série, le tout en parallèle sur l'entrée  $V_{in}$ . Il est normalement plus efficace d'attaquer le primaire avec  $V_{in}$  au lieu de  $V_{in}/2$ , on peut ainsi faire transiter plus de puissance avec moins de courant, donc moins de pertes (ce que fera la topologie suivante).

La fréquence de découpage d'un transistor a été mesurée sur une Tagan U01 à 32 kHz, donc comme on travaille sur 2 transistors décalés, le transformateur travaille à 64 kHz (64000 impulsions par seconde). Le transfert d'énergie sera direct, le transformateur fonctionne en transformateur et non pas en inductances couplées où l'on stocke l'énergie sous forme magnétique pour la restituer quand le primaire n'est plus alimenté. En direct, cela veut dire que lorsqu'une impulsion arrive au primaire, elle est directement générée sur le secondaire

pour alimenter la charge, sa tension étant proportionnelle au rapport du nombre de spires  $N_s/N_p$ .

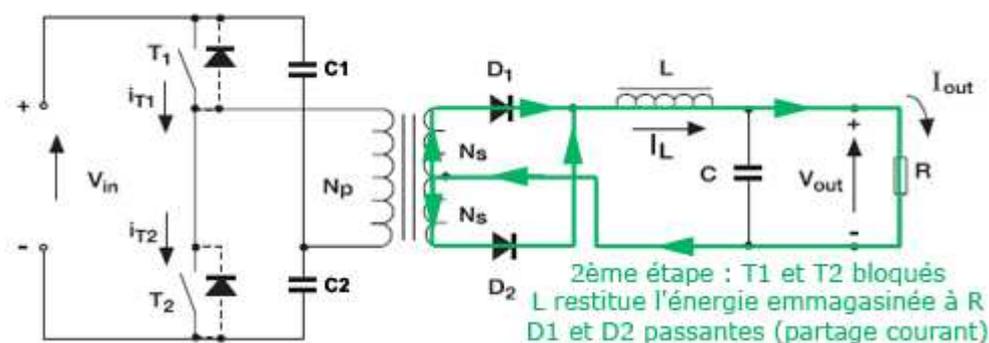
## Topologie en demi-pont (suite)

On commence avec la première étape et l'on suppose que les condensateurs sont déjà chargés au maximum. On ne s'occupe pas de leur rechargement car ça complique tout :



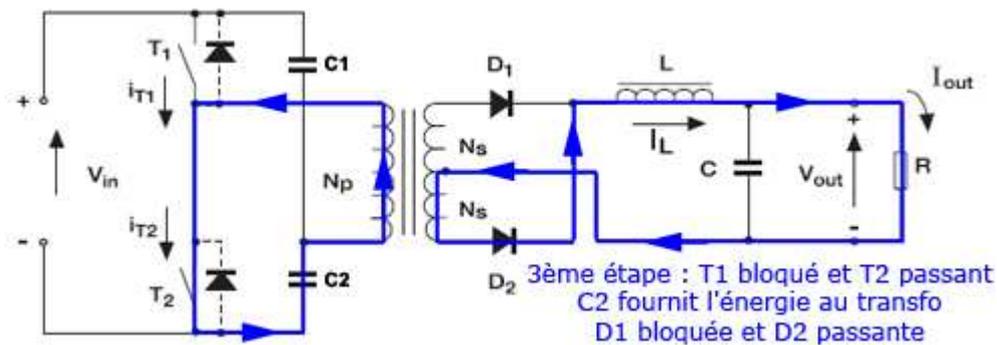
Le condensateur C1 est d'abord connecté au primaire, il libère alors une petite quantité d'énergie durant le temps où T1 reste passant. Cette énergie est transmise instantanément au secondaire par le flux magnétique qui se développe dans le transformateur et part directement vers la charge en passant par D1, puis L et le filtre de sortie. L'inductance L se charge en même temps d'une certaine quantité d'énergie magnétique et de même pour le condensateur qui se charge si besoin est. Il reste à boucler pour revenir par la masse vers le point milieu du secondaire. Cette étape n'aura duré que quelques microsecondes.

Suivant le graphe temporel du dessus, l'étape 2 est celle où T1 vient juste de se bloquer (T2 est aussi bloqué), on laisse alors passer un petit temps mort  $T_d$  avant de déclencher T2 :



Durant ce laps de temps  $T_d$ , la sortie est complètement isolée du réseau. C'est l'inductance L qui va être seule pour alimenter la charge en courant avec le peu d'énergie qu'elle a emmagasinée, en attendant qu'une impulsion revienne pour la recharger. Le condensateur en sortie s'occupe aussi de fournir de l'énergie à la charge en maintenant la tension à son niveau. Comme l'enroulement secondaire est isolé et non polarisé par le primaire, la diode D2

n'a plus de tension inverse à ses bornes, elle peut donc devenir passante. Le courant continue alors sa boucle et se divise en 2 pour passer dans les 2 diodes en même temps. On voit le décrochage résultant sur le graphe temporel avec un  $I_d/2$  pour les 2 diodes durant le temps  $T_d$ . Ce courant diminue doucement car l'inductance n'a pas beaucoup d'énergie à fournir. C'est maintenant au tour de T2 de rentrer en action en devenant passant, c'est l'étape 3 :



Cette fois, c'est C2 qui s'occupe de fournir l'énergie nécessaire à la charge en passant par D2, L et le filtre de sortie, puisque l'enroulement primaire a été emprunté dans le sens inverse. On recharge L et C en même temps qu'on alimente directement la charge. Cette façon d'alimenter le transformateur, une fois dans un sens et une fois dans l'autre, permet de se passer d'une étape obligatoire de démagnétisation du transformateur car, comme une inductance, il emmagasine une certaine énergie magnétique en son sein. Si elle n'est pas libérée, elle va s'accumuler jusqu'au phénomène de saturation qui entraîne très vite la destruction des transistors à cause du pic de courant qui se forme (le transformateur n'assure plus sa fonction).

Le cycle est presque terminé et il reste l'étape 4 à accomplir. Une fois que T2 se bloque, on se retrouve en fait exactement comme à l'étape 2 avec un nouveau temps mort  $T_d$  qu'il faut combler grâce à L en attendant de retourner à l'étape 1 et ainsi de suite.

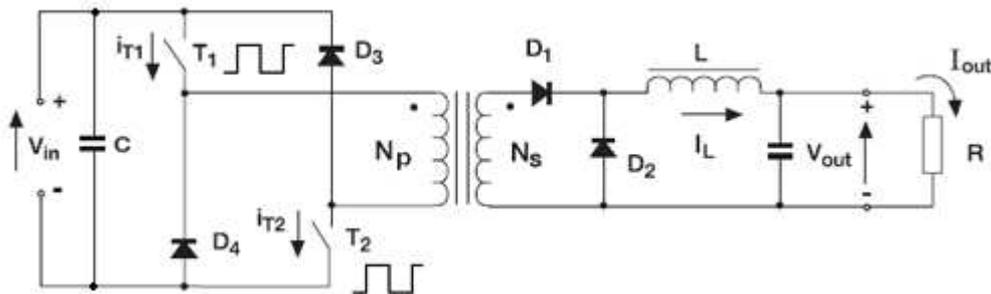
Au final, il y a peu d'interruption dans le cycle des impulsions du fait de la répartition entre les 2 transistors. On dit que c'est un convertisseur DC-DC symétrique et l'on peut alors utiliser un transformateur plus petit car on double la fréquence des impulsions sans trop forcer sur les transistors, contrairement à la topologie suivante. De plus, comme on ne perd pas de temps à devoir démagnétiser le transformateur, grâce aux 2 sens de parcours dans le primaire, on peut concevoir des alimentations de forte puissance avec seulement 2 transistors qui se partagent le travail.

La seule vraie limitation à respecter impérativement est de ne jamais avoir plus de 50 % de rapport cyclique ( $T_{on}/T > 0.5$ ) sur les transistors. Ça signifierait que T1 et T2 sont passants en même temps ( $T_d$  n'existe plus et serait même négatif si cela avait un sens), ce qui n'est ni

plus ni moins qu'un court-circuit direct sur la tension d'entrée et c'est alors la mort instantanée des transistors en général.

## Topologie en conduction directe

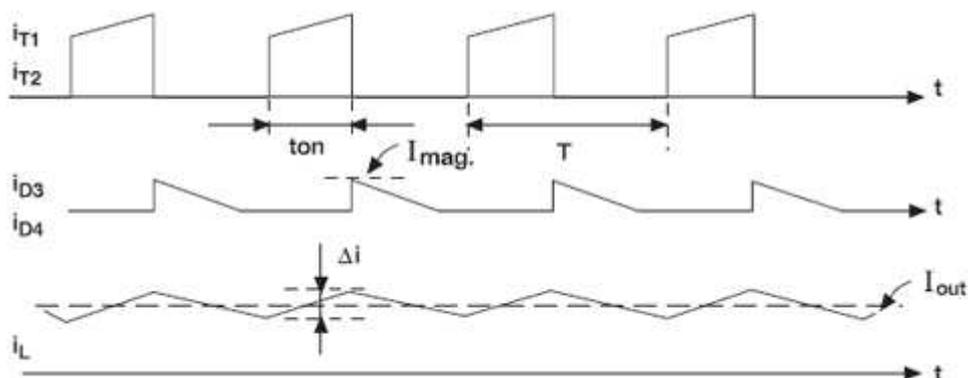
On peut citer les Seasonic S12 500-600 W ou l'Antec Phantom (non exhaustif) qui utilisent cette topologie à conduction directe, et même à conduction directe à 2 transistors (une version mono transistor existe). Il n'y a plus qu'un seul gros condensateur 400 V pour assurer le transfert énergétique. Voici son schéma électrique avec une seule tension représentée et un étage de filtrage simplifié :



Ici aussi on utilise 2 transistors de puissance, mais cette fois les 2 s'ouvrent et se ferment en même temps, il n'y a plus d'alternance. L'enroulement primaire du transformateur n'est plus alimenté que dans un seul sens également (du haut vers le bas ici) et il est alors nécessaire de prévoir une étape de démagnétisation entre chaque impulsion.

Pour imposer le sens de parcours lors de la libération de cette énergie résiduelle, quand les transistors sont bloqués, on utilise les 2 diodes D3 et D4. On ne gaspille évidemment pas cette énergie puisqu'on la renvoie dans le condensateur C (400 V et 200-500  $\mu$ F) qui se trouve en parallèle de la tension d'entrée  $V_{in}$ . On la réutilisera pour les cycles suivants car c'est le condensateur qui sert de réservoir énergétique pour nourrir le transformateur.

Le fonctionnement général s'opère en 2 phases principales cette fois. On commence par donner les évolutions temporelles des courants pour avoir les notations associées pour la description des étapes juste après :

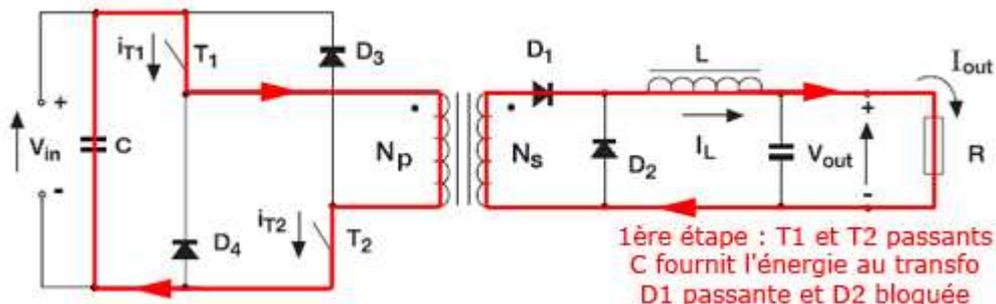


On retrouve le fait que T1 et T2 se ferment simultanément avec les courants synchrones  $i_{T1}$  et  $i_{T2}$ . Les diodes D3 et D4 voient passer un courant  $i_{mag}$  descendant au blocage des transistors. Ce courant  $i_{mag}$  résulte de la démagnétisation qui libère l'énergie contenue dans le coeur du transformateur. Il faut impérativement attendre que ce courant redevienne nul avant de recommencer à envoyer une impulsion sous peine de saturation. On laisse un petit temps mort supplémentaire quand il est à zéro pour vraiment être sûr du résultat.

Le primaire est maintenant soumis à une tension plus élevée, de l'ordre de 350-380 V, puisque le condensateur réservoir est directement rattaché à  $V_{in}$ . Ici aussi, l'énergie est transférée directement lors de l'impulsion, le transformateur fonctionne en transformateur, et non pas en inductances couplées comme une topologie flyback par exemple, d'où le terme "conduction directe". L'utilisation du transformateur est néanmoins moins bonne qu'avec un demi-pont car on l'utilise toujours dans le même sens (dans le même quadrant magnétique). La tension qui sortira du secondaire sera aussi sous forme de créneaux.

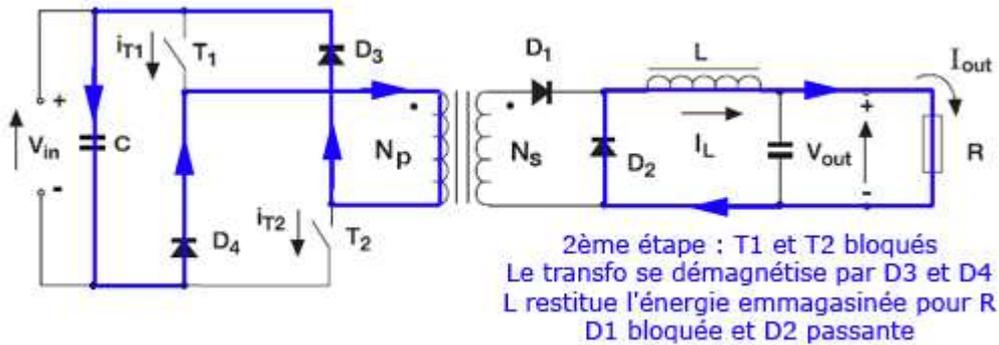
## Topologie en conduction directe (suite)

On commence avec la première étape et l'on suppose que le condensateur est déjà chargé au maximum. On ne s'occupe pas de son rechargement non plus, ça n'a pas d'intérêt :



Le condensateur C est connecté sur le primaire pendant le temps où T1 et T2 sont passants. On génère donc une impulsion au primaire, qui se retrouve sur le secondaire. Vu le sens de parcours dans le transformateur, la diode D1 est passante et D2 est bloquée à cause de la tension inverse à ses bornes. L'énergie de cette impulsion va alors directement vers la charge en passant par D1, puis L et le filtre. L'inductance L se charge en même temps d'une certaine quantité d'énergie sous forme magnétique et de même pour le condensateur qui se charge si besoin est. Il ne reste qu'à boucler pour revenir par la masse vers le secondaire.

On arrive juste à l'instant où T1 et T2 se bloquent, c'est l'étape 2. Dans cette étape, il y a en fait 2 sous-étapes qui se font simultanément de chaque côté du transformateur :



Du côté réseau à gauche, il est temps de démagnétiser le transformateur et c'est D3 et D4 qui donnent le sens de marche pour envoyer le courant résiduel vers le condensateur C. A droite, les circuits de sortie sont alors entièrement coupés du monde. C'est encore à l'inductance L d'assurer le transfert énergétique en redistribuant l'énergie qu'elle a emmagasiné au cycle précédent et au condensateur en sortie à maintenir la tension. La diode D1 se bloque alors et la diode D2, appelée "diode de roue libre", devient passante. Cette diode D2 n'est là que pour imposer le sens et refermer la boucle pour que l'énergie emmagasinée par L assure la continuité du transfert énergétique vers la charge, le temps qu'une nouvelle impulsion soit générée. L'étape de démagnétisation se termine un peu avant la sous-étape de droite pour être certain d'avoir démagnétisé intégralement. Il suffit alors de renvoyer une impulsion et le cycle se poursuit à l'étape 1 et ainsi de suite.

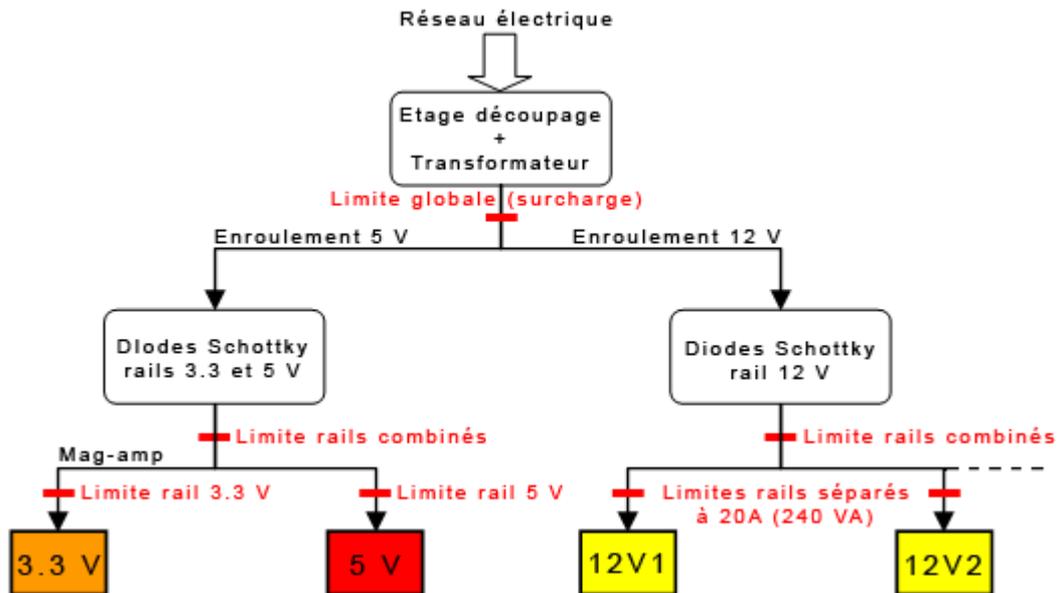
Ce choix a une limitation contraignante au niveau du temps de conduction  $T_{on}$  des transistors. Ils ne peuvent pas rester passants plus de 50 % du temps sur une période T (en fait un peu moins pour avoir une marge de sécurité) car il faut laisser le temps au transformateur de libérer son énergie résiduelle sinon c'est la saturation assurée. Il faut quasiment autant de temps pour le charger que pour le décharger intégralement. Cela limite la quantité d'énergie que les transistors peuvent délivrer en une impulsion car il y a beaucoup de temps mort par rapport au demi-pont. Tout cela limite la puissance que l'alimentation peut délivrer.

Pour être efficace, Seasonic découpe à haute fréquence (100 kHz au lieu des 64 kHz obtenus classiquement avec le demi-pont). On envoie moins d'énergie à chaque impulsion, mais on envoie beaucoup plus par unité de temps. Seasonic affirme que cette topologie est un peu plus efficace que celle en demi-pont, c'est vrai en général, mais il y a tellement de facteurs extérieurs qui interviennent qu'il est délicat de dire laquelle est réellement mieux suivant les conditions. La nature des composants utilisés, la fréquence de découpage, le temps d'utilisation des transistors, le choix du transformateur figurent parmi les variables à prendre en compte pour tenir de tels propos. Le gain en rendement sur le convertisseur DC-DC seul n'excède pas quelques % de toute façon, mais c'est toujours ça de gagné.

# Point de vue global sur l'alimentation, modifs à éviter

Point de vue global sur l'alimentation

De manière schématique, on représente finalement le cheminement de la puissance à travers l'alimentation avec les différentes sécurités associées pour prévenir de tout incident potentiel :



On retrouve l'explication des limites combinées car le 3.3 V est créé à partir du 5 V en modifiant sa valeur moyenne à la volée avant le filtrage. De même pour le 12 V, tous les rails ne sont issus que d'un seul enroulement dans le transformateur, on les sépare ensuite pour gérer les sécurités indépendamment.

A noter que toutes les alimentations ne disposent pas de toutes ces sécurités. Le bas de gamme en propose évidemment le minimum car il faut tout une circuiterie spécifique pour les gérer. Il y en a plusieurs avec les sous-tensions, les surtensions, les surintensités, les surchauffes, les courts-circuits, la marche à vide, etc. Plus on en a, mieux c'est, mais plus ça coûte cher...

### Modifications à éviter

Le dernier point qu'on puisse aborder par rapport aux topologies concerne les personnes qui modifient la position des transistors et des diodes pour les déporter sur un waterblock ou un radiateur externe à l'aide de longs fils. Ce n'est pas une bonne idée pour plusieurs raisons.

La première, c'est qu'en ajoutant des fils et des soudures, on modifie la résistance et la capacitance des liaisons, ce qui modifie le comportement électrique lors des commutations notamment. Il peut y avoir des surprises à court terme car ça peut induire des retards, des

surtensions à cause de l'auto-induction et des phénomènes de résonance. Les transistors risquent de vieillir plus vite et de lâcher tout simplement (ce que certains ont déjà eu en faisant ce genre de manipulations). Les marges de sécurité sur le choix des **composants** sont parfois assez limitées sur certaines alimentations et les déporter ne fait qu'aggraver la situation. De plus, les courants qui passent dans les diodes sont élevés, ce qui va aussi provoquer des pertes dans les fils et ceux-ci risquent de chauffer plus que de raison si le diamètre n'est pas suffisamment grand. La régulation peut être gênée par l'agrandissement du circuit et la stabilité des tensions peut en subir les conséquences.

Les aspects rayonnement et compatibilité électromagnétique sont aussi à prendre en compte. Tous ces fils vont agir comme des antennes et augmenter le niveau des parasites radiofréquences à cause du découpage. Un PCB bien pensé tente de limiter au maximum ce genre de choses en adoptant certaines géométries particulières et en raccourcissant au maximum les liaisons. Le fait de mettre des fils réduit à néant tout ce qui a été pensé pour limiter ces phénomènes. Des interférences sur les contrôleurs sont toujours possibles au sein même de l'alimentation car certains possèdent des blindages quand le fabricant a le souci du détail.



Le pire vient sûrement des personnes qui sortent carrément les éléments à l'extérieur car le blindage du châssis ne sert alors plus à rien et le danger d'avoir des tensions élevées pouvant entraîner la mort, et accessibles à n'importe qui, est bien réel ! Votre voisin peut très bien être pénalisé sur la réception de sa TV ou de sa radio, auquel cas il peut porter plainte s'il veut car ce genre de choses est réglementé. Vous êtes juridiquement responsable de votre bidouillage car vous n'avez pas le droit de perturber l'environnement de cette sorte sachant que le spectre fréquentiel couvert est large.

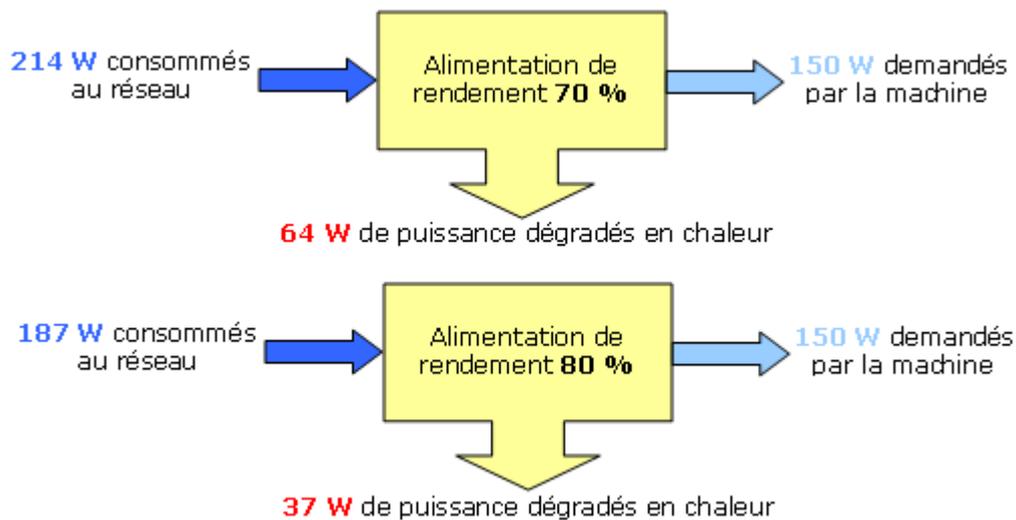
## Rendement électrique

### Définition

Le rendement électrique d'une alimentation est défini par le rapport entre la puissance entrante (côté alternatif) et la puissance fournie à la machine (côté continu). Un rendement de 100 % signifierait que tout ce qu'on tire de la prise de courant est intégralement converti en puissance utile pour la machine. Malheureusement rien n'est parfait, les **composants** ne sont pas idéaux et ils ont tendance à chauffer sous le passage d'un courant car leur résistance électrique n'est jamais nulle. Tout engendre des pertes électriques ou magnétiques à des niveaux plus ou moins élevés. Parmi les plus conséquentes, il y a les pertes des transistors (découpage et PFC), des diodes Schottky, du transformateur, etc.

Une partie de ce qui est absorbé sur le réseau est donc dégradé directement en chaleur au sein de l'alimentation. Il faut éviter les alimentations à faible rendement pour 2 raisons principales. D'une part, il faudra bien évacuer cette chaleur inutile ce qui impose une bonne ventilation et donc potentiellement du bruit, et d'autre part, vous payez bien évidemment

cette puissance perdue. Voici un exemple typique entre 2 alimentations de rendement différent :



On comprend aisément que plus la conversion AC/DC sera efficace, moins on pourra ventiler pour la maintenir au frais afin de travailler dans le silence. Vous serez probablement attiré par les alimentations pas trop chères ayant un rendement inférieur (qualité des composants et complexité de l'alimentation), mais sur le moyen terme vous serez peut être perdants. Vous aurez probablement consommé plus et donc payé plus par rapport à une alimentation plus efficace qui aurait coûté un peu plus cher à l'achat, mais dont l'amortissement financier aurait été meilleur sur une période de 1 an par exemple.

On peut difficilement faire des prévisions car tout dépend de l'utilisation du PC, s'il est allumé 24/24 ou seulement quelques heures par jour... Dans le premier cas, il vaut mieux opter pour une alimentation à haut rendement alors qu'on pourra se contenter d'une alimentation "normale" dans le deuxième si on a un budget limité. Néanmoins, si tout le monde utilisait des alimentations à haut rendement, les économies d'énergie à l'échelle globale serait très élevées !

Dans une alimentation bien conçue, les pertes sont réparties à peu près à 50/50 entre la partie avant le transformateur avec les transistors de découpage et la partie basse tension après le transformateur avec les diodes Schottky. Ces pertes évoluent suivant la puissance demandée en sortie. Les pertes par conduction des transistors sont directement dépendantes de la charge (plus de courant = plus de pertes), alors que leurs pertes de commutation sont indépendantes car elles existent toujours que l'on demande ou non de la puissance. De même pour les étages de sortie, les pertes sont très dépendantes de la charge.

Pourquoi le rendement baisse-t-il alors à faible charge ? Bien que les pertes diminuent fortement quand on réduit la charge, certaines ne varient pas beaucoup et représentent alors une bonne partie de la puissance totale. Par exemple, les pertes par commutation restent

identiques qu'on soit à faible charge ou à pleine charge car la fréquence de découpage ne varie pas. Donc forcément si on diminue la charge, le pourcentage d'efficacité diminue car elles prennent plus d'importance malgré le fait qu'elles n'aient pas changées et que le reste a diminué. Néanmoins, il est aussi vrai que certains éléments sont effectivement moins efficaces quand ils tournent au "ralenti". Vu la charge variable qu'impose un PC, il est impossible de tout optimiser sur une si large plage de puissance sans sortir la grosse artillerie, il y a des compromis à faire.

La norme ATX 2.2 exige que le rendement minimum soit d'au moins 72 % pour une charge typique et de 70 % pour une pleine charge. Les recommandations demandent plutôt un rendement de 80 % pour une charge typique et de 75 % pour une pleine charge. Certains militent d'ailleurs pour que ce rendement soit encore plus élevé (>80 %) comme l'équipe de [80Plus.org](http://80Plus.org) (Ecos consulting) car on en est tout à fait capables. Néanmoins, ça demande plus de travail de recherche pour utiliser des designs [électroniques](#) un peu différents des montages actuels et de meilleurs composants (plus chers).



Il faut bien voir que même si un fabricant annonce un rendement de 85 %, celui-ci ne sera atteint qu'en demandant déjà une bonne puissance (cas de pleine charge). Pour une machine classique en Idle qui demande environ 70-100 W généralement, le rendement sera moindre (70-75 %). Il faut une certaine charge pour que l'alimentation atteigne son efficacité maximale.

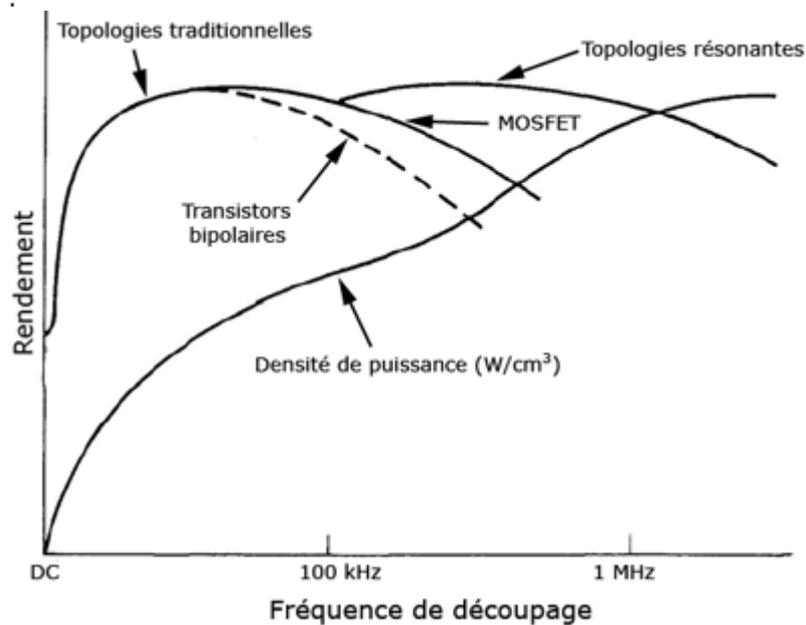
## Rendement électrique : améliorations possibles

On peut évidemment choisir des [composants](#) ayant de meilleures caractéristiques telle qu'une plus faible résistance série pour les transistors (en vérifiant que la capacitance n'augmente pas trop), des diodes avec de très faibles tensions de seuil, des condensateurs spéciaux à très basse résistance équivalente, mais leur coût est évidemment proportionnel à leur qualité. La géométrie des transformateurs et des inducteurs peut aussi être optimisée pour limiter les pertes magnétiques diverses, mais c'est un domaine complexe et les prix s'envolent vite.

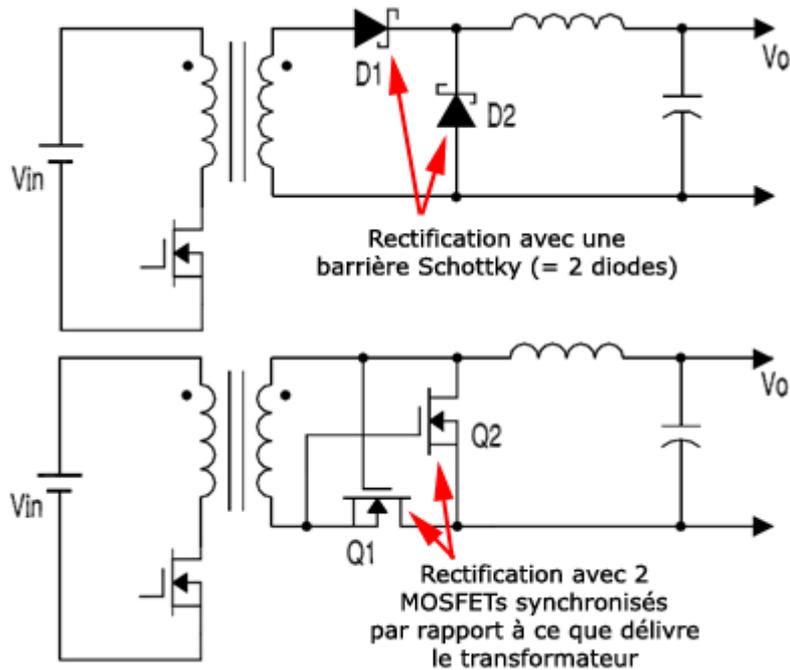
Un autre moyen est d'adapter les topologies existantes en remplaçant certains composants passifs par un [système](#) actif qui imitera leur comportement sans en avoir les inconvénients. Certaines topologies résonantes ciblent et s'attaquent à un problème bien particulier et sont de ce fait très efficaces. Malheureusement, si l'on veut optimiser chaque source de pertes, la complexité de l'alimentation croît exponentiellement :

Caractéristiques	Alimentations linéaires	Alimentations à découpage MLI	Alimentations à topologie résonante/quasi-résonante
Coût de fabrication	Faible	Moyen	Elevé
Complexité	Faible	Moyen	Elevé
Masse & Taille	Elevé	Moyen	Faible
Parasites électriques	Faible	Elevé	Moyen
Rendement	25-50 %	65-85 %	75-95 %

Ci-dessous, on peut représenter les différences d'efficacité entre les topologies classiques (soit à transistors bipolaires ou MOSFET plus récents) et les nouvelles topologies résonantes qui permettent d'aller plus loin dans la fréquence de découpage afin de réduire l'encombrement. En plus, en augmentant cette vitesse de découpage, on augmente l'aspect dynamique de l'alimentation à des sollicitations rapides sur les lignes, ce qui est bénéfique pour la stabilité :



A ce niveau, on peut citer l'une des autres avancées qui existent déjà dans certaines alimentations industrielles avec une technique appelée "redressement synchrone". Le but de cette manipulation est de remplacer toutes les diodes Schottky juste après le transformateur. Elles sont l'une des sources majeures de pertes à cause de la chute de tension ( $\sim 0.5\text{ V}$ ) qu'elles occasionnent lors du passage d'un courant. On les remplace alors par 2 transistors pilotés de manière à reproduire leur comportement (passante ou bloquée), mais en éliminant une grosse partie des pertes :



Au final, c'est bien plus efficace car les pertes dues aux transistors sont beaucoup plus faibles grâce à leur résistance de passage très faible (quelques milliohms). Le problème c'est qu'il faut une circuiterie supplémentaire pour les gérer, en sachant qu'il y en a 6 à caser dans l'alimentation avec 2 par tension (12, 5 et 3.3 V). Il ne faut pas oublier les pertes par commutation, mais avec un excellent circuit de pilotage, on peut s'arranger pour anticiper l'arrivée des impulsions et fermer le MOSFET juste avant qu'elle ne le traverse pour éviter d'avoir tension et courant à ses bornes en même temps, et donc limiter ses pertes. Ca devient du haut niveau et la complexité s'en ressent. Ce dispositif est plus coûteux et nettement plus complexe à synchroniser, mais parions que dès qu'un fabricant d'alimentations ATX l'utilisera, les autres devraient rapidement s'y mettre. Le gain en rendement peut se situer entre 3 et 7 % suivant la puissance désirée, c'est considérable.

Pour donner un exemple chiffré, on suppose un courant délivré de 20 A sur le 12 V. Les pertes occasionnées par des diodes Schottky traditionnelles se chiffrent à  $\sim 17$  W. Si on améliore leur tension de seuil de 0.2 V en prenant la meilleure qualité possible, les pertes passent à  $\sim 13$  W, le gain est faible pour un prix plus élevé. Et si on utilise la rectification synchrone avec 2 MOSFETs de résistance série égale à 10 mOhms, les pertes chutent à  $\sim 4$  W !

On peut utiliser des MOSFET quasiment partout pour optimiser un tas de choses différentes. La seule limite est la complexité et le coût de l'ensemble. Certaines approches les utilisent même dans la régulation du 3.3 V avec un deuxième système à découpage pour le réguler à partir du 5 V. Nos alimentations font la même chose, mais avec un simple amplificateur magnétique (mag-amp) qui servira d'interrupteur magnétique à retard.

Pour améliorer le rendement à faible charge, l'une des pistes pour l'optimiser est de diminuer la fréquence de découpage à la volée pour réduire les pertes de commutation. Au lieu d'avoir des impulsions très brèves à une fréquence donnée, suivies d'un long temps d'inactivité, on fait l'inverse en gardant une largeur d'impulsion constante à une fréquence plus faible. Certains contrôleurs spéciaux permettent ce genre de manipulation, mais ça ne nous concerne pas encore. En combinant les 2 modes suivant un seuil prédéfini, l'alimentation devient alors "intelligente" et son rendement s'améliore à faible puissance. On pourrait comparer ça à la technologie Speedstep de certains [processeurs](#) qui ralentissent quand on ne fait rien pour économiser l'énergie, ici ça serait pour limiter les pertes et consommer moins aussi.

Les améliorations sont innombrables, mais encore faut-il vouloir les faire. Cela ne semble pas être le cas, faute de compétences peut être (hormis chez les entreprises spécialisées)...

## **Rendement électrique : remise en cause et évolution**

Chaque pourcent de rendement gagné au dessus de 85-90 % se paye de toute façon au prix fort et plus on veut le faire grimper, plus le coût explose. Le plus haut rendement pour une [alimentation](#) qu'on pourra espérer atteindre sera de l'ordre de 95 % car il subsistera toujours des pertes incompressibles. A 95 %, on pourra largement se passer de ventilation et avoir le silence sans avoir une chaudière en guise d'alimentation.

Si l'on raisonne à l'envers, il faudrait forcer les fabricants à améliorer drastiquement les techniques de fabrication des puces pour consommer beaucoup moins car c'est un peu la course à la puissance sans trop s'embêter du reste (jusqu'à ce que les problèmes apparaissent). Ça nécessiterait des alimentations moins puissantes, donc moins de pertes par voie de conséquence, moins de coût de fonctionnement, etc. et tout le monde serait content.

On peut aussi envisager un changement radical dans la façon de procéder. Si les grands fabricants faisaient plus d'efforts et se mettaient d'accord (Intel notamment qui est à l'origine de beaucoup de normes), on pourrait n'utiliser que des alimentations sortant du 12 V ou plus. Ça serait nettement plus compact, performant, efficace, facile à gérer et aussi moins cher à produire ! Cela nécessiterait de repenser quelques petites choses sur le 3.3 V et le 5 V (de moins en moins utilisés) en incluant des petits étages de conversion directement sur les cartes qui utilisent encore ces tensions. C'est ce que font les [cartes graphiques](#) ou la carte mère en convertissant le 12 V en tension plus faible pour alimenter un GPU, un CPU, un chipset, de la RAM, etc. Vu le peu de puissance que des cartes PCI ou autres périphériques demandent, ça ne poserait pas vraiment de souci sauf celui de la compatibilité car c'est une remise en cause assez globale. Le 12 V représente 70 à 90 % de la demande totale d'une machine récente en charge...

Il faut bien voir que l'implémentation des alimentations est assez vieillissante. Depuis les alimentations AT, rien n'a vraiment été fait pour changer et simplifier massivement les

choses. On se contente juste de gonfler toutes les puissances aussi efficacement que possible. La norme évolue quand même et l'on assiste à l'élimination progressive de tensions désormais obsolètes telle que le -5 V (même si certains fabricants de [carte mère](#), pas très futés, l'emploient encore pour embêter le monde !). Le -12 V devrait suivre le chemin car on peut s'en passer.

A suivre...

## Fonctionnement d'une alimentation (2ème partie)

Sommaire

- 1 – **Correction du facteur de puissance**
- 2 – Correction du facteur de puissance - Ce que la norme impose
- 3 – Définition du facteur de puissance
- 4 – Définition du facteur de puissance - suite
- 5 – Origine du problème nécessitant une correction
- 6 – Correction passive du facteur de puissance
- 7 – Correction active du facteur de puissance
- 8 – Répartition des besoins en puissance
- 9 – Répartition des besoins en puissance - Quelques pts de repère
- 10 – Régulation des tensions
- 11 – Régulation couplée 5/12V
- 12 – Régulation indépendante
- 13 – Régulation indépendante (suite)
- 14 – Qualité des tensions
- 15 – Rails multiples de 12V
- 16 – Rails multiples de 12V - Portée de la norme, vue fabricant
- 17 – Comment séparer les lignes 12V ?
- 18 – Rails multiples de 12V - Limitations induites par cette norme

- 19 – Influence de la température
- 20 – Influence de la température - Raisons de la perte de capacité
- 21 – Conclusions

NB : Ce dossier représente la deuxième et dernière partie de notre introduction à un comparatif d'alimentations, intitulée "Fonctionnement d'une alimentation". Vous pourrez retrouver la première partie [ici](#). Aujourd'hui, nous nous penchons sur la correction du facteur de puissance, la régulation des tensions et enfin l'influence de la température.

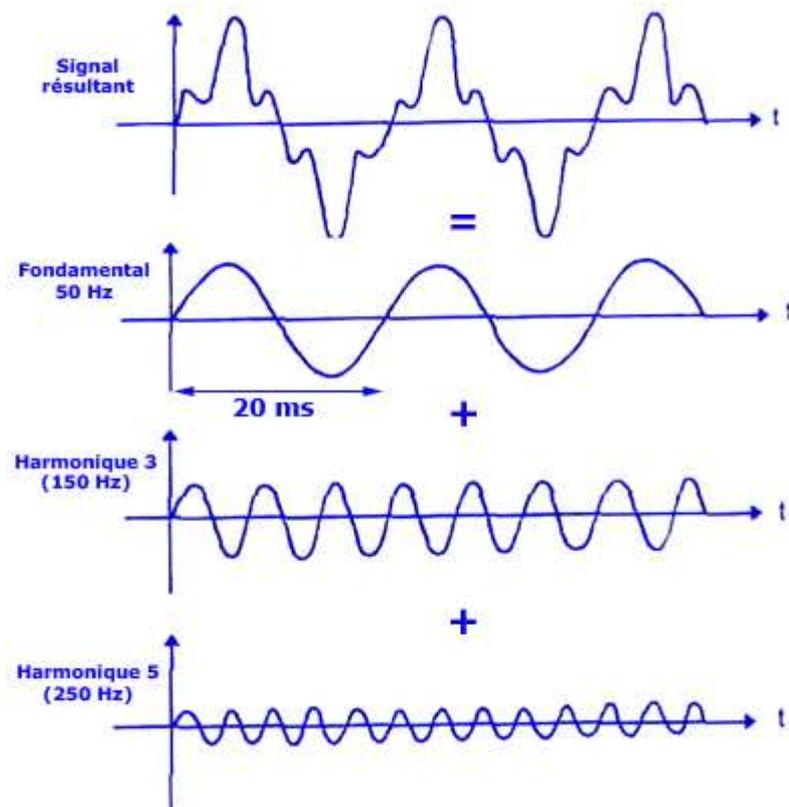
Préambule à la compréhension

Avant d'aller plus loin dans les explications, il faut définir ce que sont les harmoniques car l'un des intérêts d'un PFC (Power Factor Correction) repose là dessus.

Vous n'êtes pas sans savoir que la tension et le courant qui circulent sur un réseau idéal sont alternatifs à une fréquence de 50 Hz. Leur allure est une sinusoïde parfaite de période  $1/50 = 0.02 \text{ s} = 20 \text{ ms}$ . On dit que ces signaux (idéaux) sont issus d'une seule fréquence fondamentale, aussi appelée harmonique de rang 1, égale à 50 Hz. Aucune autre fréquence n'est présente dans le signal, il est pur.

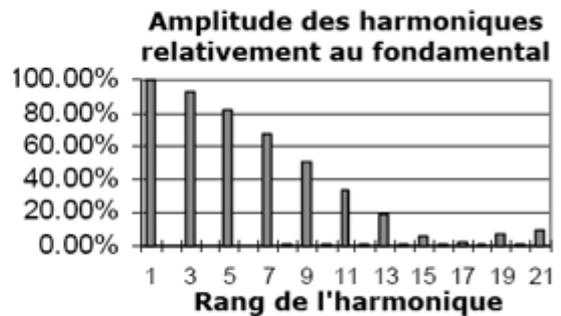
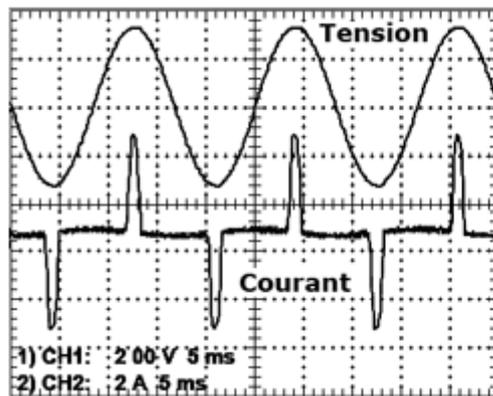
Malheureusement, les signaux ne sont jamais des sinusoïdes parfaites en réalité. Ils vont alors contenir d'autres fréquences en plus du 50 Hz et c'est ce qu'on appelle les fréquences harmoniques. Elles sont des multiples entiers du 50 Hz ici. Par exemple, l'harmonique de rang 2 a une fréquence de  $2*50=100 \text{ Hz}$ , celle de rang 3 de 150 Hz et ainsi de suite... Les multiples non entiers sont aussi possibles dans le cas d'inter harmoniques (phénomènes aléatoires sur la puissance absorbée) mais on n'en parlera pas. A cause du redressement et de la charge symétrique (demi-alternances de courant égales et opposées), on n'aura à faire qu'à des harmoniques de rang impair (3, 5, 7...).

Un signal réel n'est jamais parfait et il est plus ou moins déformé car les [appareils](#) électriques engendrent des charges non linéaires (elles déforment le courant). Ce signal peut être décomposé en une somme de plusieurs signaux sinusoïdaux superposés ayant chacun leur fréquence (décomposition de Fourier). Le principe de base est illustré sur le schéma suivant :



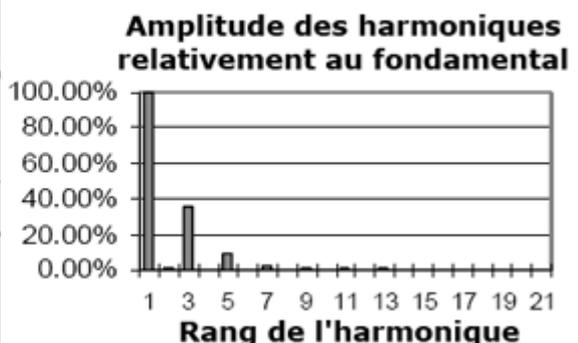
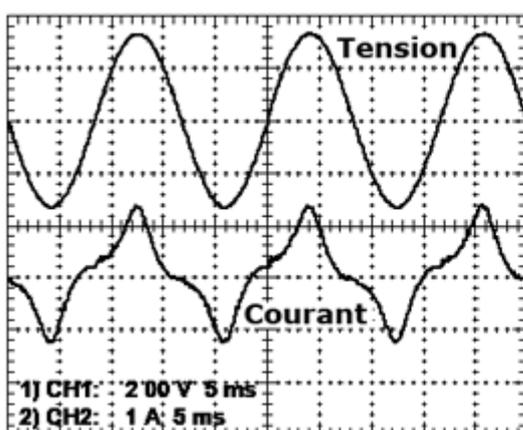
N'importe quel signal périodique peut être décomposé de la sorte. Ces signaux de fréquence unique sont appelés les harmoniques, et plus globalement les courants harmoniques si l'on s'occupe du courant. Ce sont eux que l'on souhaite éviter à tout prix car ils ne participent pas à l'alimentation de la charge et engendrent pas mal d'inconvénients. Ils surchargent le réseau en faisant transiter des courants inutiles qui provoquent un échauffement accru des câbles d'alimentation (perte joules). Ils peuvent aussi faire vieillir plus vite les éléments branchés sur le réseau en engendrant des phénomènes de résonance et des échauffements (transformateurs, machines tournantes). Ca peut perturber les organes de sécurité tels que les fusibles car le courant appelé est plus grand que celui réellement nécessaire. La capacité du réseau diminue alors plus ou moins suivant l'ampleur des harmoniques générées.

Ci-dessous, voici l'exemple pris d'une alimentation qui ne dispose d'aucun PFC. On s'intéresse uniquement à l'allure du courant tiré du réseau :



Le courant est très déformé (on expliquera pourquoi ensuite) et, de ce fait, il contient beaucoup d'harmoniques. La décomposition spectrale de l'allure du courant permet de connaître l'amplitude des courants harmoniques par rapport au courant issu du fondamental (celui qui nous intéresse). C'est ce que le graphe de droite montre avec des harmoniques d'amplitude très élevées. Le fondamental (rang 1) est à 100 % puisque c'est la référence et l'on voit que l'harmonique de rang 3 (notée H3) représente 90 % du fondamental. C'est à dire que si le fondamental fait transiter un courant maximum de 2 A, la H3 fait  $2 \times 0.9 = 1.8$  A. Vous superposez le tout et vous obtenez un courant de crête très élevé par rapport à ce qu'il faudrait si le courant était purement sinusoïdal.

Ci-dessous, c'est la même chose mais avec un PFC passif qui rectifie déjà bien l'allure du courant et lui permet de contenir moins d'harmoniques. Sa forme est beaucoup plus proche d'une sinusoïde et c'est beaucoup mieux pour le réseau, le niveau des harmoniques a déjà bien diminué (H3 à 35 %) :



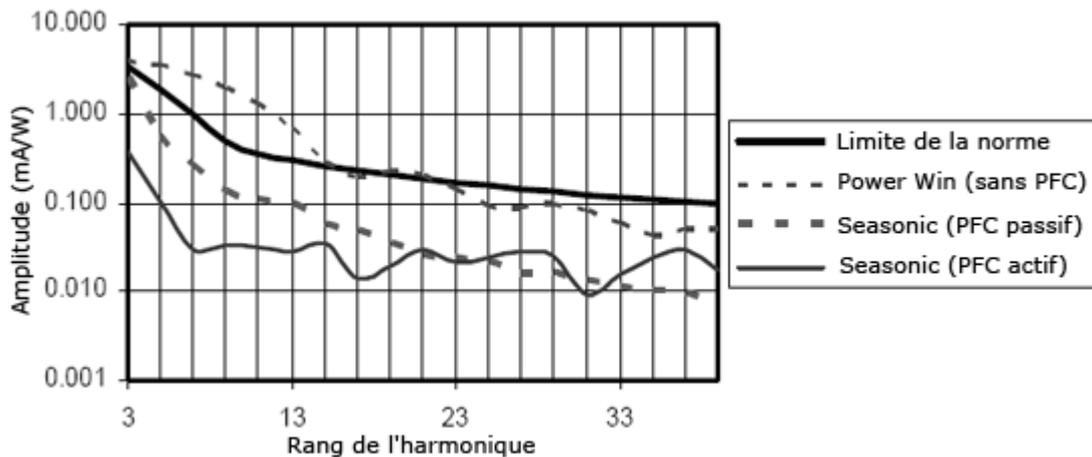
Tout l'art d'un bon module PFC sera principalement d'éliminer ces déformations sur le courant absorbé pour éviter l'apparition de courants harmoniques néfastes au réseau. Il aura aussi pour rôle de mettre le courant et la tension bien en phase (qu'ils montent et descendent en même temps en passant par 0 en même temps). Autrement dit, un

PFC fera en sorte que le réseau voit l'alimentation comme une résistance pure (le seul élément électrique qui ne déforme rien ni ne déphase le courant) et non pas comme une charge non linéaire.

## Correction du facteur de puissance - Ce que la norme impose

Depuis 2001, les standards européens et japonais notamment (IEC1000-3-2) imposent que tous les nouveaux [appareils](#) consommant plus de 75 W doivent comporter une correction du facteur de puissance pour respecter l'environnement. Ces standards imposent des limites sur le niveau des courants harmoniques engendrés par un système électrique à son entrée, et plus particulièrement pour des appareils de classe D (< 600 W) dont les ordinateurs font partie. Ces règles sont très strictes et les seuils à ne pas dépasser sont définis jusqu'à l'harmonique de rang 39, c'est à dire assez loin dans la décomposition des signaux.

Pour satisfaire la norme, il suffit d'être sous les seuils autorisés pour chaque harmonique. Voici par exemple 3 alimentations de 250 W qui ont été comparées à ce niveau d'exigence :



Sans PFC, quasiment tous les courants harmoniques des rangs 3 à 23 dépassent le seuil, elle n'est pas conforme à la norme et ne pourra pas être vendue en Europe. Pour le PFC passif, l'harmonique 3 est juste sur le seuil demandé, mais ça la respecte quand même donc pas de souci. Pour le PFC actif, il n'y a aucun problème non plus car tout est très atténué. On remarque que même avec un PFC actif, le signal contient encore des harmoniques qui déforment le courant car la correction n'est pas parfaite. Cependant, le taux de distorsion est si faible que l'allure du courant est relativement proche de la perfection et le facteur de puissance sera proche de 1 (0.99).

Un PFC est donc utilisé comme un [système](#) de compensation dans des applications où la tension et le courant tirés du réseau sont déphasés et/ou déformés.

## Définition du facteur de puissance

Pour alléger les notations, on notera FP pour Facteur de Puissance. Le FP est un terme qui décrit les caractéristiques des signaux en entrée d'un appareil électrique utilisant du courant alternatif. Il faut savoir qu'en alternatif, tous les calculs et raisonnements sont plus compliqués qu'en continu car il y a une multitude de facteurs et de nouvelles puissances qui apparaissent.

Globalement, le FP est défini par le rapport entre la puissance active P (en watts) et la puissance apparente S (en voltampères). Il varie entre 0 et 1 et n'a pas d'unité :

$$FP = \frac{\text{Puissance active}}{\text{Puissance apparente}}$$

La puissance active P est la puissance utile : c'est celle qui produit un travail utile suivant la fonction de l'appareil électrique. Elle se calcule en faisant  $U \cdot I \cdot \cos(\phi)$  en régime sinusoïdal, U étant la tension, I étant le courant (tous les 2 en valeurs efficaces) et phi est le déphasage entre tension et courant. C'est celle que l'on consomme réellement, ce qu'un wattmètre mesure en watts et c'est ce qu'on paye en tant que particulier grâce au compteur de la maison.

La puissance apparente S est celle qui est appelée par l'appareil sur le réseau. Elle se calcule en faisant  $U \cdot I$  en valeurs efficaces et s'exprime en Voltampères (VA), attention ce ne sont pas des watts ! Comme son nom le laisse supposer, elle n'est qu'apparente car c'est ce que semble consommer l'appareil vu de l'extérieur. Or, une partie de celle-ci sera non productrice de travail si le PF ne vaut pas 1. Dans ce cas, il y a apparition de ce que l'on appelle la puissance réactive Q à laquelle s'ajoutera une puissance déformante D dans le cas de signaux déformés non sinusoïdaux (à cause des harmoniques encore une fois).

Cette puissance réactive Q n'est en moyenne pas consommée par le [système](#) et elle s'exprime en Voltampères réactifs (VAR). Elle se calcule en faisant  $U \cdot I \cdot \sin(\phi)$  en régime sinusoïdal. Elle sert à magnétiser des bobinages par exemple. Elle fait transiter un courant supplémentaire bien réel dont il faut tenir compte dans le dimensionnement des installations électriques. Il en va de même pour la puissance déformante.

Toutes ces puissances sont finalement reliées par cette égalité :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

Un système peut très bien appeler 10 A sur le réseau, alors qu'il n'en utilisera réellement que 8 pour produire un travail utile. Le reste sera renvoyé au réseau car le courant est réel et c'est ce qui surcharge ce réseau (+ pertes accrues dans les câbles). C'est pour cela qu'on

n'utilise pas la simple formule  $P=U \cdot I$  en alternatif car la puissance n'est pas forcément consommée. La formule est fautive et surévalue la consommation réelle dans des [systèmes](#) à courant alternatif. Ces systèmes ne sont plus simplement résistifs, mais également capacitifs (condensateur) ou inductifs (bobinage), donc complexes au final. Un appareil qui absorbe une puissance apparente de 500 VA ne consommera que 250 W si son PF vaut 0.5, et non pas 500 W.

Par exemple, le fournisseur d'électricité (EDF) impose à ses clients d'avoir un facteur de puissance minimum car s'il est trop faible, le courant appelé est bien plus grand que nécessaire et on diminue la capacité de ses installations électriques. En effet, ses transformateurs sont définis pour une puissance apparente en VA, pas pour une puissance active en watts ! Si on génère beaucoup de puissance réactive, on diminue la capacité des transformateurs à fournir une puissance active (utile). S'ils autorisaient les petits facteurs de puissance, EDF devrait surdimensionner tout son réseau, ce qui est bien sûr hors de question pour des raisons évidentes de coût. Sans parler que les pertes augmenteraient aussi, et elles sont déjà assez élevées comme ça...



## Définition du facteur de puissance - suite

Pour un particulier, avoir un facteur de puissance proche de 1, ou non, ne changera pas sa facture puisqu'il ne paye pas la puissance réactive. Néanmoins, si EDF a besoin de renforcer son réseau, c'est votre argent qui va servir à cela indirectement car le coût de l'électricité aura sûrement grimpé... Avec un grand FP, on utilise mieux le réseau et on fait plaisir en même temps à EDF en consommant mieux, pas moins.

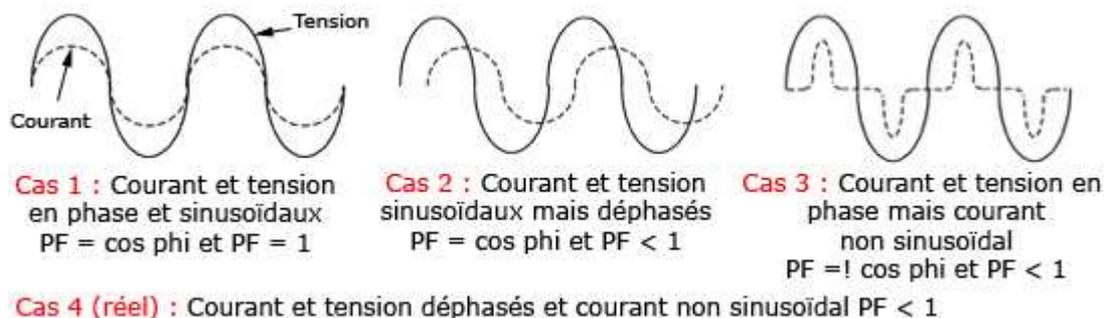
C'est pour ça aussi que les industriels par exemple, qui utilisent des machines avec de gros moteurs développant beaucoup de puissance réactive, sont obligés de relever leur facteur de puissance global. Ils peuvent le faire grâce à des batteries de condensateurs montés sur l'arrivée du courant pour tenter de neutraliser le déphasage généré par les machines de production. Il y a des pénalités pour ceux qui tirent trop de puissance réactive car les courants deviennent élevés et le réseau s'en trouve surchargé. Ils sont d'ailleurs facturés sur les 2 puissances à la fois (active et réactive) vu les puissances en [jeu](#), contrairement aux particuliers.

Prenons un autre exemple qui fera assez bien comprendre le phénomène. Si vous disposez d'un onduleur, vous aurez remarqué qu'il est aussi défini pour tenir une certaine puissance apparente en VA. On oublie l'écran pour l'exemple et l'on suppose, lors d'une coupure de courant, que vous tenez 10 min avec l'ordinateur allumé (150 W) qui comporte une alimentation avec un FP égal à 1 (PFC actif). Maintenant, vous changez juste l'alimentation pour en mettre une d'exactly même rendement, mais avec un FP égal à 0.6 (sans PFC). Cette configuration vous permettra de tenir seulement ~6 minutes alors que [votre ordinateur](#) consomme exactement la même puissance utile qu'avant. A cause des harmoniques et du

déphasage, il y a eu apparition de puissance réactive et déformante à cause du petit FP, donc un courant plus élevé est tiré de l'onduleur, ce qui décharge plus vite la batterie pour rien...

Ce que l'on souhaite avec un PFC, c'est donc d'annihiler la puissance réactive  $Q$  générée par le déphasage et la puissance déformante  $D$  générée par les harmoniques afin d'avoir puissance apparente = puissance active. On limite alors le transport du courant au strict minimum et on maximise l'efficacité du transport d'énergie.

Il faut faire attention car il y a souvent confusion entre ce que l'on appelle le  $\cos \phi$  et le facteur de puissance, ça n'est pas la même chose. Le seul cas très exceptionnel où  $FP = \cos \phi$ , c'est quand la tension et le courant tirés du réseau sont purement sinusoïdaux, autrement dit jamais (il y a toujours déformation, même minimale). Voici les différences avec les 4 cas possibles :



cas 1 : c'est celui vers lequel on veut tendre avec un PFC. C'est celui qu'on obtient si l'on branche une résistance pure sur le réseau, elle n'engendre aucune déformation ni déphasage (avance ou retard du courant sur la tension).

cas 2 : c'est celui obtenu quand la charge est purement inductive, elle ne déforme pas le courant, mais elle le retarde de  $90^\circ$ . Dans le cas d'une charge purement capacitive, le courant sera aussi non déformé, mais en avance sur la tension cette fois de  $90^\circ$ .

cas 3 : c'est un cas rare où le courant est très déformé, mais il reste en phase avec la tension. On a donc  $\cos \phi = 1$  car les 2 fondamentaux sont en phase, mais  $FP$  est inférieur à 1 à cause de la déformation du courant.

cas 4 : c'est le mélange des cas 2 et 3 (non représenté). Le courant est à la fois déformé et déphasé, dans un sens ou dans l'autre, par rapport à la tension. C'est ce qu'on obtient avec une alimentation sans PFC et plus globalement avec un **système** réel (non linéaire).

Le  $\cos \phi$ , aussi appelé facteur de déplacement, représente le décalage ( $-90^\circ < \phi < 90^\circ$ ) entre le courant et la tension lorsque les 2 sont purement sinusoïdaux. Le  $\cos \phi$  ne se base que sur les fréquences fondamentales et ignore les harmoniques, il est donc peu intéressant vu que l'on ne travaille jamais avec des signaux parfaits. Pour être plus global, il faut alors parler de facteur de puissance. Ce  $FP$  englobe à la fois le déphasage et un facteur de

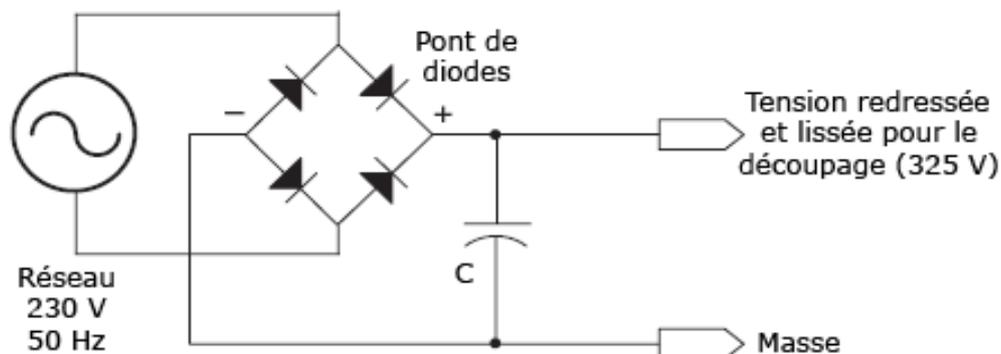
distorsion supplémentaire créé par les harmoniques. Il est donc un peu plus rigoureux car il marche pour tous les types de signaux. On peut le définir de la manière suivante :

$$FP = K_d \times K_\theta$$

$K_d$  est le facteur de distorsion, il varie entre 0 et 1. Il se calcule avec le taux de distorsion harmonique global (THD) qui définit globalement la déformation d'un signal sinusoïdal.  $K_\theta$  est le facteur de déphasage entre le fondamental du courant et la tension et il varie aussi entre 0 et 1. Le but est de maximiser les 2 à la fois pour tendre vers  $PF = 1$ . Comme les harmoniques sont directement rattachées au facteur de puissance, la norme a imposé des limites à respecter sur leurs niveaux.

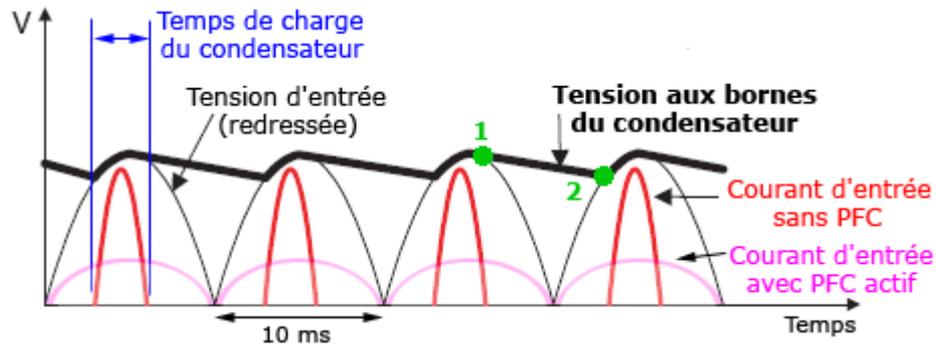
## Origine du problème nécessitant une correction

Dans une **alimentation**, la première étape consiste à redresser la tension alternative du réseau en une source continue destinée à alimenter l'étage de découpage. Cette source continue n'est pas constante et doit donc être lissée grâce à un ou deux gros condensateurs pour alimenter au mieux et ne pas stresser les transistors. Pour expliquer l'origine du problème posé, on prend l'exemple d'une alimentation à un seul condensateur réservoir  $C$  et sans PFC évidemment :



Comme on l'a vu précédemment, le condensateur  $C$  fournit l'énergie nécessaire au découpage, donc la tension à ses bornes va décroître au fur et à mesure qu'il libère l'énergie emmagasinée. Comme la fréquence du réseau (50 Hz) est très petite devant celle du découpage (32-100 kHz), il faut un condensateur suffisamment gros pour assurer l'approvisionnement en énergie d'un grand nombre de cycles de découpage en attendant que la tension sinusoïdale du réseau ne remonte suffisamment haut pour le recharger.

À 100 kHz, on a 100000 impulsions par seconde à générer, or la tension redressée mettra 10 ms à revenir à un niveau identique pour recharger le condensateur. Celui-ci doit donc fournir l'énergie pour environ 1000 impulsions en complète autonomie (en fait c'est un peu moins car lors du rechargement on pourra tirer du réseau directement). Voici ce qu'il se passe une fois connecté au réseau :



Chargé initialement à 325 V, le condensateur se décharge lentement dans l'étage de découpage à partir du moment où la tension d'entrée commence à diminuer (point n°1). Quand la tension redressée remonte à l'alternance suivante, il aura peut être perdu 20 V juste avant de se recharger (point n°2). Entre ces 2 points, le condensateur est autonome et c'est à lui seul de fournir l'énergie à l'étage de découpage. Il doit donc être bien dimensionné pour pouvoir tenir la pleine charge pendant qu'il est coupé du réseau et pendant un certain temps (supérieur à 10 ms). Avant ce point n°2, la tension d'entrée n'est pas supérieure à celle aux bornes du condensateur, il ne se passe rien, mais dès qu'elle la dépasse, le condensateur se charge à très grande vitesse. Puisqu'il n'est jamais entièrement déchargé, la tension doit grimper très haut (quasiment au maximum) pour commencer son rechargement. Celui-ci dure alors très peu de temps, la tension du réseau redescend très vite et le cycle recommence.

Ces cycles de charge très brefs provoquent des appels de courants brutaux sous forme de pics (en rouge). Ces pics représentent l'allure du courant tiré du réseau. Il n'est plus du tout sinusoïdal, ni même en phase avec la tension. Cette déformation devra donc être corrigée par un module PFC pour retrouver un courant d'allure sinusoïdale et en phase (en rose).

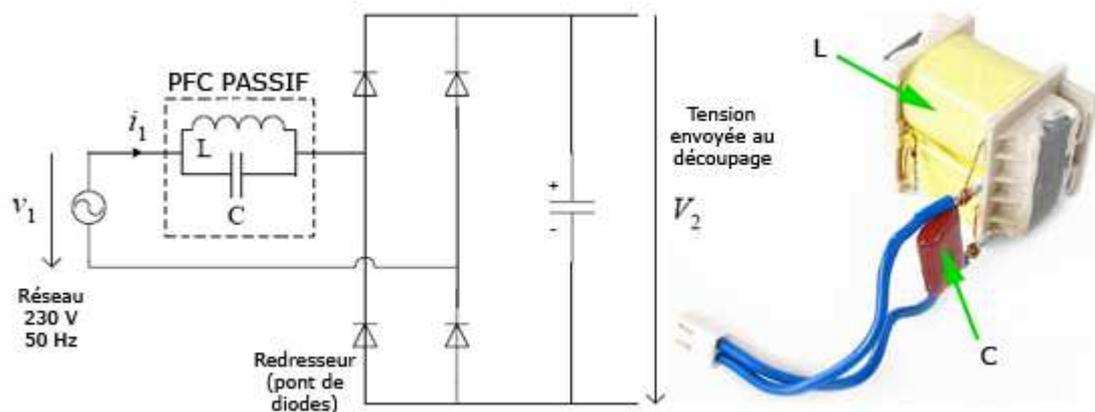
Ces appels brutaux de courant génèrent de la pollution électrique avec l'apparition des courants harmoniques. Ça engendre aussi des interférences électromagnétiques car les variations et les transitions des signaux sont extrêmement rapides. Par rapport à une solution avec PFC actif, ça provoque un peu plus de pertes sur les éléments situés avant le condensateur car le courant est élevé lors des pics, or on sait que les pertes évoluent en  $I^2$ . Et enfin, ça stresse le réseau car on appelle un courant élevé, ce qui implique de surdimensionner les installations électriques. Ça pose surtout des problèmes dans le cas où on a plein d'ordinateurs sans PFC dans un bureau par exemple. A chaque alternance, le pic de courant total sera très grand puisqu'il se fait en même temps sur toutes les machines. Si l'on disposait de PFC actifs sur toutes ces machines, la demande de courant serait plus faible et bien plus étalée dans le temps.

On distinguera 2 techniques pour corriger l'allure du courant issu du réseau : la correction passive et active. On prendra 2 exemples qu'on étudiera brièvement avec le module passif d'une LC Power 550 W et le module actif d'une Tagan U01 420 W.

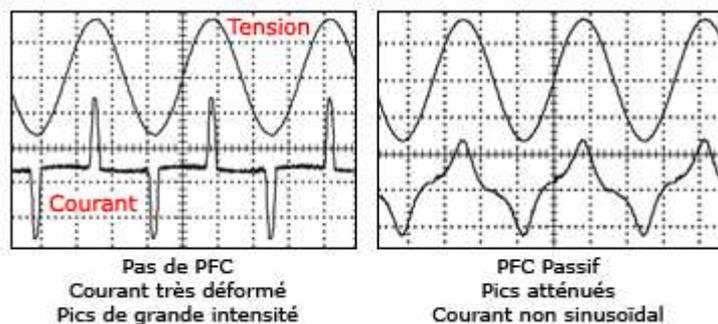
## Correction passive du facteur de puissance

C'est la [solution](#) la plus simple et la moins chère d'entre toutes, mais également la moins performante. Comme son nom l'indique, elle utilise des éléments purement passifs pour tenter d'améliorer l'allure du courant. Et quoi de mieux qu'une bonne vieille inductance (simple bobine ici) encore une fois pour agir sur ce courant ! A noter qu'il existe de nombreuses variantes entièrement passives, on n'en étudie qu'une très courante ici. Avec la LC Power, on a un condensateur en parallèle de la bobine pour en faire un filtre passe-bande (dit "résonant parallèle") et améliorer encore un peu plus la forme du courant par rapport à une simple bobine. Cet assemblage est normalement calculé pour atténuer la 3ème harmonique entre autre, la plus intense après le fondamental.

Le module se place juste à l'entrée de la manière suivante :



Cette bobine va générer une contre-réaction à la variation brutale du courant lors des cycles de charge du condensateur. Le courant induit dans la bobine, à cause du champ magnétique créé lors du passage du courant issu du réseau, va s'opposer à la variation du courant qui lui a donné naissance, autrement dit le courant tiré du réseau. En atténuant la déformation créée par les harmoniques, et notamment celle de rang 3, ça a pour conséquence de lisser son allure et de le remettre un peu en phase avec la tension. On atténue la raideur des fronts de montée du courant grâce à l'inductance en stockant un peu d'énergie puis en la redistribuant. On peut espérer obtenir un facteur de puissance entre 0.6 et 0.8 suivant la charge :



Un PFC passif a comme avantage d'être très simple, très fiable puisque c'est juste un fil enroulé autour d'un noyau métallique, robuste, insensible aux pointes de courants ou au bruit électrique, peu dissipatif et ça ne génère pas d'interférences électromagnétiques (ça joue même un peu le rôle de filtre).

De l'autre côté, il a quand même de sérieux inconvénients. C'est un système encombrant et lourd car la bobine doit avoir une certaine valeur d'inductance sous une fréquence de 50 Hz. Le comportement dynamique n'est pas génial car son efficacité dépend de la charge. En règle générale, le facteur de puissance s'effondre au fur et à mesure qu'on demande de la puissance car ça introduit de plus en plus de déphasage sur le courant, malgré la réduction d'intensité des harmoniques. Il se peut aussi qu'à partir d'une certaine charge, la bobine du PFC passif se mette à grésiller à cause des efforts électrodynamiques entre les fils qui se renforcent car ils sont mal noyés dans le vernis. Contrairement au transformateur qui travaille à une haute fréquence qu'on ne peut pas entendre, la bobine PFC travaille avec du 50 Hz, et plus globalement entre 0 et 1 kHz avec les harmoniques, donc directement dans le domaine des fréquences audibles par l'homme. La LC Power montrera d'ailleurs un très fort grésillement quand on commence à lui demander de la puissance (prochain [dossier](#)).

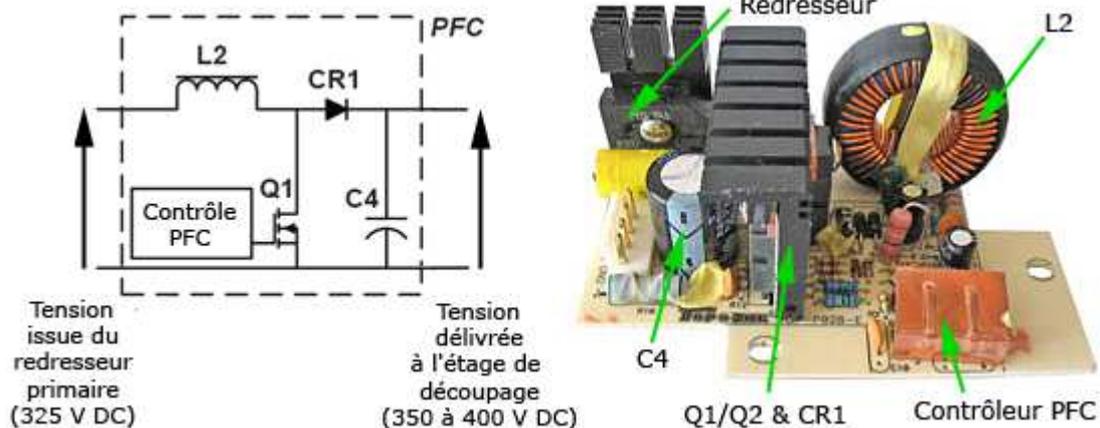
Néanmoins, un PFC passif c'est mieux que rien, mais ça ne vaudra jamais un module actif qui se charge des corrections d'une manière beaucoup plus pointue. Les normes en vigueur se basent sur l'intensité des différentes harmoniques, ça n'impose pas d'avoir une allure parfaite pour le courant. Il faut principalement un déphasage minimum et tant pis si le taux de distorsion est un peu élevé, du moment que les courants harmoniques soient suffisamment atténués. Evidemment, si on corrige tout, c'est encore mieux et c'est ce que va faire un module actif.

## **Correction active du facteur de puissance**

Un PFC actif est un petit module intercalé à l'entrée de l'alimentation et géré par un contrôleur intégré qui analyse et corrige en temps réel l'allure du courant par rapport à la tension. Il en déduit les erreurs de forme par comparaison avec la sinusoïde redressée de la tension et il les corrige en contrôlant le flot d'énergie grâce à un découpage haute fréquence et un [stockage](#) d'énergie dans une inductance. Son rôle est d'obtenir un courant non déphasé et le plus sinusoïdal possible en entrée de l'alimentation.

Il est capable de s'adapter à quasiment n'importe quelle situation en entrée car c'est lui qui gère l'énergie envoyée vers l'étage de découpage. On peut par exemple se passer du switch 115/230 V présent sur certaines alimentations sans PFC ou à PFC passif car c'est utilisable partout dans le monde (95-260 V). On pourrait dire qu'il y a quasiment découplage entre le réseau et l'[alimentation](#).

Là aussi, il existe d'innombrables manières de concevoir un PFC actif avec des topologies dites buck, boost, buck-boost (ordre 2) et jusqu'à des modèles complexes d'ordre 4. La topologie boost (montage élévateur) est la plus répandue pour nos alimentations. On la retrouve dans les Tagan par exemple et celle que l'on va étudier. Voici le module PFC démonté d'une Tagan et son schéma de principe :

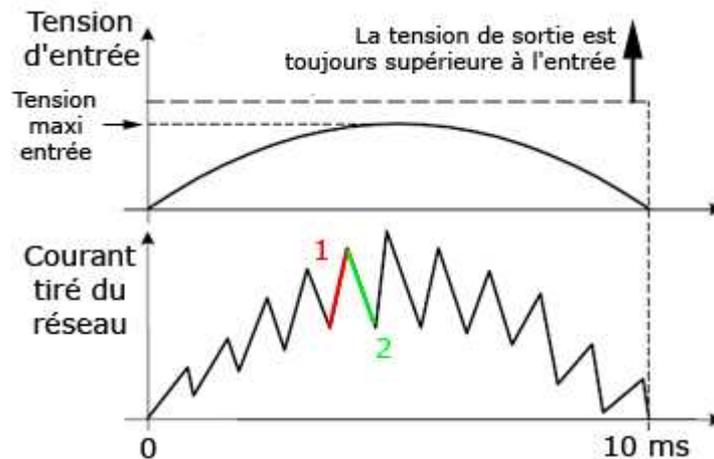


Ce module est simplement composé d'une inductance L2, d'un MOSFET qui sert d'interrupteur piloté Q1 (le module présenté en utilise 2 en parallèle), d'une diode rapide CR1, d'un condensateur C4 et d'un contrôleur PFC intégré (sous la feuille de cuivre) avec sa circuiterie.

Le MOSFET travaille à haute fréquence pour limiter la taille des composants et faire des corrections de forme extrêmement précises. On utilisera encore une fois les propriétés des inductances sur la continuité obligatoire des courants en leur sein. Au moment où l'on interrompt le courant qui la traverse, on obtient aussi une tension à ses bornes qui devient très élevée (le fameux  $U=L \cdot di/dt$ ) et qui vient s'additionner à la tension d'entrée.

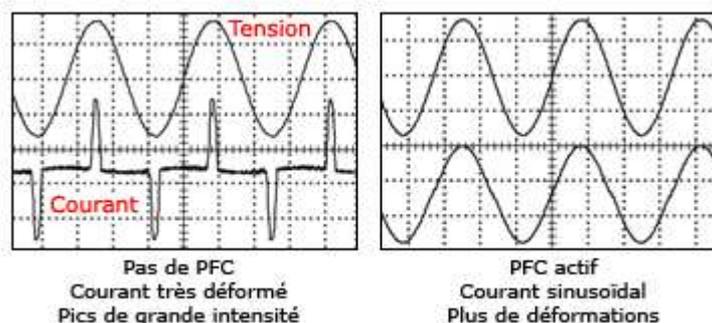
Au final avec ce montage, on va pouvoir générer des tensions plus élevées en sortie très facilement (d'où le terme "boost") par rapport à l'entrée. Ça permet de travailler plus efficacement avec l'étage de découpage entre 350-400 V DC (mesuré à 352 V aux bornes du condensateur sur une Tagan U01) tout en ayant moins de pertes par conduction car le courant qui circule est plus faible. Le condensateur en sortie du PFC se chargera grâce à l'inductance quand Q1 sera bloqué et il fournira l'énergie nécessaire pour maintenir le niveau de tension par rapport à la charge quand Q1 sera passant pour charger L2.

En contrôlant le chargement de l'inductance et le relâchement de l'énergie emmagasinée dans cette inductance, on va modifier l'allure du courant tiré sur le réseau. On va imposer son allure suivant l'état du transistor Q1, qui définit le comportement de l'inductance L2. Le contrôleur régule aussi la tension en sortie du PFC en même temps (suivant la charge). Si l'on exagère très fortement l'allure de ce courant, voici à quoi il ressemble sur une période de 10 ms :



Le courant est en forme de dent de scie, elle même portée par une sinusoïde bien calée (en phase) par rapport à la tension. Quand le transistor Q1 devient passant, la diode CR1 se bloque et la tension aux bornes de L2 fait croître linéairement un courant qui la charge en énergie magnétique ; on est alors sur une phase montante (n°1 en rouge). Quand Q1 se bloque, l'énergie emmagasinée dans l'inductance fait naître un courant qui va se diriger vers la charge et le condensateur pour le charger, en traversant la diode CR1 devenue passante ; on est alors sur la phase descendante (n°2 en vert).

En jouant sur le temps de conduction-blocage du transistor, on fera varier la quantité d'énergie stockée dans l'inductance. Il suffit maintenant d'imaginer des dents de scie infiniment plus petites (ouverture-fermeture rapides de Q1) et l'on comprend aisément que l'allure du courant tiré du réseau tend vers une sinusoïde parfaite avec une valeur crête à crête bien plus faible qu'une alimentation sans PFC. On a étalé la demande de courant dans le temps et le facteur de puissance peut maintenant aller de 0.8 à 0.999 suivant la charge demandée :



Finalement, ce PFC actif agit comme si l'alimentation était une résistance pure vue de l'extérieur, c'est à dire que le courant est en phase avec la tension et il est sinusoïdal sans déformations. L'efficacité du transport énergétique est alors maximale. On ne fait pas circuler de courants inutiles et on ne pollue pas le réseau avec un tas d'harmoniques. C'est beaucoup

plus efficace qu'un PFC passif. De plus, le facteur de puissance ne s'effondre pas quand on augmente la charge, et au contraire il ne fait que se rapprocher de 1 s'il est bien conçu.

Les avantages d'un PFC actif sont nombreux. Sa mise en place évite la surcharge des installations électriques et permet de faire des économies d'électricité pour ceux qui doivent payer la puissance réactive (entreprises notamment). Il améliore le fonctionnement de l'alimentation lors des microcoupures ou des petites variations de tension sur le réseau car le contrôleur PFC analyse tout (courant et tension), fait office de tampon et stocke de l'énergie dans son condensateur de sortie. Le temps de maintien (hold-up time) est généralement un peu meilleur. Il délivre une tension continue et bien régulée à sa sortie pour alimenter l'étage de découpage, sans stress excessif.

Néanmoins, il possède aussi quelques inconvénients. Comme son nom l'indique, c'est un module actif donc il occasionne des pertes (MOSFET et diode notamment). Un module PFC actif seul a un rendement électrique d'environ 94 %, alors qu'un PFC passif est à environ 97 %. L'ajout d'un module actif tend donc à réduire le rendement d'une alimentation de 1 à 5 % suivant la charge qu'on lui demande. On peut le remarquer avec les alimentations sans PFC, destinées au marché US, qui ont toujours un meilleur rendement que les modèles européens dans des conditions identiques. Néanmoins, un PFC actif permet d'avoir un convertisseur DC-DC un peu plus efficace grâce à la tension élevée donc ça compense un peu les pertes qu'il produit, mais en partie seulement. Un PFC n'a rien à voir avec le rendement et il ne l'améliore pas ! En augmentant le nombre de composants, on augmente aussi statistiquement le nombre de pannes. On augmente enfin le coût et la complexité, même si les contrôleurs sont de plus en plus souples à utiliser. Du fait du découpage, il génère des parasites (harmoniques) et il est alors nécessaire de bien dimensionner les filtres en ligne à l'entrée pour éviter de les renvoyer sur le réseau.

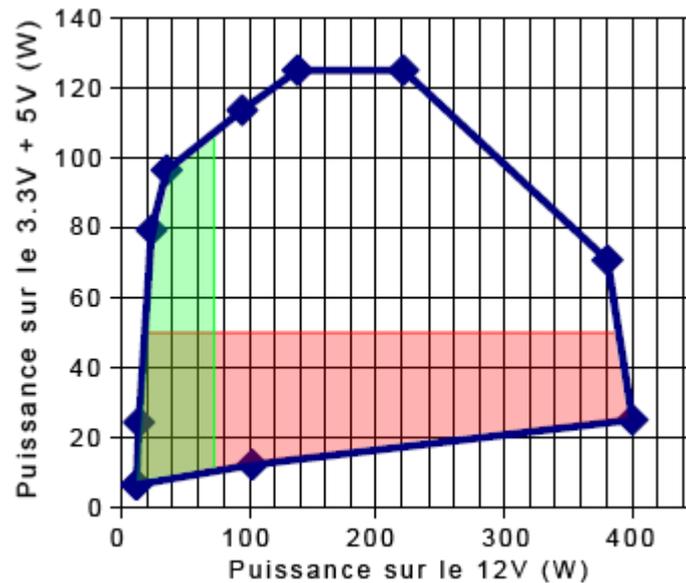
## Répartition des besoins en puissance

Orientations actuelles

Ces besoins ont bien évolué au cours de ces 4 dernières années. Il y a eu 2 visions différentes de ces besoins vis-à-vis des 2 fabricants de [processeurs Intel](#) et AMD. Intel a anticipé en imposant directement le 12 V comme référence aux fabricants de cartes mères pour amener la puissance nécessaire au processeur par l'intermédiaire du connecteur ATX12V. AMD a été plus laxiste et certains fabricants se sont contentés du 5 V pour alimenter les processeurs jusqu'à la série des Athlons XP.

Ils ont dû virer de bord à l'arrivée de la nouvelle génération de [processeurs](#) et utiliser le 12 V comme tout le monde car une tension plus élevée signifie moins de courant à faire transiter dans les fils pour une même puissance. Pour une demande de 100 W, en 5 V il faut amener 20 A de l'alimentation, alors qu'en 12 V on se contente de 8.3 A. C'est beaucoup plus simple avec une tension élevée car les forts courants sont toujours source de problèmes et de pertes (chutes de tension et échauffement).

Ces besoins sont maintenus à jour par Intel dans la norme [ATX12V \(V2.2\)](#) et la norme [EPS12V \(V2.91\)](#) plutôt destinée aux [serveurs](#). On peut visualiser les 2 situations différentes sur un graphe générique de répartition des charges d'une alimentation 450 W :



La partie verte est la zone où l'on se trouve quand on emploie le 5 V pour alimenter le processeur. Ce 5 V est alors la tension prédominante et il faut un rail capable de fournir beaucoup de courant, le 12 V étant peu utilisé. Aujourd'hui, c'est l'inverse car le 12 V est la tension la plus critique et on se trouve donc dans la zone rouge. Si l'on mesure les besoins sur une configuration actuelle en charge, on se rend compte que le courant sur le 12 V représente 70 à 90 % des besoins globaux de la machine ! On comprend maintenant pourquoi la norme ATX se renforce nettement vis-à-vis de cette tension.

On se rend compte aussi que la puissance annoncée d'une alimentation peut sembler élevée au premier coup d'oeil, mais compte tenu de la dissymétrie énorme des courants demandés sur chaque ligne pour une configuration récente, la partie 3.3 V + 5 V ne servira quasiment pas car on demande généralement moins de 50 W combinés (suivant la configuration). Si votre alimentation permet 200 W maximum pour le couple 3.3 V et 5 V, c'est donc près de 150 W qui ne serviront jamais car seul le rail 12 V aura vraiment de l'importance. Une alimentation est faite pour faire face à toutes les situations, même celles qui ne sont plus tout à fait d'actualité.

## Répartition des besoins en puissance - Quelques pts de repère

Voici quelques unes de mes mesures sur divers matériels dans les pires conditions d'utilisation possibles. Ca donnera une idée précise des consommations réelles qu'on peut espérer :

<b>Consommations électriques réelles</b>	<b>Courant sur 12V (A)</b>	<b>Courant sur 5V (A)</b>	<b>Puissance (W)</b>
Intel Pentium 3.4C 3400@1.41 V - Idle *	1,21	-	<b>14,5</b>
Intel Pentium 3.4C 3400@1.41 V - Full S&M *	7,25	-	<b>87</b>
Intel Pentium 3.4C 3400@1.74 V - Idle *	2,91	-	<b>35</b>
Intel Pentium 3.4C 3400@1.74 V - Full S&M *	13,42	-	<b>161</b>
Gigabyte 6800GT 400/1100 1.33 V - Idle **	0,74	2,01	<b>19</b>
Gigabyte 6800GT 400/1100 1.33 V - Full **	3,61	5,41	<b>67</b>
Dur Hitachi 80 Go 2 Mo - Idle	0,27	0,26	<b>5</b>
Dur Hitachi 80 Go 2 Mo - random access	0,65	0,98	<b>13</b>
Lecteur DVD Asus 8x40x - Idle	0,01	0,46	<b>2,5</b>
Lecteur DVD Asus 8x40x - copie vers un dur	0,57	0,58	<b>10</b>
* Puissance tirée du connecteur ATX12V		** Puissance tirée par la Molex	

Pour avoir une idée plus globale, on utilise une machine (non overclockée et déjà respectable) avec un P4 3.4C, un Geforce 6800GT, 2 disques durs, un graveur, un lecteur de DVD, une [carte son](#) SBLive! 5.1, une carte WIFI, 2 ventilateurs 120 mm, 1.5 Go de DDR et une Tagan 420 W. A la prise, elle consomme 115 W en Idle, 204 W en Full CPU (S&M) et 246 W avec le CPU et le GPU travaillant à fond. Ces valeurs à pleine charge sont supérieures à ce qu'on consomme en temps normal sous un jeu par exemple car ça charge bien moins la machine que des logiciels fait uniquement pour consommer un maximum. En situation réelle, on ne dépasse pas quasiment pas les 200 W réels environ avec cette machine.

On assiste depuis quelques temps à l'augmentation massive des puissances avec des alimentations de 850 à 1000 W maximum disponibles. Ces effets d'annonce et cette débauche de puissance engendre chez beaucoup de personnes le sentiment qu'en ayant une alimentation de 850 W pour alimenter leur machine qui en tire à peine 200 W à pleine charge permettra d'avoir de la stabilité. Manque de bol, stabilité et puissance disponible sont 2 choses différentes ! Sans compter que surdimensionner son alimentation à outrance n'engendre pas forcément que des bonnes choses, en plus de la payer une petite fortune.

Pour une grande majorité de personnes, sans configuration exotique ou méchamment overclockée, une bonne alimentation définie pour 350-400 W et bien équilibrée au niveau des rails est très largement suffisante pour subvenir aux besoins de la machine.

Il faut faire attention à certaines marques bas de gamme qui n'hésitent pas à mentir sur les capacités réelles de l'alimentation en annonçant des chiffres mirobolants alors que l'alimentation coûte une misère. Maintenir une grosse puissance de manière efficace et stable se paye ! Il ne faut pas être naïf quand on voit des alimentations 500 W pour 20-30 €, il y a une anguille sous roche à coup sûr. En général, il suffit d'ouvrir l'alimentation pour s'apercevoir que les [composants](#) sont sous-dimensionnés pour tenir les spécifications du constructeur...

Comme on en a parlé dans la partie rendement, on pourrait très bien envisager de ne plus avoir que du 12 V en sortie d'alimentation pour simplifier fortement sa conception et son câblage (fini l'énorme connecteur ATX24 inutile). Dans le domaine des [serveurs](#), on a ce

genre de choses avec des alimentations qui ne donnent que du 12 V (75 A pour le 12 V par ex.) et les tensions nécessaires (3.3, 5 V ou autre) sont directement créées à part à partir de ce 12 V s'il y en a besoin à l'aide de petits étages de conversion comme celui du processeur sur une carte mère.

La tendance actuelle est de déporter les circuits d'alimentation directement sur les cartes en convertissant le 12 V. Ca permet de mieux faire face aux états transitoires et aux demandes en courant très brutales d'un CPU ou d'un GPU qui peuvent passer à pleine charge en 1 cycle, les vitesses de montées en courant étant alors phénoménales (40-70 A/ $\mu$ s au niveau de la sortie d'un étage d'alimentation processeur). La conception de ces étages, à découpage très haute fréquence et capacité réservoir dédiée, est bien plus apte à encaisser ce genre de variations qu'une alimentation classique.

## Régulation des tensions

Aspect général

La régulation est l'un des critères de stabilité pour avoir un bon fonctionnement de la machine. C'est l'action de maintenir les tensions dans une plage définie pour n'importe quelle puissance demandée par la machine, qui est par définition une charge très variable. La régulation est nécessaire car la demande de puissance sur une ligne provoque irrémédiablement une chute de tension sur celle-ci et il faut alors la compenser pour garder un niveau correct.

Le cas idéal serait d'avoir autant de circuits dédiés (transistors, transformateur, etc.) que de tensions à délivrer pour garantir une régulation sans faille quelle que soit la charge, mais c'est infaisable pour cause de place et de coût. La norme ATX permet donc une tolérance de 5 % sur le maintien des tensions principales pour assouplir les choix de fabrication et faire face à n'importe quelle situation. Ca ne pose aucun souci car les [composants](#) sur une carte mère ou autre ont également leur tolérance de fonctionnement, parfois plus élevée que ce que demande la norme ATX :

Output	Range	Min.	Nom.	Max.	Unit
+12V1DC <sup>(1)</sup>	±5%	+11.40	+12.00	+12.60	Volts
+12V2DC <sup>(3)</sup>	±5%	+11.40	+12.00	+12.60	Volts
+5VDC	±5%	+4.75	+5.00	+5.25	Volts
+3.3VDC <sup>(2)</sup>	±5%	+3.14	+3.30	+3.47	Volts
-12VDC	±10%	-10.80	-12.00	-13.20	Volts
+5VSB	±5%	+4.75	+5.00	+5.25	Volts

<sup>(1)</sup> At +12 VDC peak loading, regulation at the +12 VDC output can go to ± 10%.

<sup>(2)</sup> Voltage tolerance is required at main connector and S-ATA connector (if used).

<sup>(3)</sup> Minimum voltage during peak is greater than 11.0 VDC

La norme est là pour cadrer les fabricants et assurer une certaine qualité. Ca ne signifie en aucune manière que sortir des plages définies entraînera obligatoirement des plantages ou des bizarreries. Certains changent simplement leur alimentation parce que leur 12 V se trouve à 11.8 V alors qu'il n'y a jamais eu un quelconque problème, c'est complètement absurde. Les légendes urbaines ont la vie dure et certains sites renforcent tout ceci à coup de conclusions grotesques lors de leurs tests... Se fier uniquement aux tensions mesurées au voltmètre pour qualifier la qualité d'une alimentation est une hérésie.

Booster ses tensions en croyant que ça améliorera forcément celle du CPU en est aussi une car le VRM (Voltage Regulator Module) qui s'occupe de son alimentation est justement là pour maintenir le Vcore dans une très faible tolérance quelle que soit la tension en entrée et la charge. Sa tolérance de fonctionnement est d'ailleurs généralement bien plus élevée que la norme ATX car il est sensé pouvoir tourner avec 10 V (tests personnels à 10,6 V avec un 3.4C o/c à pleine charge avec une perte volontaire sur la ligne) et même jusqu'à 9 V suivant le contrôleur qui s'occupe de piloter les phases. Le problème c'est qu'à 10 V, le courant à amener doit être un peu plus élevé pour garder une puissance constante et que le rendement de l'étage de conversion risque de diminuer (suivant sa topologie et la commande des MOSFETs). La norme autorise d'ailleurs jusqu'à 11 V lors d'une soudaine montée en charge pour le 12V2 du [processeur](#), le VRM faisant de toute façon office de tampon grâce aux condensateurs à son entrée. De même, le 12V1 peut varier à 10 % près lors d'un pic de courant. On a de la marge...

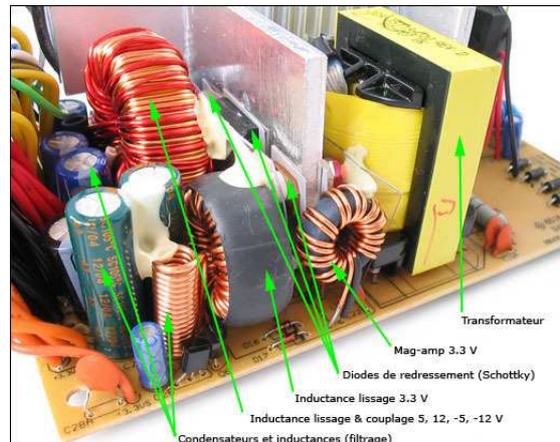
On alimente quasiment jamais un circuit en direct avec ce qui sort de l'alimentation, notamment pour le 12 V. Il y a toujours un petit régulateur ou un convertisseur qui s'occupe d'adapter la tension délivrée au circuit. Les [disques durs](#) ont aussi une tolérance plus large, de -8 % à +10 % sur le 12 V en général.

Pour opérer cette régulation, on distingue 2 méthodes nous concernant. Il y a les alimentations à régulation indépendante pour chacune des tensions principales et celles à régulation couplée entre le 5 et le 12 V. Ces premières sont couramment (et abusivement) désignées par le terme "True Power" en référence à Antec et sont un peu plus coûteuses à produire car il y a quelques éléments supplémentaires à intégrer.

## Régulation couplée 5/12V

L'immense majorité des alimentations (Hiper, Tagan, LC Power, Silverstone, CoolerMaster, certaines Seasonic, Enermax, Fortron, etc.) ont une régulation couplée entre le 12 et le 5 V pour réduire les coûts et simplifier l'électronique. Le -5 et le -12 V sont très souvent couplées aussi au 5 et 12 V, mais on n'y attachera pas trop d'importance vu leur très faible utilité. Le 3.3 V a sa propre régulation indépendante à part, on la décrira dans la partie suivante et on ne s'en occupe pas pour l'instant.

Voici la description des éléments du côté régulation sur une LC Power, c'est quasiment la même chose pour toutes les alimentations à régulation couplée :

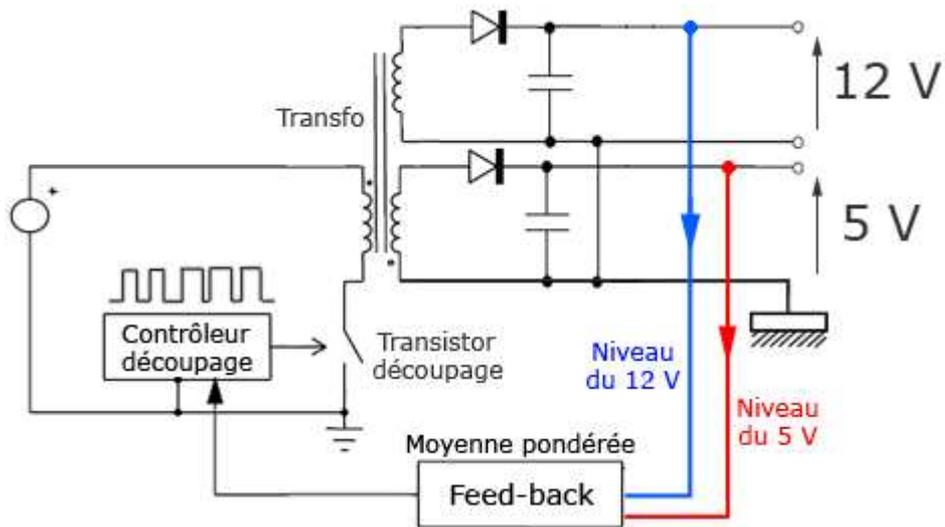


Puisqu'il n'y a qu'un seul transformateur, une seule commande pour gérer le rapport cyclique du découpage et plusieurs tensions de sortie, il faut trouver un moyen de satisfaire tout le monde. Pour cela, on établit une sorte de moyenne pondérée des tensions 5 et 12 V (et le 3.3 V aussi généralement) à l'aide de résistances. Cette moyenne reflète l'usage qui est fait de toutes les lignes utilisées pour la calculer. Elle permet alors de gérer les transistors en fonction de la charge sur les rails 5 et 12 V simultanément. Un contrôleur intégré de découpage (MLI) effectue un calcul d'erreur entre cette moyenne et une référence pour rétablir l'équilibre entre les 2 en agissant sur le temps de conduction des transistors à l'étage de découpage.

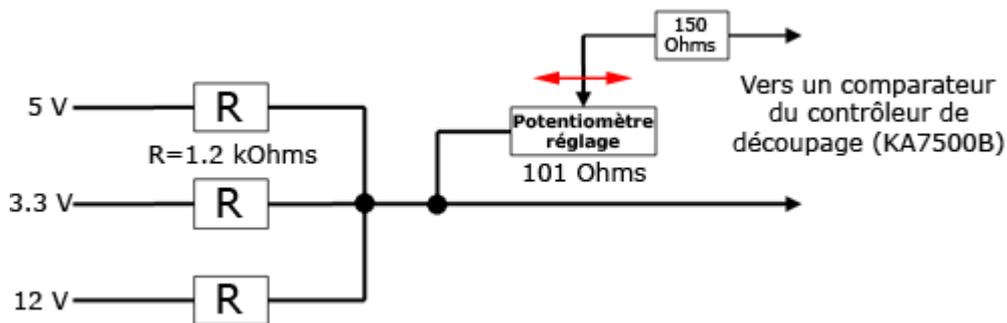
Beaucoup d'alimentations ont des petits potentiomètres accessibles à l'intérieur, ou à l'extérieur pour certains modèles (OCZ Powerstream), pour permettre au fabricant de les régler en usine (ils auront sûrement un point de colle qu'il faut faire sauter) et rien ne vous empêche de les tourner vous même pour affiner les tensions. En les tournant doucement, on modifie en fait la pondération, ce qui change la moyenne à la volée et agit sur le découpage en conséquence.

Il y en a 1 ou 2 potentiomètres à tourner, suivant comment le [système](#) est implémenté (3 dans le cas d'une régulation indépendante). Le 5 et le 12 V étant intimement liés, quand on touche à l'un, l'autre bouge et inversement. S'il y a 2 potentiomètres par exemple, ça veut dire qu'on modifie l'importance d'une tension par rapport à l'autre avant de faire la moyenne (on change sa résistance R du schéma suivant). On retrouve ça sur les Fortron par exemple. S'il y a 1 seul potentiomètre, on modifie la moyenne directement et ça fait varier tout en même temps. C'est beaucoup moins souple car on ne peut pas régler finement chaque tension et on retrouve ça sur les LC Power par exemple (c'est moins cher à faire).

Voici le principe avec une alimentation très simplifiée où l'on ne prend que le 5 et 12 V :



Et voici la régulation d'une LC Power 550 W qui fait une pondération entre les retours du 3.3, du 5 et du 12 V et a un réglage de l'ensemble grâce au potentiomètre unique (réglé en usine) :



Si l'une des tensions varie dans un sens ou dans l'autre, le comparateur du contrôleur le saura grâce à cet assemblage de résistances. On ordonnera alors d'envoyer plus ou moins d'énergie dans le transformateur pour tenter de rétablir la tension à sa valeur d'origine.

Cette seule boucle d'asservissement n'est malheureusement pas du tout suffisante ! Si la charge sur le 12 V vient à augmenter, il faut relever son niveau à cause de la chute de tension qui se produit lors de l'appel du courant plus important. Le feed-back est informé de cette baisse par le retour du 12 V, tandis que le 5 V n'a pas vu sa charge varier (donc n'a pas besoin d'être modifié). Le feed-back ordonne alors aux transistors de découpage de rester un petit peu plus longtemps passants pour envoyer plus d'énergie vers la sortie afin de compenser la baisse du 12 V. Malheureusement, en faisant ça, ce sont toutes les tensions de sortie qui se retrouvent boostées car elles sont toutes issues du même transformateur. Avec cette méthode, si le 12 V reviendrait effectivement à son niveau, le 5 V s'envolerait et sortirait bien vite de la norme. Il faut donc ajouter un élément supplémentaire pour induire une contre-réaction et atténuer ce phénomène non souhaité sur la(les) ligne(s) dont la charge n'a pas varié.

Pour éviter ça, le 5 et le 12 V (et le -5 et -12 V s'ils existent) sont couplées autour d'une même inductance. On ne peut pas la louper, c'est la plus grosse avec des fils de couleur différente, entourés autour d'un gros tore. C'est dans celle-ci que les impulsions issues du transformateur, et qui donneront le 5 et le 12 V, arrivent et effectuent plusieurs tours autour du tore grâce aux enroulements enchevêtrés. Cette inductance sert à lisser le courant comme on l'a vu précédemment, mais elle va aussi agir comme un mini transformateur pour moyenner les signaux puisqu'ils influencent le comportement magnétique de celle-ci et qu'en retour, elle va les influencer aussi sans faire de distinction.



Dans le cas où le 12 V se retrouve chargé, le découpage envoie naturellement plus d'énergie pour relever son niveau. En faisant ça et grâce au sens d'enroulement des fils, l'inductance induit une petite tension négative dans les enroulements autre que le 12 V, ce qui vient limiter la hausse du 5 V (charge invariante). Les tensions -5 et -12 V, généralement couplées sur cette même inductance, subissent la même chose avec une tolérance à +/- 10 % pour le -12 V.

On peut voir ce couplage car le niveau du 5 V augmente quand on tire sur le 12 V (configuration récente), et inversement avec une configuration dont le [processeur](#) tire sa puissance du 5 V. La contre-réaction engendrée dans l'inductance empêche que la tension de la ligne invariante ne sorte des limites imposées par la norme ATX. Mais le système n'est pas parfait et ça grimpe quand même un peu car on ne fait que limiter la hausse, on ne l'annihile pas totalement. La chute de tension sur la ligne chargée n'est aussi pas tout à fait compensée et l'on observe une petite baisse du 12 V si c'est cette ligne qui est chargée.

Tout l'art est de calculer au mieux cette régulation couplée pour s'adapter à un maximum de situations possibles, mais ce n'est pas aussi souple qu'on le voudrait. Elle peut vite atteindre ses limites dès que le chargement devient trop dissymétrique entre le 5 et le 12 V car la compensation n'est plus suffisante. C'est évidemment le cas avec les configurations actuelles car on demande beaucoup de puissance sur le 12 V et très peu sur le 5 V. Au final, ça peut donner de grandes amplitudes de tension si la régulation est mal implémentée.

De très rares marques, comme Silverstone, font des efforts de communication et annoncent ouvertement qu'il faut maintenir une certaine charge sur le 5 V afin d'aider la régulation couplée à garder le 12 V dans la norme. C'est très bien de le dire, mais c'est presque inapplicable car il faut trouver quelque chose à mettre sur le 5 V pour compenser...

Ci dessous, on a l'illustration de ce phénomène en ajoutant 20 W sur le 5 V, avec une résistance de puissance, pendant que le processeur est à pleine charge :

Alimentations	Situations	5 V	12V1	12V2
Tagan 420 W U01	Full CPU	5,18	12,15	12,10
	Full CPU + 20 W	5.15 (-0.03)	12.22 (+0.07)	12.18 (+0.08)
Tagan 430 W 2Force	Full CPU	5,14	11,97	11,90
	Full CPU + 20 W	5.11 (-0.03)	12.07 (+0.10)	12.00 (+0.10)
Les 20 W sont ajoutés sur le 5 V, cela représente 4 A				

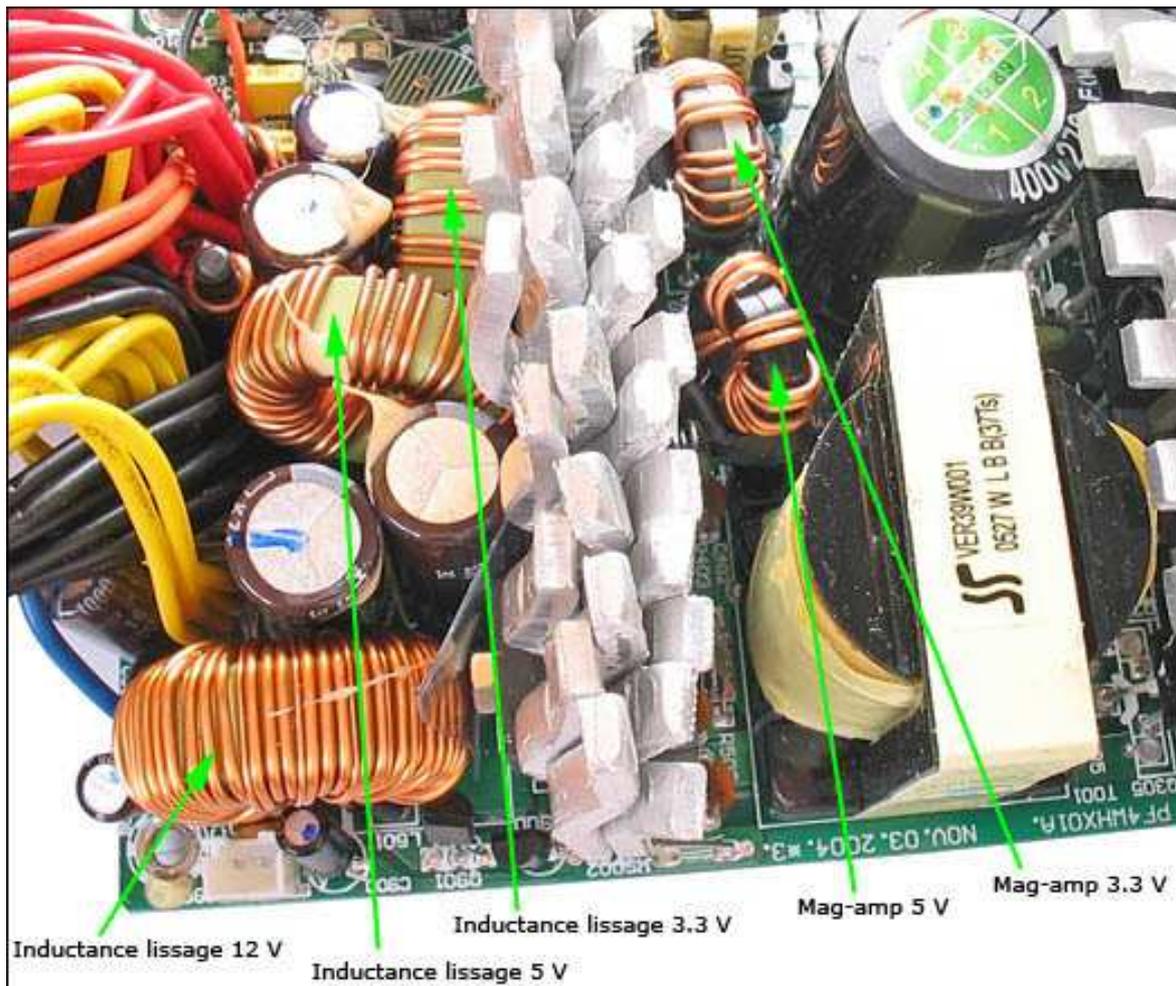
On voit clairement que l'ajout d'un chargement de 4 A sur le 5 V le fait chuter un peu, ce qui est normal ici, mais ça fait aussi remonter nettement le niveau du 12 V grâce au couplage alors que la charge sur le 12 V n'a pas varié. Il faut trouver le bon rapport entre les 2 tensions pour que le 12 V ne baisse pas trop, mais aussi que le 5 V n'augmente pas trop dans le même temps. La ligne qu'on soupçonne être la plus chargée doit être favorisée dans le calcul de la régulation pour induire une réaction appropriée. Si on y arrive, on a alors une bonne alimentation pour pas trop cher.

C'est d'ailleurs l'un des problèmes des sites testant des alimentations avec un banc résistif. Généralement, elles sont chargées équitablement sur tous les rails à la fois jusqu'à leur limite, ce qui facilite bien évidemment tout le travail de la régulation car rien n'est dissymétrique. Ça ne représente alors plus trop un cas normal (suivant la configuration). Les normes utilisent ce genre de chargement équitable pour qualifier une alimentation, son rendement, etc., mais ça n'est jamais vraiment proche de la réalité. Il faut bien choisir quelque chose pour comparer et ils ne vont pas perdre du temps à tester tous les cas possibles... Toutes les alimentations sur ces sites semblent alors très bonnes au niveau régulation, alors qu'avec un chargement réel sur une vraie configuration, elles peuvent vite s'effondrer (cas de certaines Tagan par ex.). Le site X-bit Labs est le seul à gérer correctement l'ensemble de tous les chargements possibles afin d'avoir le comportement intégral de la régulation. C'est de loin l'idéal, mais ça nécessite un peu de matériel.

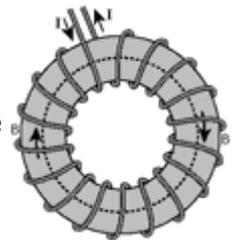
## Régulation indépendante

Une régulation indépendante fait appel à un élément qu'on désigne par le terme "amplificateur magnétique" ou mag-amp pour faire court. C'est ce qui permettra d'ajuster précisément le niveau des tensions et de pallier à leur manque d'indépendance. Les alimentations qui emploient ce genre de post-régulation sont peu nombreuses et sont majoritairement des alimentations haut de gamme comme les Antec True power ou Phantom, les Seasonic S12 500-600 W, l'OCZ Powerstream et les PC Power & Cooling pour ne citer que celles là.

Voici l'exemple d'une Seasonic S12 500 W pour voir les différences avec celle du dessus. Il y a à présent 2 mag-amps : un pour le 3.3 V et un pour le 5 V (une régulation couplée n'en a qu'un seul pour le 3.3 V). On a aussi une grosse inductance de lissage par tension, donc 3 grosses, et non plus seulement 2 dont une couplée entre le 5 et le 12 V :

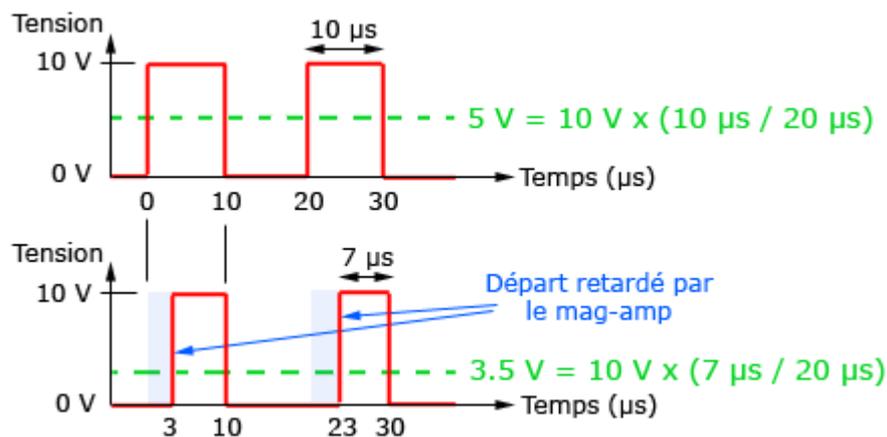


Comme une inductance classique, le mag-amp est toujours un fil entouré autour d'un noyau ferromagnétique torique pour emmagasiner de l'énergie sous forme magnétique lors du passage d'une impulsion. La grande différence avec une simple inductance vient du matériau employé pour le noyau. Contrairement aux inductances de lissage, où l'on souhaite rester loin de la saturation du noyau (= gavé d'énergie magnétique) pour ne pas perdre les propriétés inductives (ça ça devient alors un simple fil), le mag-amp va justement utiliser ce phénomène pour changer complètement son comportement électrique. On dit que c'est une inductance saturable et il peut alors être contrôlé pour servir d'interrupteur magnétique un peu spécial. Il sera, en quelque sorte, capable de redistribuer avec un décalage une certaine quantité d'énergie afin de modifier la valeur moyenne d'une tension.



On a vu que la tension finale est déterminée par la hauteur et la largeur des impulsions que l'on va moyenner. La hauteur représente le niveau de tension qui est déterminé par le rapport du nombre de spires au transformateur, on ne peut donc pas y faire grand chose. Par contre, rien n'interdit de moduler une deuxième fois la largeur après le transformateur ! Un mag-amp est cet élément qui va pouvoir réduire la largeur des impulsions délivrées par l'enroulement secondaire, avant qu'elles ne soient lissées par l'inductance.

Voilà précisément le résultat obtenu (tensions juste avant lissage) avec un mag-amp sur un exemple fictif où l'on souhaite abaisser du 5 V pour créer une autre tension plus faible :



Le principe est de retarder le front montant de l'impulsion sur la ligne concernée pour en diminuer sa valeur moyenne (toutes les impulsions sont synchrones sur toutes les lignes puisqu'elles proviennent d'un même transformateur). Sur l'exemple, on retarde l'impulsion de 3 µs sur la ligne n°2 pour baisser la moyenne du signal à 3.5 V par exemple. En ajustant précisément le temps de retard, on comprend que l'on peut maintenir la tension de sortie avec une grande précision quelle que soit la charge. Si la tension en sortie diminue, on réduit le retard pour laisser passer plus d'énergie et inversement.

Les surfaces de couleur bleue représentent la part d'énergie éliminée d'une manière subtile pour créer le 3.5 V, mais elle n'est pas dissipée. Inutile de massacrer le rendement en dégradant de l'énergie inutilement ! Un mag-amp est un dispositif très efficace, n'occasionnant quasiment pas de pertes.

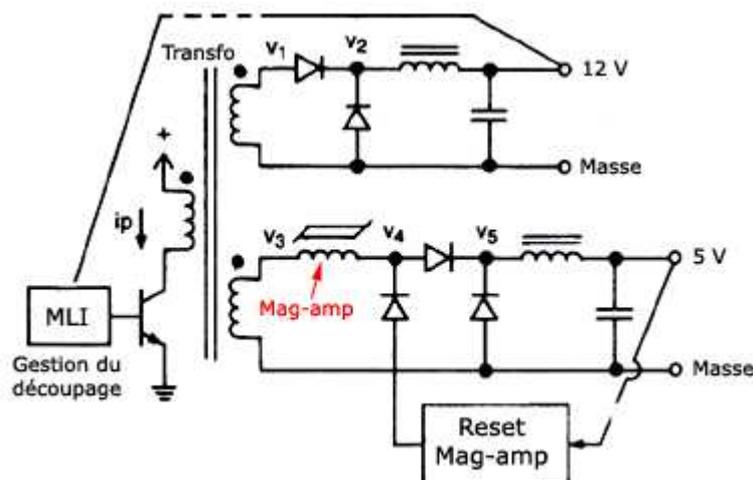
C'est ce que le 3.3 V utilise tout le temps (sauf dans le très bas de gamme où il peut être couplé avec le 5 et 12 V). Le 3.3 V ne possède pas d'enroulement sur le transformateur, il est directement créé à partir du 5 V. C'est son mag-amp qui va s'occuper de faire disparaître les 1.7 V de différence de manière efficace.

Le 3.3 V est régulé de manière indépendante grâce à un circuit qui compare la tension de sortie à une référence et qui en déduit les corrections à apporter au mag-amp en temps réel. Pour être encore plus précis et faire abstraction des chutes de tension dans les câbles, vu la faible marge de manoeuvre (3.14 à 3.47 V), on n'utilise pas la tension juste en sortie de l'alimentation sur le PCB comme d'habitude, mais la tension au connecteur ATX grâce à un fil de retour supplémentaire (le 3.3 V remote sense à la broche 13). Certaines alimentations disposent de 3 retours pour chaque tension principale afin d'améliorer la régulation. Ça permet d'avoir 12 V au connecteur et non pas 12 V dans l'alimentation, et pareil pour les 2 autres.

## Régulation indépendante (suite)

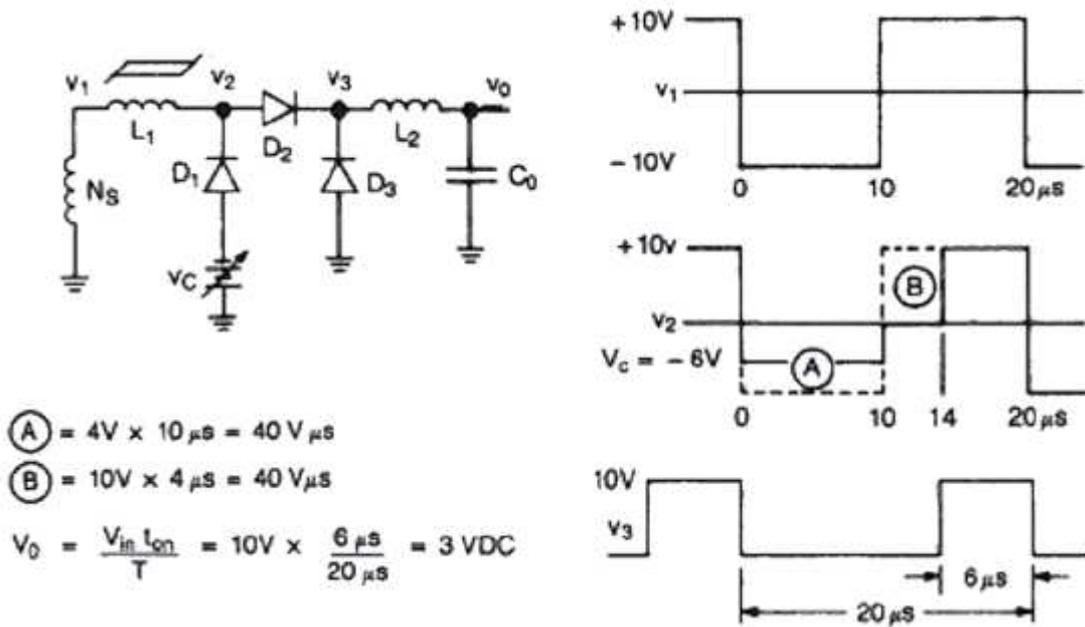
Avant d'expliquer le fonctionnement du mag-amp, parlons un peu de ses caractéristiques. Il n'a que 2 états distincts dans notre application de régulation. Il peut être dans un état non saturé, c'est à dire qu'il possède une très grande inductance qui ne laisse pas passer le courant (enfin très peu car ce n'est pas une inductance infinie). A l'opposé, il peut être saturé, auquel cas son inductance chute brutalement à zéro, il devient alors un simple fil n'occasionnant qu'une infime chute de tension à ses bornes et le courant peut le traverser. Il se rapproche fortement d'un interrupteur idéal sans pertes.

Voici un exemple d'implémentation d'un mag-amp dans une alimentation simplifiée de topologie forward avec 2 tensions arbitraires dont l'une gère le découpage et l'autre s'autorégule grâce au mag-amp situé avant l'une des diodes Schottky. Il suffit d'imaginer une ligne supplémentaire en parallèle pour le 3.3 V, qui est identique au 5 V :



A la sortie du mag-amp (en  $V_4$ ), figure aussi la sortie d'un circuit noté "reset mag-amp" très important. C'est lui qui gère son comportement en le contraignant, grâce à une certaine tension appliquée en  $V_4$ , à avoir un certain retard sur l'impulsion suivante.

Rentrons dans le détail avec ce schéma de la branche du 5 V où l'on remplace le circuit de reset par ce qu'il est, c'est à dire une source de tension ajustable notée  $V_c$  :



On suppose que le secondaire du transformateur ( $N_s$ ) fournit une tension  $V_1$  alternative en créneau de  $\pm 10 V$  et de période  $20 \mu s$ . Sans le mag-amp et la tension  $V_c$ , la sortie filtrée serait donc du  $5 V$ . On suppose aussi que le mag-amp  $L_1$  est déjà saturé avant d'arriver à  $t=0$  et que  $V_c = -6 V$ . Juste avant  $t=0$ , le mag-amp était passant (un simple fil) et la tension en  $V_3$  valait  $10 V$  (on néglige la chute de tension de la diode  $D_2$  pour l'explication). A  $t=0$ , la tension  $V_1$  devient négative à  $-10 V$ , ce qui bloque la diode  $D_2$ . Le mag-amp voit alors à ses bornes une tension égale à  $V_1+V_c$  ( $D_1$  est devenue passante), soit  $4 V$ , qui vont rester durant le temps où  $V_1$  est négative, c'est à dire  $10 \mu s$ . Durant ces  $10 \mu s$ , un faible courant issu de  $V_c$  traverse le mag-amp et le force à revenir dans un état non saturé (le reset). On dit alors qu'on applique une remise à zéro de  $4 V * 10 \mu s = 40 V\mu s$ . Ce sont ces  $40V\mu s$  qui vont définir le temps de retard à imputer à l'impulsion suivante.

Quand  $t=10 \mu s$ ,  $V_1$  change de signe et revient à  $+10 V$ . Le mag-amp étant revenu dans un état non saturé grâce au reset précédent, il ne va pas laisser passer le courant, qui arrive du transformateur, tout de suite. La tension aux points  $V_2$  et  $V_3$  restera à  $0 V$  jusqu'à ce que le mag-amp soit à nouveau saturé à cause des  $10 V$  à ses bornes. Toute l'astuce se situe ici car le temps que met le mag-amp à se saturer est défini grâce aux  $40 V\mu s$  qu'on a "préchargé" dans le noyau à l'impulsion négative précédente ! Le calcul des zones A et B est montré sur le graphique et comme elles sont de même surface ( $40 V\mu s$ ), on peut déduire que le temps de retard vaut  $4 \mu s$ . Ce qu'on a accumulé en A, on le transfère en quelque sorte en B pour annuler une partie de l'impulsion. Quand ces  $4 \mu s$  sont écoulés, le mag-amp devient saturé presque instantanément, son inductance chute brusquement et il laisse alors passer le courant sans opposer de résistance. Les tensions  $V_2$  et  $V_3$  (chute de tension de  $D_2$  négligée encore une fois) passent alors à  $10 V$  et le cycle recommence...

Finalement, au lieu d'avoir du 5 V avec du 10 V haché à 50 % (alternances positives de V1 uniquement), on obtient du 3 V grâce à du 10 V haché à  $6/20 = 0.3$  soit 30 %. On a décalé le front montant des impulsions de  $4 \mu\text{s}$  à chaque fois, on a donc diminué la valeur moyenne de la tension V3 une fois qu'elle aura été lissée. En modifiant Vc avec un petit système **électronique**, on modifie la surface de la zone A et donc celle de la zone B indirectement. Comme la tension maximale ne change pas, le retard est le seul paramètre à pouvoir évoluer. C'est comme ça qu'on peut réguler très précisément la tension en sortie, pour peu que la tension de reset Vc puisse être modifiée très finement.



Vous avez sûrement compris que pour une alimentation réelle, il suffit de faire la même chose que le 3.3 V avec le 5 V en introduisant un mag-amp juste avant l'une de ses 2 diodes de redressement et le tour est joué ! Ce deuxième mag-amp sera piloté, de la même manière que pour le 3.3 V, par rapport à la tension de sortie du 5 V pour s'adapter en temps réel aux conditions de charge en sortie. Il n'y a plus que le 12 V à réguler, ce qui ne pose pas de problème puisque la commande de découpage est toujours disponible et on peut l'utiliser rien que pour lui à présent. Le 12 V est donc la tension dont les variations piloteront directement l'étage de découpage, c'est sa régulation à lui. Les autres tensions s'ajusteront toutes seules grâce à leur mag-amp respectif. La régulation est alors devenue indépendante !

Si l'on charge beaucoup le 5 V et que le découpage ne change pas (12 V invariant), il faut être sûr que le mag-amp dispose de suffisamment de marge de manoeuvre pour que le 5 V soit maintenu à son niveau en faisant tendre le retard vers 0. Un mag-amp ne peut délivrer qu'une tension de sortie plus faible que la tension à son entrée donc il faut bien définir la hauteur des impulsions et la capacité du mag-amp sous peine d'être un peu trop limité.

Au final, ça en fait un moyen très efficace pour réguler des alimentations à sorties multiples, sans que les chargements sur une ou plusieurs lignes n'influencent la régulation de l'ensemble. On peut alors réduire la tolérance sur les variations de tension en sortie et Antec les définit par exemple à  $\pm 3\%$  contre  $\pm 5\%$  pour les alimentations classiques. Lors de tests sur une alimentation bien faite (Seasonic S12 500 W), les variations sur le 12 V de 0 à 100 % de sa capacité (chargement dissymétrique) sont de seulement 0.015 V.

## Qualité des tensions

La régulation des tensions c'est bien, mais ce n'est qu'une partie de ce que l'on peut appeler la stabilité. Les tensions mesurées au voltmètre seules ne montrent pas grand chose.

Quasiment n'importe quelle alimentation actuelle sera assurément dans la tolérance des 5 % de la norme ATX dans des conditions normales d'emploi.

Un véritable test d'alimentation demande plus de 30 pages et aucun site ne l'a fait à ce jour car ça demande beaucoup de temps, des

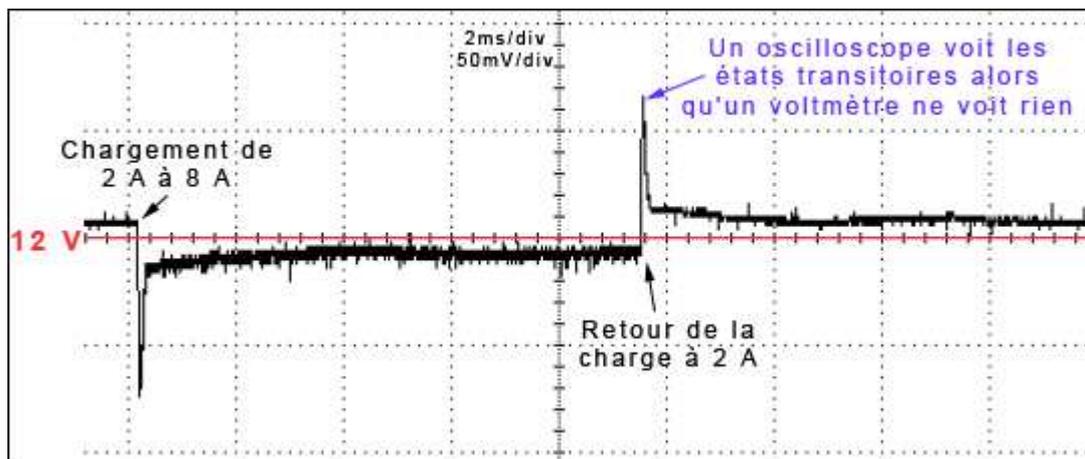


compétences et du matériel hors de prix (charges électroniques programmables, systèmes de capture, etc.).

Plus que les aspects statiques d'une mesure au voltmètre, ce sont les aspects dynamiques et transitoires qui sont importants pour la stabilité. Une machine ne plante pas parce qu'on mesure 11.8 V constants au voltmètre ! Il s'est passé des choses entre temps qu'un voltmètre est bien incapable de mesurer si jamais il y avait un problème et trop de maux sont injustement imputés aux tensions mesurées sur une Molex. Ce sentiment est renforcé par certains sites incompetents qui annoncent qu'un 12 V se trouvant à 11.8 V est quelque chose de dangereux par exemple, plus idiot tu meurs ! On peut changer une alimentation pour un modèle plus discret par exemple, mais la changer uniquement parce qu'on a 11.8 V alors qu'on n'a jamais eu le moindre problème, c'est complètement idiot.

Est-ce qu'une alimentation qui oscille entre 11.5 et 11.7 V donnera une machine moins stable qu'une autre qui oscille entre 12.5 et 11.8 V par exemple ? Aucune réponse ne peut être donnée sans étudier en profondeur chacune des alimentations. Vous auriez sans doute tendance à dire que la première est la plus mauvaise, mais c'est complètement subjectif !

Les contraintes imposées à l'alimentation à l'heure actuelle sont élevées car les CPU et GPU consomment beaucoup. Lorsqu'ils nécessitent de passer à pleine charge, c'est tout de suite une grosse puissance qu'il faut satisfaire sans délai en passant de 2 A à 8 A pour un processeur par exemple. On peut obtenir alors ce genre de comportement sur le 12 V par exemple :



Cette demande brutale de puissance engendre des temps de montée en courant extrêmement brefs (plusieurs A/ $\mu$ s) et ceux-ci sont plus rapides que le temps nécessaire à l'alimentation pour réagir. Le temps de réaction de l'alimentation, pour retrouver un niveau correct de tension, dépend notamment de sa vitesse de découpage et des caractéristiques de la boucle de régulation. Il faut donc avoir recours à des réservoirs d'énergie, c'est à dire des

condensateurs, qui délivreront instantanément le courant emmagasiné pour maintenir le niveau en attendant que l'alimentation prenne le relais. Malheureusement, rien n'est parfait et suivant la capacité disponible, la tension chute quand même pendant une fraction de seconde. Il se passe l'inverse quand la charge diminue brusquement car il faut réduire le niveau d'énergie envoyée dans le transformateur et ça prend un certain temps.

Suivant la qualité de l'alimentation, les tensions descendront donc plus ou moins fortement. L'avantage sera normalement donné à celles qui possèdent beaucoup de condensateurs de forte valeur en sortie (une Antec Phantom est gavée à ce niveau là par exemple). La norme demande que l'alimentation soit capable de faire face à certaines montées brutales de courant sur une large plage de fréquence (50 Hz à 10 kHz), avec tous les rails chargés en même temps et quelles que soient les conditions sur le réseau. Durant cette torture, elle doit impérativement maintenir les tensions dans la tolérance des 5 %.

C'est de loin ce qu'il y a de plus stressant pour une alimentation et c'est là qu'on voit si elle est bien conçue. Il suffit que l'étage de sortie soit mal calculé ou sous-dimensionné et l'on perdra en stabilité. La tension peut devenir trop faible pendant un instant et faire planter un périphérique un peu sensible par exemple. Et pourtant ça n'aura duré qu'un temps très court, chose qu'un simple voltmètre ne verra jamais avec ses 2-3 mesures par seconde. Extrait de la norme sur les états transitoires de courants à tenir :

Output	Max. step size (% of rated output amps per Sec 3.2.3) <sup>(1)</sup>	Max. step size (amps)
+12 V1DC	40%	
+12 V2DC	60%	
+5 VDC	30%	
+3.3 VDC	30%	
-12 VDC		0.1 A
+5 VSB		0.5 A

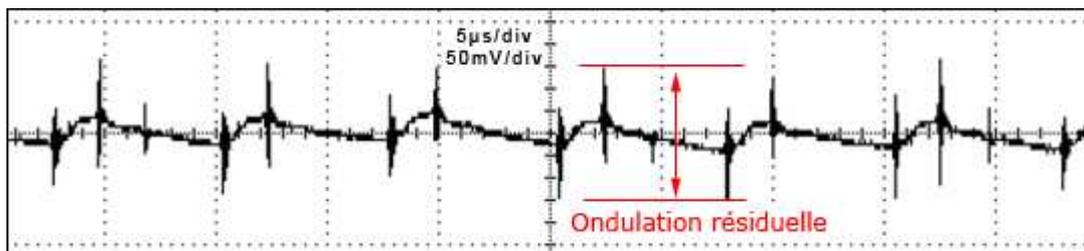
<sup>(1)</sup> For example, for a rated +5 VDC output of 18 A, the transient step would be 30% × 18 A = 5.4 A

Par exemple, un rail 5 V défini à 18 A maximum doit pouvoir encaisser une demande de 5.4 A avec une vitesse de montée de 1 A/μs. En 5.4 μs (= 0.0000054 s), la charge aura donc augmenté de 5.4\*5= 27 W et il faudra que l'alimentation garde les tensions dans la norme. Même à 100 kHz pour le découpage, une alimentation met déjà 10 μs pour simplement générer une nouvelle impulsion (suivant le moment où la charge se déclenche par rapport à l'impulsion en cours). C'est donc déjà 2 fois plus de temps qu'il ne faut à la charge pour s'établir, en sachant que le temps de réaction de l'asservissement n'est pas encore compté. Autant dire que c'est compliqué car l'alimentation n'aura même pas encore réagi que la charge aura déjà grimpé depuis longtemps. Sans condensateurs, il est impossible de tenir ce genre de contraintes.

Les étages d'alimentation dédiés à un élément (processeur par ex.) limitent l'impact de ce genre de choses car ils font aussi office de tampon entre l'élément et l'alimentation.

Néanmoins, ça ne suffit pas toujours et c'est bien souvent le cas lors d'overclockings très poussés, pour lesquels les étages ne sont pas forcément calculés. Ca peut engendrer une puissance très importante demandée trop rapidement, et un plantage peut se produire car on aura dépassé une limite de fonctionnement. C'est alors la carte-mère qui est coupable et non pas l'alimentation ! Il est quasiment impossible de déterminer la cause exacte du problème tellement les sources sont nombreuses de toute façon (et pouvant varier d'un modèle à l'autre).

Les tensions en sortie ne sont jamais réellement propres de toute façon. On obtient ce genre d'allure en sortie, très caractéristique d'un découpage :



Il subsiste ce qu'on appelle une ondulation résiduelle ("ripple" en anglais) et du bruit électrique (parasites hautes fréquences). Cette ondulation est à la fréquence des impulsions issues du transformateur (64-100 kHz généralement) et l'on peut voir des pics correspondants au moment où les transistors deviennent passants ou bloqués. L'allure de sortie dépendra de la capacité du filtrage à atténuer les hautes fréquences et à aplanir cette ondulation. Celle-ci ne se voit pas non plus au voltmètre, la tension ne cesse pas de varier pourtant, mais c'est beaucoup trop rapide pour l'appareil de mesures.

Sur le graphe, on retrouve bien la montée qui correspond au temps où les transistors alimentent la sortie directement au travers du transformateur (courant croissant dans l'inductance de lissage) et la descente où c'est l'inductance et les condensateurs qui servent de générateurs pour assurer la continuité du transfert de puissance.

La norme ATX demande que l'ondulation ne dépasse pas certains seuils (crête à crête) :

Output	Max. Ripple & Noise (mV <sub>pp</sub> )
+12 V1DC	120
+12 V2DC	120
+5 VDC	50
+3.3 VDC	50
-12 VDC	120
+5 VSB	50

Généralement, c'est suffisamment bien filtré et largement dans la norme. Il n'y a donc pas

trop à s'inquiéter de ce phénomène, sauf quand on demande vraiment beaucoup de puissance. Le filtrage aura alors peut être un peu de mal à faire face si sa qualité n'est pas au rendez-vous...

## Rails multiples de 12V

A quoi ça sert et pourquoi ?

Il faut bien voir que la nouvelle mode du marketing est de vanter les mérites des multiples rails 12 V pour vendre des alimentations en annonçant des performances supérieures, 2 fois plus de stabilité et autres bêtises du même genre. A cause de ça, beaucoup de monde pense qu'avoir 2 rails 12 V, ou plus, est tout de suite beaucoup mieux et synonyme d'une alimentation de haute qualité. A leurs yeux, une alimentation à simple rail sera alors devenue mauvaise. Et bien raté, vous avez tout faux si vous pensez ça ! Si l'on regarde comment sont gérés ces rails multiples et ce que la norme demande précisément, on s'aperçoit vite que ça n'apporte pas grand chose et que ça relève plus de la supercherie qu'autre chose...



La cause de cette évolution, depuis le passage en version 2.0 de la norme ATX, est l'application d'une norme de [sécurité](#) (IEC/EN 60950-1) qu'Intel a cru bon de greffer sur sa norme. Celle-ci repose sur le fait qu'on doit maîtriser les énergies mises en jeu dans un système électrique que l'on peut manipuler facilement (c'est le cas d'une alimentation). On ne doit pas dépasser certains seuils considérés comme dangereux si un incident se produisait (surchauffe, incendie).

En ce qui nous concerne, il faut faire en sorte de ne pas dépasser 240 VA (voltampères) sur une branche donnée qui se trouve à un potentiel de plus de 2 V (donc 20 A sous 12 V au maximum) ou de ne pas avoir une énergie stockée de plus de 20 joules. Pour respecter cela, Intel demande de scinder le rail 12 V et de mettre en place un [système](#) de contrôle quand sa capacité dépasse ces 240 VA. Ça permet alors d'avoir plusieurs lignes 12 V protégées indépendamment des surintensités, mais ça ne veut absolument pas dire qu'elles sont régulées, ni même fabriquées de manière indépendante !

Attention à ne pas confondre double rail et stabilité car ce sont 2 notions différentes. Ce n'est pas parce que l'alimentation a 2, 3 ou 4 rails 12 V qu'elle est forcément plus puissante ou stable, ça c'est du marketing ! La norme ATX n'impose d'ailleurs rien de plus que précédemment sur ce point. Chaque fabricant sera libre de séparer le 12 V comme il veut et l'on donnera 3 exemples différents. La seule exigence est d'avoir une sécurité sur chaque ligne 12 V, rien de plus.

Il en va de même pour les arguments du genre "les signaux délivrés seront plus propres", c'est aussi exagéré et pour 2 raisons. La première c'est que la séparation des rails peut être tout à fait simple à la manière d'un Y, auquel cas vous feriez la même chose avec un simple dédoubleur Molex (on le verra par la suite). La deuxième raison concerne le fait qu'on n'utilise normalement jamais le 12 V tel qu'il sort de l'alimentation. Il y a toujours des régulateurs ou des étages de conversion complets entre le 12 V et l'élément à alimenter. Peu importe que le 12 V soit un peu perturbé, ça ne transparaîtra pas après être passé par cet étage intermédiaire de régulation. Pour les [disques durs](#) et autres périphériques, un circuit dédié transforme le 12 V pour piloter le moteur par exemple, ce n'est pas injecté dedans sans précaution.

## **Rails multiples de 12V - Portée de la norme, vue fabricant**

On trouve une multiplication des rails 12 V dans les applications de type serveur notamment car on ne lésine pas avec la sécurité d'emploi sur ce genre de matériel. Dans ce cas, il n'est pas rare d'avoir des alimentations à 4 rails 12 V, notés 12V1 à 12V4. Chacune des lignes 12 V est protégée et alimente un élément bien défini comme la [carte mère](#) ou chaque processeur dans le cas d'un biprocesseur. Il est faux de croire que ces rails multiples ont quelque chose à voir avec l'apparition du SLI ou du PCI-Express. Ce n'est pas parce qu'un fabricant met un joli autocollant "SLI ready" en même temps que l'apparition du double rail chez lui, que les 2 choses sont liées !

Si l'on examine d'ailleurs attentivement la norme ATX 2.2, on se rend compte que les connecteurs PCI-Express n'y apparaissent même pas (hors ATX24) et il faut se référer à la norme EPS12V 2.91 révisée il y a peu. Comme la norme ATX est gérée par Intel, les standards s'articulent logiquement autour de ses plates-formes. Le SLI est destiné à la base aux configurations AMD car le SLI Intel est très récent et postérieur à l'ATX 2.2. Il n'y a aucun rapport entre le double rail et le SLI.

La norme en elle-même n'est pas très claire, surtout entre la norme ATX et la EPS12V qui est rédigée plus rigoureusement pour les alimentations à partir de 550 W. Certains statuts ATX ne sont même pas définis comme étant obligatoires ou simplement recommandés.

Pour la norme EPS12V, il est marqué que la limitation des 240 VA n'est pas une obligation et n'est qu'une recommandation. On peut donc être tout à fait en accord avec la norme sans avoir plusieurs lignes 12 V séparées. Mais quel fabricant oserait retirer cet argument commercial pour fabriquer à nouveau des alimentations à un seul rail ? L'obligation tient sur la limitation de puissance des rails par rapport à ce que le fabricant annonce. Les [sécurités](#) de surintensité doivent alors s'enclencher quand on surcharge le rail entre 110 et 150 % de sa capacité :

**Table 27: Over Current Protection**

<b>Voltage</b>	<b>Over Current Limit (lout limit)</b>
+3.3 V	110% minimum; 150% maximum
+5 V	110% minimum; 150% maximum
+12V	110% minimum; 150% maximum

On a vu précédemment qu'il n'y a de toute façon qu'une seule source 12 V fabriquée à l'aide d'un seul enroulement dans le transformateur d'une alimentation ATX classique (il peut y avoir 2 transformateurs en parallèle pour les grosses puissances de 700-1000 W). La norme EPS12V dit clairement que ce n'est pas un problème d'avoir un gros rail scindé en plusieurs lignes pour le 12 V, du moment que chacune dispose de sa propre sécurité de surintensité. A ce moment là, le gros rail qu'on va diviser, et qui dépasse les 240 VA, n'est pas soumis à la règle des 240 VA puisqu'il se trouve à l'intérieur de l'alimentation.

Le fabricant dispose alors d'un gros rail 12 V, de 25 à 45 A maximum généralement, qu'il peut séparer comme bon lui semble. Il peut choisir de faire par exemple 20+10, 18+12, 15+15 dans le cas où l'on dispose de 30 A. Il est probable qu'il équilibrera les 2 lignes et privilégiera même le 12V2 un petit peu pour le processeur. Il peut aussi s'arrêter à 18 A afin d'avoir 2 A de marge pour la sécurité de surintensité et ainsi rester dans la norme. Certains mettent carrément le maximum avec 20 A pour les 2 lignes afin de brider au minimum l'utilisateur, même si on n'a droit qu'à 30 A au total (20+10 ou 10+20 en saturant l'une des lignes). Et enfin, par souci d'économie, certains mettent carrément des valeurs fantaisistes alors qu'il n'y a aucune sécurité sur les rails séparés, si ce n'est la surcharge générale...

Voilà ce qui est demandé pour les sécurités de coupure si on a opté pour plusieurs rails 12 V :

<b>Voltage</b>	<b>Over Current Limit (lout limit)</b>
+3.3 V	110% minimum; 150% maximum
+5 V	110% minimum; 150% maximum
+12V1	Peak current minimum; 20A maximum
+12V2	Peak current minimum; 20A maximum
+12V3	Peak current minimum; 20A maximum
+12V4	Peak current minimum; 20A maximum
+12V4 (750W-800W)	Peak current minimum; 22A maximum <sup>1</sup>

Il faut bien se rendre compte que les valeurs de coupure sont parfois réglées bien larges par le fabricant. Par exemple, si un rail est défini sur le papier à 18 A maximum, on aura probablement la coupure de sécurité vers 20-22 A à cause du réglage qui peut varier un peu d'un modèle à l'autre.

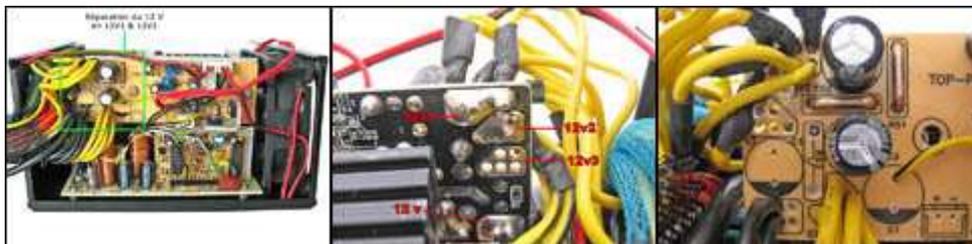
Au final, pas mal de fabricants ne sont pas pour ce double rail car il ne sert à rien et augmente le coût final. Certains ne respectent pas la norme car pour de gros systèmes, il faudrait 4 à 6 rails ce qui pose des problèmes d'encombrement, de complexité et de coût pour gérer un grand nombre de sécurités. Un seul rail 12 V n'a rien de plus dangereux que 2 rails plus petits, du moment qu'une sécurité de surcharge générale est présente. Les gens responsables de la norme ont sûrement été un peu vite en besogne et n'ont pas évalué la portée réelle du double rail car personne ne sait vraiment pourquoi ce choix a été fait. Une OCZ Powerstream 520 W à un rail 12 V n'a jamais été plus dangereuse qu'une Silverstone Zeus à 4 rails 12 V par exemple.

Intel aurait déjà annoncé officieusement aux fabricants que le double rail peut être optionnel (déjà dans la norme EPS12V où ce n'est pas obligatoire), mais dans l'attente d'une norme ATX écrite, personne ne semble bouger de peur de perdre une part de marché... A confirmer.

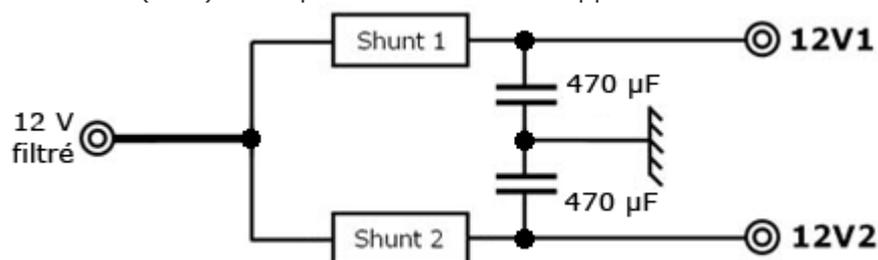
## Comment séparer les lignes 12V ?

Il y a différentes manières de séparer le 12 V et chaque alimentation y va de sa petite touche personnelle. On analysera donc seulement 3 exemples pour expliquer un peu les différences.

Le premier cas est celui d'une Tagan U22 qui dispose d'un petit module dédié à la séparation du 12 V principal en 2 lignes appelées 12V1 et 12V2. Sur les photos, le 12 V filtré arrive dans le bas et ressort en haut du module sur 2 séries de fils. Le module permet même de mettre un 12V3 si l'on veut (pas utilisé ici) :



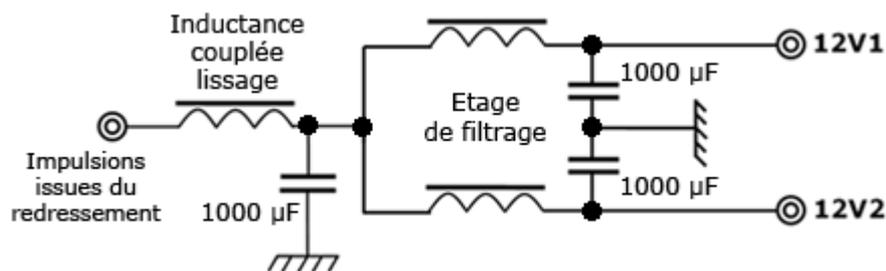
Le principe est simple puisqu'il s'agit de scinder le 12 V déjà filtré comme le ferait un dédoubleur en Y, à la différence près que chacun des 2 rails obtenus possède sa propre sécurité de surintensité (OCP) et un petit condensateur supplémentaire ici :



La sécurité de surintensité se fait en mesurant la tension aux bornes des shunts (les 2 gros

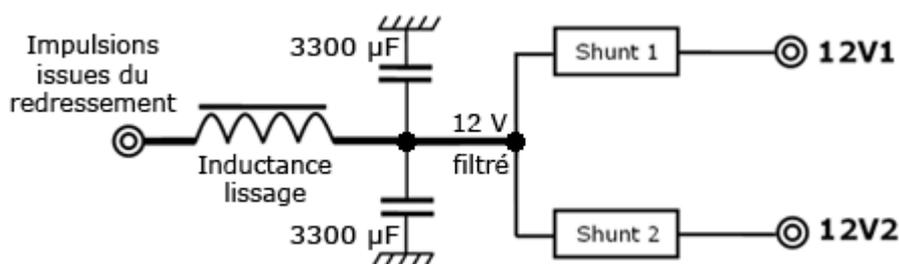
fils résistifs orangés RS1 et RS2) lors du passage du courant. Un courant de 20 A provoque une certaine chute de tension au passage du shunt, donc en ayant accès à cette information, on sait quand il faut déclencher la sécurité grâce à un peu d'électronique (comparateur). Conformément à la norme, le 12V2 alimente uniquement le connecteur ATX12V destiné exclusivement au [processeur](#), tandis que le 12V1 s'occupe de tout le reste (carte mère, Molex, PCI-E, AGP, etc.). Du fait des 2 condensateurs, le bruit électrique sur la tension est potentiellement isolé et réduit d'une ligne à l'autre (petite réserve d'énergie).

On peut montrer un deuxième montage en étudiant la sortie d'une LC Power 550 W. Elle gère les 2 rails un peu différemment avec un filtrage indépendant pour chacune des lignes, contrairement à la Tagan qui filtre le 12 V avant de le séparer. Une petite inductance de faible valeur et un condensateur sont incorporés sur chaque ligne pour former un filtre LC afin d'atténuer les parasites hautes fréquences comme on le fait sur un rail unique :



C'est là qu'on voit aussi les économies réalisées sur des alimentations bas de gamme. En effet, aucun système de contrôle des surintensités, demandé par la norme, n'est présent sur les 2 rails ! Elle ne la respecte pas à ce niveau comme beaucoup de petites marques, car mettre des sécurités en place coûte plus cher (circuiterie supplémentaire à mettre en place).

Le montage sur une Seasonic S12 500 W est encore plus enfantin puisque tout le 12 V est filtré d'un seul coup, puis simplement dédoublé comme un Y à la sortie. Pourquoi s'embêter alors que la norme n'en demande pas plus ? Ca devrait finir de convaincre ceux qui pensent que le double rail c'est le top du top... Les shunts permettent encore une fois de savoir quand enclencher la sécurité lorsque l'on dépasse trop la limite prédéfinie par le fabricant :



La manière de séparer les rails permet d'avoir ici la réserve d'énergie maximale pour les 2 rails en même temps au lieu d'en avoir la moitié comme la LC Power qui a très peu de

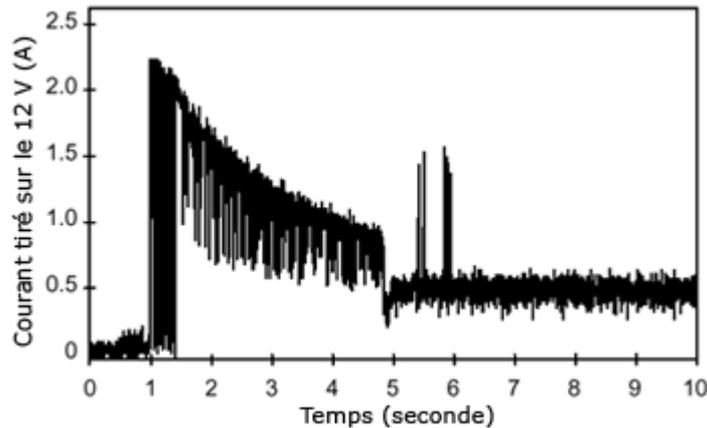
capacité d'ailleurs (économies). Le 12V1 et le 12V2 peuvent subir de grosses montées en puissance, ils seront couverts par les 2 condensateurs en attendant la réaction de l'alimentation. Seasonic se permet même d'éliminer les petites inductances pour filtrer les hautes fréquences (présentes sur le 3.3 et le 5 V) et c'est un filtre LC tout simple qu'ils ont décidés de mettre en place. Il faut espérer que ce soit suffisant pour éviter trop de variations et de parasites électriques. Il serait bien utile d'avoir un oscilloscope à portée de main dans le cas présent. Néanmoins, ils peuvent se le permettre car le découpage se fait à plus haute fréquence donc l'amplitude de l'ondulation résiduelle est normalement moins élevée que pour les autres alimentations.

Les exemples fournis ici possèdent bien une séparation physique sur le PCB, mais ils n'ont pas forcément les sécurités qui vont avec. Certains fabricants magouillent et ne font pas cette séparation comme c'est demandé pour des raisons de coût et de complexité. Il en va de même pour la connectique parfois, puisque certains branchent des connecteurs autre que celui de l'ATX12V-EPS12V du(des) processeur(s) sur le 12V2. Il faut alors démonter l'alimentation pour s'apercevoir du non respect de la norme...

## **Rails multiples de 12V - Limitations induites par cette norme**

Si d'un point de vue sécuritaire, ça peut se révéler être une bonne chose, il peut y avoir quelques inconvénients à disposer de rails bridés plutôt qu'un seul de forte capacité comme avant. Les rails uniques ne posaient aucun souci et n'en poserait pas non plus à l'heure actuelle (Cf. la séparation en Y de la S12 ci-dessus). Penser le contraire signifie que le marketing a réussi à vous lobotomiser (sans parler de certains sites web qui racontent n'importe quoi)...

Le problème peut apparaître quand on a une grosse charge à mettre sur du 12 V, du genre un SLI avec 5-6 **disques durs** (+ le reste avec la carte mère, etc.), le tout branché sur le 12V1 car on a pas le choix. Quand les disques démarrent, ils nécessitent un courant plus élevé que le courant normal à cause de l'induction moteur (4 à 5 fois plus grand avec ~2 A par disque dur contre ~0.5 A en temps normal) et le SLI va aussi tirer pas mal. Voici l'exemple d'un disque Seagate au démarrage, on voit la pointe de courant sur le 12 V dans les premières secondes :



Au démarrage, la demande instantanée de puissance peut être telle qu'on dépasse la limite en courant du rail durant quelques instants et celui-ci enclenche la sécurité de surintensité pour protéger l'alimentation. Il devient alors impossible de booter la machine car le 12V1 bride tout à cause de sa limite relativement basse. Si on avait un rail unique avec la pleine puissance disponible, ce problème n'apparaîtrait que bien plus tard si on rajoutait encore des éléments.

Cette implémentation des rails multiples ne plaît pas à tout le monde car elle empêche d'utiliser tout le potentiel d'une l'alimentation et de faire certains montages. Il faut par exemple disposer de certaines options pour faire démarrer un grand nombre de [disques](#) durs avec un temps de retard (SATA staggered spin-up) pour éviter une grosse pointe de courant au démarrage et la mise en sécurité directe. Une fois passé le démarrage, ce n'est plus un problème car on consommera beaucoup moins.

On est bridé également dans le cas de l'overclocking du CPU car on n'a droit qu'à 240 W maximum sur le 12V2, dans lesquels il faut compter avec le rendement de l'étage d'alimentation du processeur qui se situe vers 80-85 %. Ca nous donne un processeur consommant réellement 190 W au maximum, ce qui peut être atteint avec les plus gros [processeurs Intel](#) à pleine charge et overclockés massivement. Et encore, on est dans le meilleur des cas où l'on dispose de 20 A sur le 12V2 car la majorité des alimentations permettent seulement entre 14 et 18 A sur le 12V2. Ca sera le cas dans le prochain dossier avec un Pentium 840D dualcore overclocké qui, à pleine charge, mettra en sécurité quasiment toutes les alimentations bien avant la fin des tests de charge, même avec un 12V2 à 20 A ! Avec une consommation par défaut de ~130 W à pleine charge, la moindre augmentation du Vcore fait exploser sa consommation et l'ATX12V demandera plus de 250 W pour nourrir le processeur !

Certaines alimentations comme les Tagan U22 permettent de revenir en norme ATX 1.3 à un seul rail 12 V à l'aide d'un interrupteur, qui modifie juste la sécurité, pour pallier à ce genre de problèmes. Néanmoins, pour une configuration normale, même overclockée moyennement, il ne devrait pas y avoir de souci. Seuls quelques cas très spéciaux avec des overclockings très poussés et des configurations très chargées seront ennuyés par ce système

de rails multiples. Un seul rail 12 V sera toujours beaucoup plus souple d'emploi que plusieurs rails bridés...

## Influence de la température

Comment doit être définie l'alimentation ?

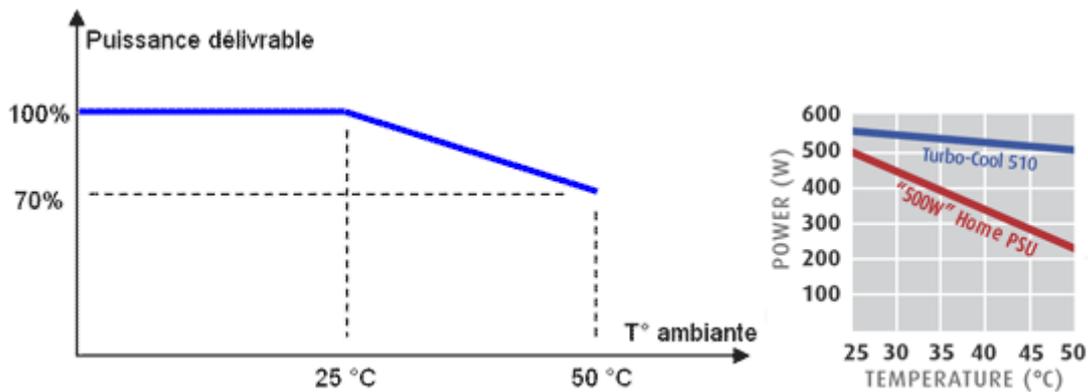
La température est en général l'ennemi de l'électronique, à plus ou moins grande échelle. La température des **composants** dépendra directement de la chaleur dissipée du fait de leur rendement, de l'importance de la ventilation, de la qualité des contacts, des radiateurs et de la température de l'air qu'on aspire (air dans la tour vers 25-40 °C suivant la machine et l'ambient). Plus l'alimentation a un rendement global élevé, moins la température devient un problème. Dans ce cas, on pourra même ventiler moins pour garder une température acceptable sans avoir des nuisances sonores élevées. La température a aussi une incidence sur la durée de vie des composants. Plus l'alimentation sera chaude, plus sa durée de vie et ses performances diminueront (condensateurs électrolytiques qui vieillissent plus vite par ex.).



La capacité d'une alimentation à fournir de la puissance doit être définie en fonction de la température de l'air pour son refroidissement. C'est une donnée quasiment toujours absente des spécifications constructeur pour la simple raison qu'elle permet de tricher facilement sur ses capacités réelles. Attention, on parle pour l'instant de capacité à fournir une puissance donnée, pas de rendement.

Les spécifications de la norme ATX 2.2 demandent que les alimentations soient capables de tenir leur puissance maximale annoncée (à pleine charge) entre 10 et 50 °C ambient. Bien évidemment, beaucoup d'entre elles ne tiennent pas compte de cela et se mettront en **sécurité** avant ou verront simplement leur capacité diminuer fortement.

Les alimentations sont généralement définies pour une puissance maximale donnée entre 0 et 25 °C, ce qui n'a pas trop de sens puisque c'est trop peu par rapport à la réalité. Ce qui n'apparaît quasiment jamais c'est la température maximale où la capacité devient nulle ou qu'il est dangereux d'aller, en général vers 70 °C. Cette température permet de tracer l'évolution de la capacité d'une alimentation en fonction de la température. Plus l'air devient chaud, plus on perd en puissance disponible totale avec par exemple une perte de 10 W pour chaque degré Celsius en plus au dessus de 25 °C. Voici l'exemple d'une alimentation haut de gamme **PC Power Cooling** et d'une alimentation bas de gamme :



Dans le bas de gamme, on vous promettra qu'elle tient (peut être) 500 W à 25 °C, mais sa capacité diminue très vite avec la température et l'on atteint 0 W disponibles à 70-80 °C. Dans cet exemple et en supposant que l'air de la tour soit à 40 °C, votre alimentation 500 W bas de gamme ne permettra déjà plus que 350 W maximum alors qu'on a rien fait encore ! On peut aussi supposer que le fabricant sait très bien qu'elle ne tiendra pas ses spécifications en situation réelle et il mettra des turbines en guise de ventilation pour forcer le refroidissement et améliorer son comportement. En effet, ça ne coûte rien de faire tourner un ventilateur en 12 V, contrairement à acheter des composants de meilleure qualité...

A l'inverse, une alimentation haut de gamme sera surdimensionnée et tiendra ses spécifications avec, par exemple, 500 W à 50 °C avant de décliner sous ce qui est annoncé. Normalement, on n'atteint jamais la limite haute... Cette bonne alimentation achetée pour 500 W sera donc réellement une 500 W en situation réelle, et non pas une 500 W s'effondrant à 350 W dès qu'il fait un peu chaud.

On peut prendre l'exemple des Antec Phantom 350 et 500 W qui sont quasiment identiques, mais la 500 W possède un ventilateur. Ca lui permet de monter moins haut en température, donc de réduire la perte de puissance par degré et au final d'afficher 150 W de plus alors que les composants n'ont pas vraiment changé. Il est à peu près certain qu'en rajoutant un ventilateur sur la 350 W et en relaxant les sécurités de surcharges, elle doit pouvoir tenir plus de puissance aisément. Certains rapports sur des tests fabricants pour des alimentations passives montrent également ce phénomène qui veut qu'en ventilant un peu, on augmente nettement la capacité disponible en courant de manière fiable.

C'est d'ailleurs toute la difficulté des alimentations passives de fournir une grosse puissance sans faiblir. Même si le rendement est de 80 %, c'est encore bien loin de la perfection donc la dissipation élevée fait nettement grimper la température et on perd en capacité. Quand on atteindra 95 % de rendement en charge typique, là on pourra bien se passer de ventilation. Néanmoins, ça ne pose pas réellement de problème car on n'est jamais tout le temps à pleine charge en train de tirer 300 W sur l'alimentation, c'est plus normatif qu'autre chose disons.

## Influence de la température - Raisons de la perte de capacité

Cette perte de capacité est liée au fait qu'à partir d'une certaine température, certains [composants](#) voient leurs caractéristiques électriques décliner. C'est notamment le cas des diodes Schottky qui sont directement responsables du courant maximum possible sur chaque ligne. Les MOSFETs voient aussi leurs pertes par conduction augmenter avec la température (la résistance série équivalente augmente) et leur capacité à laisser passer du courant aussi. Ci-dessous, on montre ce phénomène d'après les données des fabricants entre une barrière Schottky issue d'une Seasonic S12 et d'une LC Power 550 W :

Pour la Seasonic S12, la barrière peut tenir 30 A (sur le schéma c'est 15 A par diode et il y en a 2 dans une barrière) jusqu'à ce que sa température atteigne 125 °C (déjà bien haut), après quoi elle commence à faiblir pour ne plus fonctionner à 150 °C. Pour la barrière sur la LC Power, elle ne tient que 16 A (là c'est pour les 2 diodes et il y a 2 barrières en parallèle pour tenir 32 A maximum) jusqu'à ce qu'elle atteigne seulement 60 °C, après quoi elle s'effondre ! Vu ses autres caractéristiques, son rendement n'est pas terrible et elle va chauffer plus que celle de la Seasonic, donc accélérer sa perte de capacité. Une température de jonction de 60 °C est déjà une température quasiment atteinte en fonctionnement normal...

Autrement dit, la LC Power est sous-dimensionnée pour des raisons de coût évidemment. La Seasonic S12 tiendra ses spécifications, même dans les pires situations qu'on puisse rencontrer, car elle est suffisamment surdimensionnée. Bien sûr, on peut surcharger les diodes au delà de leurs spécifications, mais leur durée de vie en pâtira sérieusement.

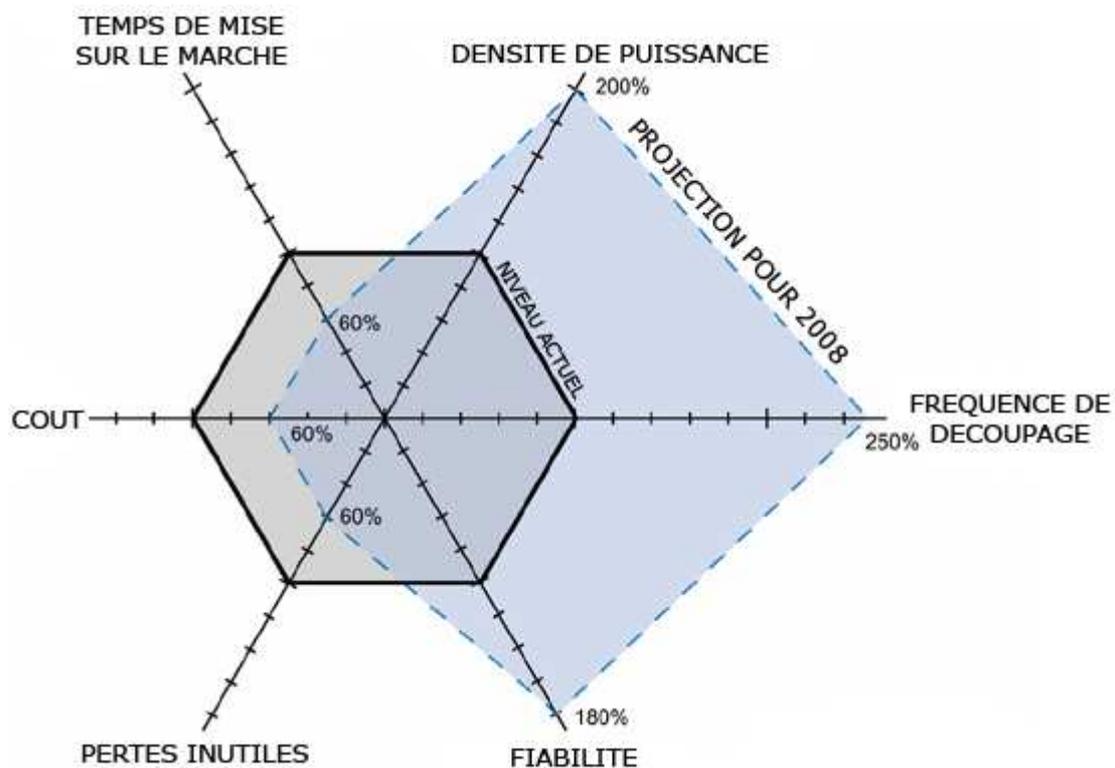
Et enfin dernière chose, relier le rendement à la température n'est pas forcément aussi évident qu'il n'y paraît. On aurait tendance à dire qu'il baisse quand la température augmente et inversement. Néanmoins, certains composants travailleront peut être mieux à 40 °C qu'à 25 °C. L'ESR des condensateurs diminue quand la température augmente donc un peu moins de pertes, ou bien encore la chute de tension des barrières Schottky diminue aussi quand la température augmente (à courant égal), donc elles engendrent aussi moins de pertes, etc. Il y a tellement de choses qui varient dans un sens ou dans l'autre que le seul moyen de le savoir est de tester globalement. Il faudrait charger une [alimentation](#) avec une puissance constante, puis faire varier la température d'aspiration de l'air entre 25 et 50 °C par exemple pour voir comment évolue le rendement et si vraiment l'influence de la température est négligeable ou non. Avec des bons composants, il y a peu de chances que la perte de rendement soit élevée entre 30 et 40 °C typiques (en supposant que ça baisse).

## Conclusions

Que dire si ce n'est que développer une **alimentation** puissante et efficace est une tâche compliquée. Beaucoup de facteurs interviennent pour que le produit soit adapté aux besoins des machines actuelles. Même si les fabricants améliorent un peu les alimentations au fil du temps, on est encore loin de l'alimentation parfaite. De plus, ils ne semblent pas très pressés de les améliorer radicalement en adoptant des topologies modernes (celles employées actuellement ont près de 40 ans). Elles sont plus efficaces, mais aussi beaucoup plus complexes à mettre en oeuvre et à calculer. Elles demandent plus de compétences et de nouvelles études au lieu de se référer aux 40 années d'expérimentation et de documentations en tout genre qui existent déjà.

Il y a une foule de choses à améliorer sur une alimentation. A l'avenir, elles seront encore plus compactes, plus stables, plus réactives, avec une durée de vie améliorée, avec une gestion numérique au lieu d'analogique, dotées d'un rendement encore plus élevé (85-92 %), plus intelligentes quand on est à faible charge pour limiter les pertes, etc. Les topologies résonantes seront sûrement employées plus largement pour réduire les pertes de commutation. Les éléments magnétiques évolueront dans leur design pour induire moins de pertes et l'intégration sera encore plus poussée grâce à de meilleurs semiconducteurs. Au final, on se retrouvera avec d'excellentes alimentations silencieuses car la ventilation ne sera plus vraiment nécessaire.

Les extrapolations pour 2008 donnent quelque chose dans ce genre là :



Le choix d'une alimentation peut se révéler un peu compliqué vu la diversité des modèles. Que choisir parmi le prix, le silence, la puissance disponible, la stabilité, la régulation, le rendement, les petits plus (modularité...), etc. ? Si on prend tout à la fois, on tape dans le haut de gamme très cher en général et il est évident et naturel que tout le monde n'ait pas envie de mettre 150 € ou plus dans une alimentation. Il faut alors faire quelques concessions sur certains points si on a un budget serré. Heureusement, certains bons fabricants sortent maintenant de très bons modèles à prix tout à fait raisonnables. Et ne croyez pas que si une alimentation a son 12 V qui se ballade entre 11.8 et 12.2 V, c'est une catastrophe, car ce n'est absolument pas vrai et certains feraient bien de se rentrer ça dans le crâne !

Attention à ne pas tomber non plus dans le panneau des prix très alléchants, des nouvelles marques inconnues et des phrases chocs issues du marketing car ça cache souvent des choses, il ne faut pas être naïf.

En espérant que certaines notions sont à présent plus claires, 2 autres dossiers suivront pour étudier 11 alimentations en détail et voir comment elles s'en sortent en situation réelle, jusqu'à la rupture pour certaines. A suivre...