ISSN 0753-7409

# Led

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 185

COURS N° 12 : ET SI ON PARLAIT : « TUBES »

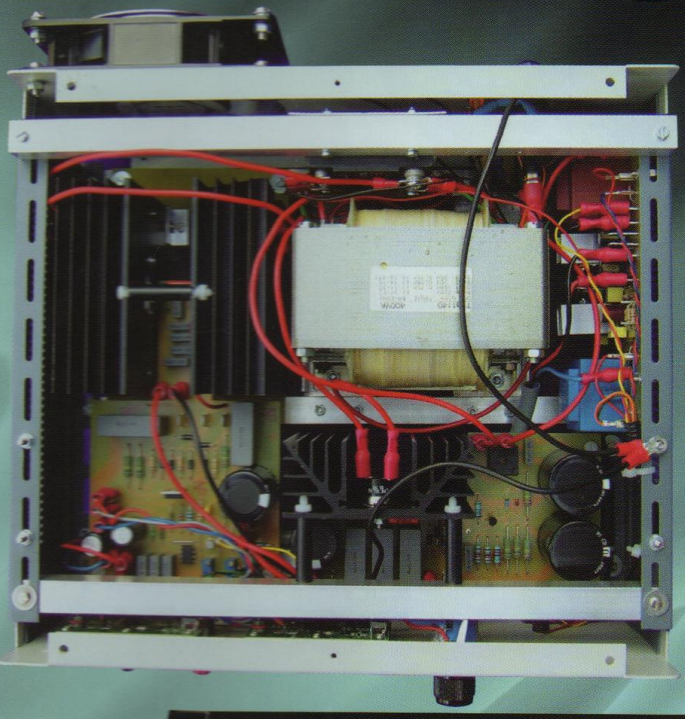
DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

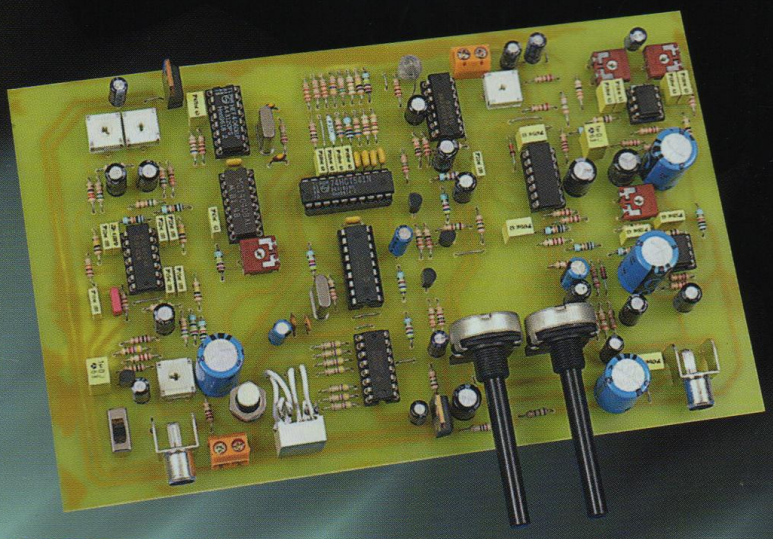
ANALYSEUR DE DISTORSION HARMONIQUE

AMPLIFICATEUR CASQUE À TRANSISTORS

PRÉAMPLIFICATEUR POUR HOME CINÉMA

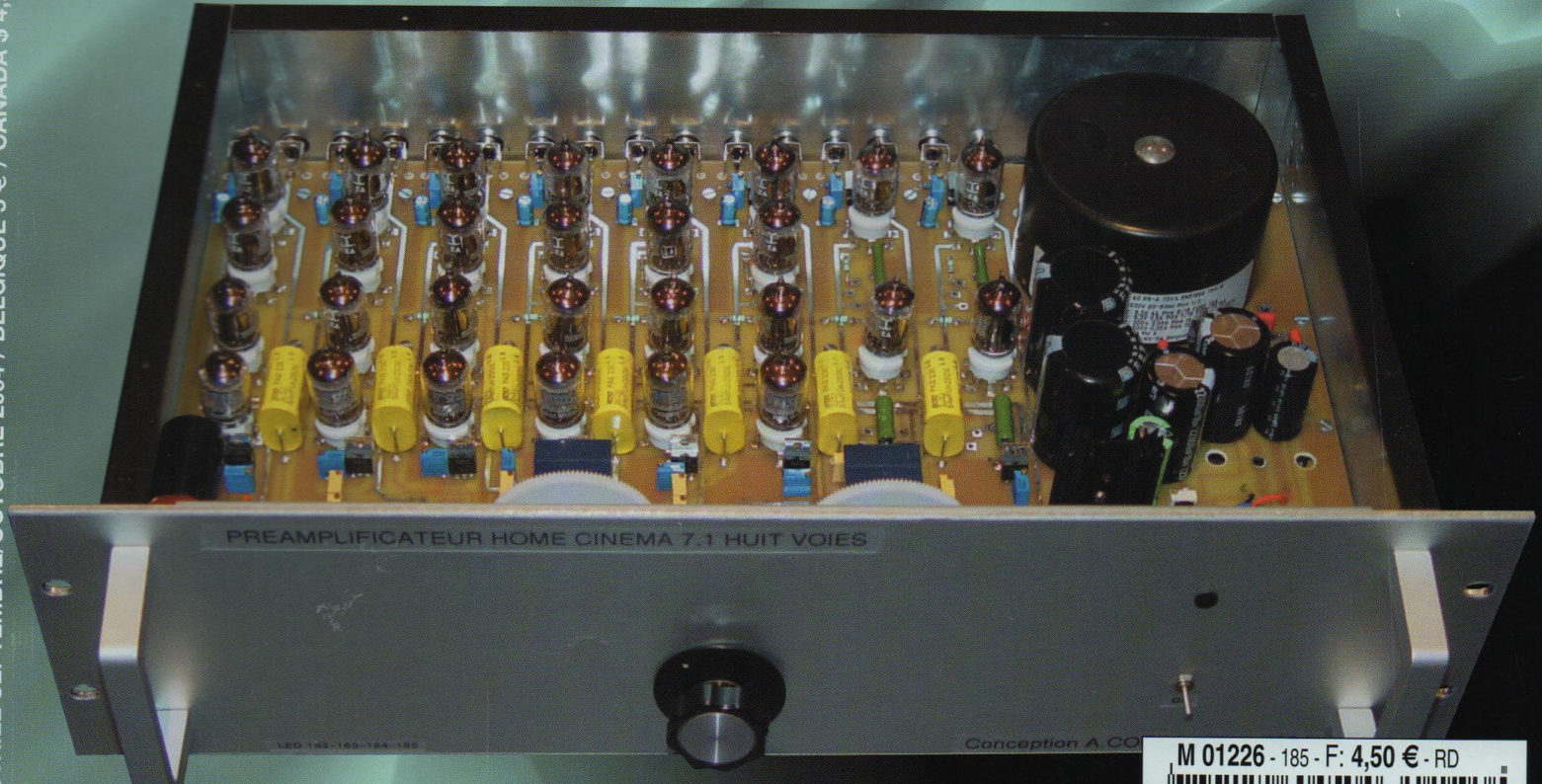
ALIMENTATION H.T. DE LABO 50/450 V-500 mA





ANALYSEUR DE DISTORSION HARMONIQUE

ALIMENTATION HAUTE TENSION DE LABO




PRÉAMPLIFICATEUR POUR HOME CINÉMA

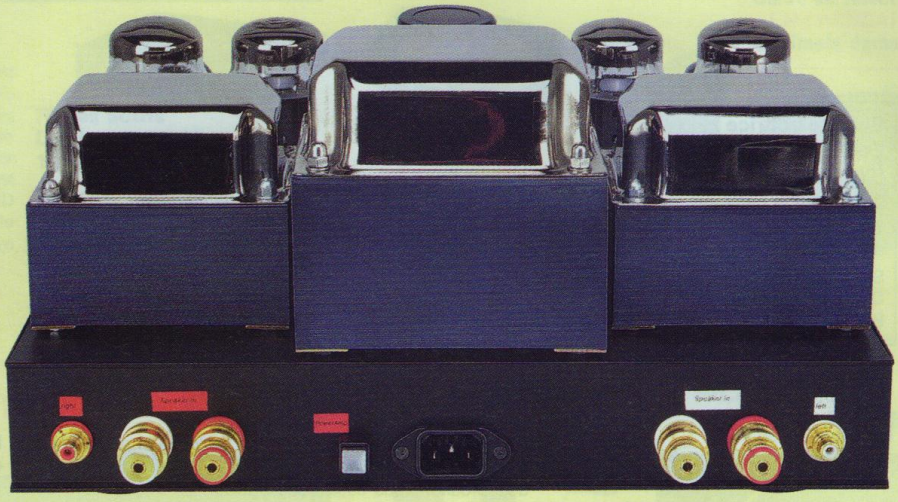
BIMESTRIEL SEPTEMBRE/OCTOBRE 2004 / BELGIQUE 5 € / CANADA $ 4,95

M 01226 - 185 - F: 4,50 € - RD

Et si on parlait : « tubes »

12ÈME PARTIE

# DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE
# LES ALIMENTATIONS



**Après onze causeries à bâtons rompus au cours desquelles nous avons tenté de comprendre comment fonctionnaient ces curieux composants actifs que sont les tubes électroniques, nous allons tenter (enfin !) de passer de la théorie à la pratique. Ceci en analysant le plus complètement possible le fonctionnement des circuits et en essayant de comprendre à travers l'étude de certains circuits mythiques, dont les audiophiles parlent encore avec des sanglots dans la voix, pourquoi ces engins fonctionnaient et fonctionnent encore aujourd'hui bougrement bien !**

Deux observations avant d'entrer dans le vif du sujet. Tout d'abord, nous tenterons d'éviter, dans la mesure du possible, l'approche purement mathématique de certains circuits, essayant de rester le plus près possible de la réalité physique des phénomènes mis en cause. Il est évident qu'il vous est nécessaire de connaître au moins le minimum des règles de l'électricité pure afin de comprendre le comportement de base des résistances, condensateurs, bobines et autres transformateurs, tant en présence de tensions et de courants continus qu'alternatifs. Nous vous rappellerons ces règles de base lorsque cela sera nécessaire. Cependant, je ne saurais trop conseiller à nos lecteurs et amis de replonger sans hésiter dans un manuel d'électricité élémentaire afin de se remettre les idées en place !...

Nous avons déjà évoqué précédemment la seconde observation : **toute notre étude est destinée à l'audio et uniquement à l'audio.** C'est pour cette raison que nous aborderons tout au long de nos causeries l'étude de certains phénomènes rarement, voire jamais abordés dans les ouvrages d'électronique géné-

rale. Il faut en effet bien admettre que le traitement d'un signal audio analogique est certainement, malgré une bande passante limitée, le plus difficile à maîtriser. D'où cette recherche constante et quasi obsessionnelle d'une perfection pratiquement impossible à atteindre. Je m'explique. Reportez-vous à la **figure 1a**, c'est l'oscillogramme de l'attaque d'une note de piano. Vous pouvez constater l'incroyable richesse et complexité du signal à retranscrire. Il s'agit là d'une suite d'impulsions **positives et négatives** qui, avouons-le, n'ont rien à voir avec les sages sinusoïdes ou signaux rectangulaires que nous utilisons pour nos essais. Dans le cas d'un piano, les impulsions sont (à peu près !...) symétriques par rapport à l'axe central. Mais dans le cas de la voix ou d'instruments à vent, les impulsions sont parfaitement dissymétriques (**figure 1b**).

Dans le cas d'un orchestre symphonique (**figure 1c**), le nombre d'impulsions positives et négatives devient parfaitement aléatoire.

À titre documentaire (**figure 1d**), nous avons reproduit le spectre d'un bruit « blanc » qui est utilisé en audio pour certaines mesures très pointues. Le bruit blanc est **le seul** signal artificiel qui se rapproche de la réalité d'un signal audio, **l'enveloppe en moins** (nous verrons plus loin ce que signifie le terme « enveloppe »).

C'est l'aptitude des circuits électroniques à « suivre » cette série d'impulsions positives et négatives sans altération qui rend la science de l'audio électronique si originale et, il faut bien le dire, si complexe. La majorité des circuits électroniques classiques ne sont pas soumis à un tel traitement. En vidéo (**figure 2**), par exemple, bien que la bande passante soit très élevée (de 32 MHz à 64 MHz en haute définition), les impulsions sont rares, sauf en cas de passage brutal du blanc au noir, mais surtout toujours positives ou négatives en fonction du procédé utilisé par rapport au niveau zéro de référence (figure 2).

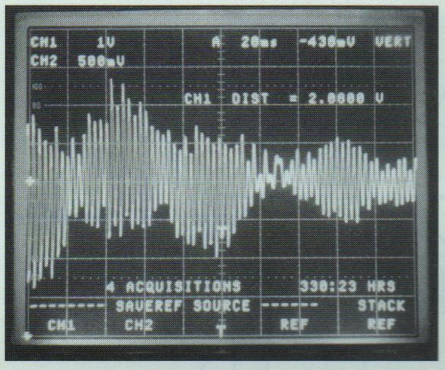



Figure 1a : Attaque piano

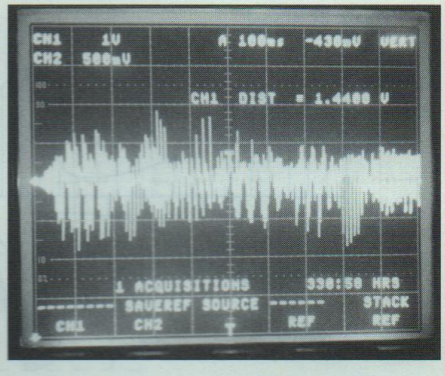



Figure 1b : voix ou instrument à vent

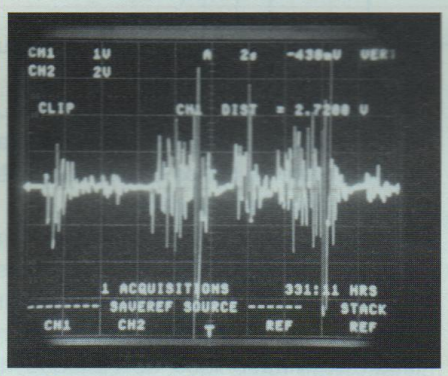



Figure 1c : orchestre symphonique

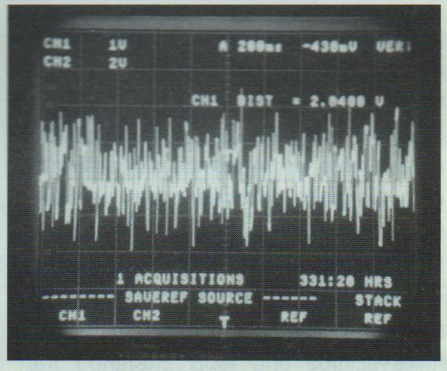



Figure 1d : bruit blanc

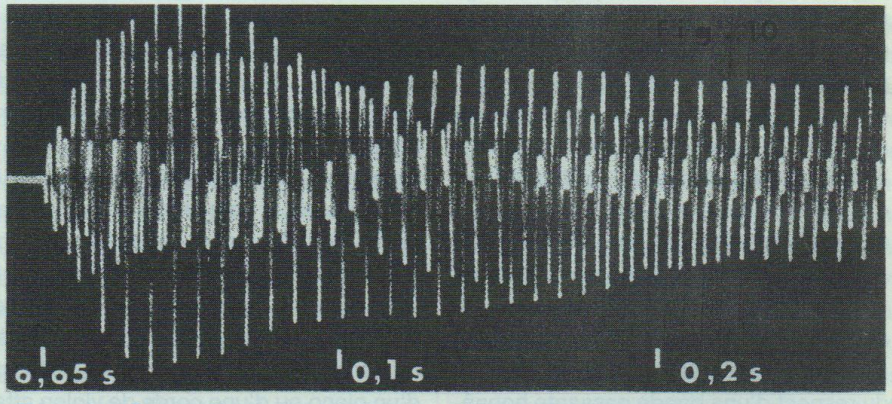



Figure 1e : Cet oscillogramme de l'attaque d'une note de piano (UT2 : fréquence fondamentale 129 Hz) a été réalisé par le professeur Dayton-Miller en 1934

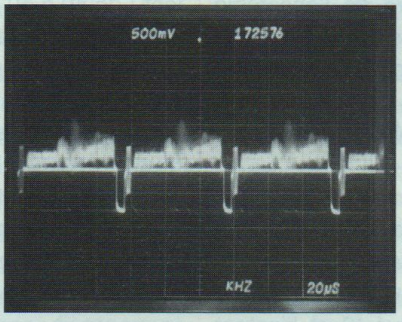



Figure 2 : Signal vidéo

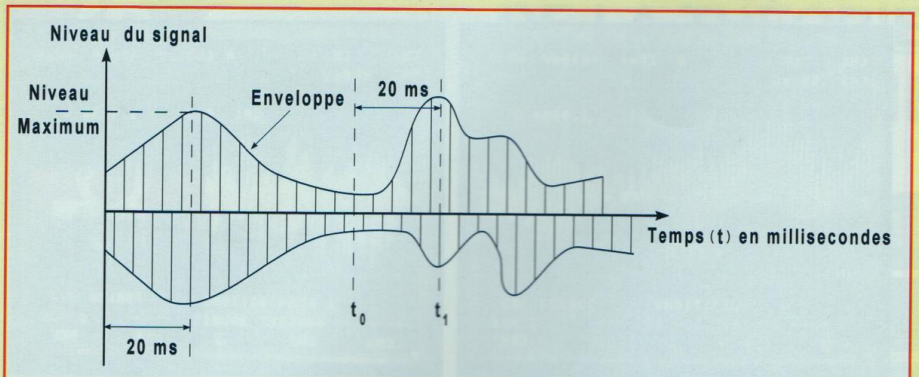



Figure 3 : Courbe enveloppe, elle n'est pas symétrique par rapport à l'axe

Le traitement d'un signal numérique est encore plus simple. Toutes les impulsions ont le même niveau et sont toutes positives ou négatives par rapport au niveau zéro de référence. En radiodiffusion, on traite essentiellement des sinusoïdes modulées soit symétriquement (modulation d'amplitude), soit en fréquence. La difficulté majeure est le traitement des fréquences élevées mises en œuvre.

Le traitement de l'audio, longtemps négligé compte tenu des faibles fréquences mises en jeu, est autrement plus complexe à résoudre. En effet, compte tenu du contenu parfaitement aléatoire du signal qui peut être décliné à l'infini, la modélisation mathématique des phénomènes mis en cause ne peut être qu'approximative, sinon impossible. Ainsi, la démarche principale à tenir en priorité lors de l'étude d'un système audio, en dehors de la lutte relativement aisée contre les distorsions diverses et du respect d'une bande passante honnête, est le respect de la réponse transitoire **positive et négative** de l'ensemble des circuits, ce qui nous conduit à parler de la courbe « enveloppe » du signal.

## LA « COURBE ENVELOPPE », C'EST QUOI ?

Si vous vous reportez aux **figures 1a** et **1e** (l'attaque d'une note de piano schématisée en **figure 3**), vous constaterez qu'entre l'instant marqué t0 et l'instant t1, c'est-à-dire au moment où l'amplitude du signal a atteint son maximum, il s'est écoulé environ 20 millisecondes. La grande quantité d'impulsions qui apparaissent entre ce temps 0 et ce temps 20 ms sont appelées « partiels ».

Acoustiquement, ces partiels représentent les harmoniques du son caractéristique du piano. On peut tracer une courbe qui va « envelopper » cette représentation oscillographique de l'attaque du son du piano (figure 3). L'étude mathématique de cette courbe « enveloppe » est extrêmement complexe. Elle fait appel à la relation d'incertitude d'Heisenberg et à la théorie quantique !...

Pour nous, ce qu'il faut savoir est que l'établissement transitoire de tous les sons peut être défini par leur courbe enveloppe. Les sons les plus rapides que nous ayons à transmettre excèdent rarement 15 millisecondes. C'est la durée moyenne de l'enveloppe de l'attaque d'un piano ou d'une corde de violon attaquée par l'archet. L'orgue est le plus lent : de 40 à 50 millisecondes.

Attention ! Il s'agit de **l'enveloppe** de l'attaque, à ne pas confondre avec la richesse harmonique constituée par les partiels contenus dans cette enveloppe d'une fréquence beaucoup plus élevée. Il est d'ailleurs intéressant de constater que la fréquence fondamentale de la note jouée apparaît souvent **après** l'apparition des partiels. C'est le cas des instruments à cordes attaqués par un archet, alors que pour les cordes pincées ou frappées, ainsi que pour les instruments à vent, la fondamentale apparaît rapidement suivie de son train d'harmoniques.

Nous pouvons d'ores et déjà définir à quels critères doit répondre un ensemble électroacoustique digne de ce nom :

**1 -** Il doit pouvoir « suivre » sans s'effondrer et « récupérer » en moins de 15 millisecondes afin de suivre sans altération les variations de la courbe enveloppe. C'est la réponse « transitoire » du système qui doit être assurée par l'« alimentation » (on y arrive !) et les constantes de temps de tous les organes de liaisons (bobines, condensateurs, transformateurs, etc.). Nous verrons cela plus tard.

**2 -** Il doit répondre, à l'intérieur de la courbe enveloppe à la succession rapide des partiels sans les altérer. C'est le « temps de montée » qui est essentiellement fonction de la bande passante. **Attention** : ne pas confondre le « temps de montée », qui doit être au minimum de 25 microsecondes pour un appareil haute-fidélité digne de ce nom, et la « réponse transitoire », ce qui n'a rien à voir.

Il est fréquent de lire dans certaines fiches techniques des temps de montée époustouflants et pourtant certains de ces appareils sont parfaitement nuls en termes de transitoires. Ce qui se traduit par un son incolore, inodore et sans saveur. Il faut, en effet, comprendre que la réponse « transitoire » est la capacité dynamique du système, et le temps de montée le pouvoir d'analyser des partiels contenus dans la courbe « enveloppe ».

Ces temps de montée de 25 microseconde minimum correspondent à la montée d'une demi-sinusoïde égale à la demi-longueur d'onde de la fréquence la plus élevée à transmettre : ici 20 000 Hz. Il est évident que si la bande passante du système est supérieure à 20 000 Hz, le temps de montée sera réduit d'autant (ce qu'il est plus facile à calculer qu'à faire !).

**3 -** Il doit respecter la position des partiels (ou harmoniques) dans le temps. Ce

qui implique un parfait respect de la phase « **relative** » tout au long du spectre sonore à reproduire. C'est un critère très difficile à respecter dès que le signal doit traverser des circuits inductifs ou capacitifs (transformateurs, inductances, filtres divers). C'est un des problèmes majeurs provoqués par les transformateurs d'entrée ou de sortie, les filtres d'enceintes acoustiques et les réglages de tonalité mal calculés. Nous évoquerons ces problèmes tout au long de notre étude.

Avant de passer à la conception de l'alimentation, il me faut insister sur cette caractéristique très particulière que présente la courbe enveloppe de la reproduction sonore : **elle n'est pratiquement jamais symétrique par rapport au niveau zéro**.

Cette asymétrie, qu'il faut toujours avoir présente à l'esprit, va perturber joyeusement le circuit mal étudié. Nous verrons plus tard l'influence pernicieuse de cette asymétrie sur les circuits de couplages capacitifs, mais comme aujourd'hui nous allons parler des alimentations et qu'une alimentation bien étudiée est censée fournir à chaque instant le courant nécessaire au fonctionnement de nos tubes (ou de nos transistors !) sous une tension la plus constante possible, il nous faut évoquer les notions de classe d'amplification. C'est prématuré, mais je vous demande de vouloir considérer pour l'instant comme acquises les affirmations qui vont suivre, étant bien entendu que nous étudierons en détail le problème des classes d'amplification dès que nous aborderons l'étude des circuits proprement dits. Sachez donc dès aujourd'hui que :

**- En classe A** mono tube, mono transistor, mono Fet ou Mos Fet. C'est le fonctionnement classique de la grande majorité des préamplificateurs et amplificateurs dits « mono triode ». Dans cette configuration, on place le point de repos au milieu de la courbe de transfert des tubes (ou des semi-conducteurs). Reportez-vous aux précédentes causeries traitant de la théorie des tubes. La théorie affirme que la valeur **moyenne** du courant emprunté à l'alimentation est constante : le swing étant **symétrique** par rapport au point de repos du signal à amplifier (**figure 4**). Tout cela est vrai dans le cas d'un **signal périodique** (sinusoïde, signal rectangulaire, triangulaire, etc.). Mais dès qu'il s'agit d'amplifier un **vrai** signal audio, c'est archi-faux. L'asymétrie de la courbe enveloppe, qui peut être très importante, va rendre l'intensité moyenne du courant demandé à l'alimentation continuellement variable. C'est une des causes fréquentes du mauvais fonctionnement des amplificateurs mono triode dont les constantes de temps de l'alimentation ont été mal calculées.

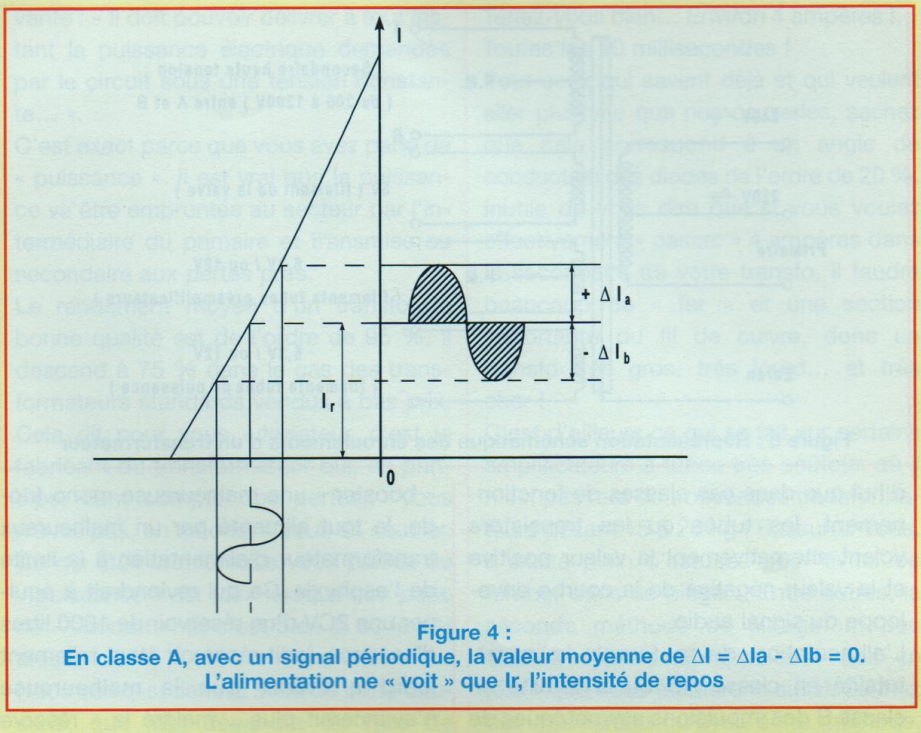



**Figure 4 :**
**En classe A, avec un signal périodique, la valeur moyenne de ΔI = ΔIa - ΔIb = 0. L'alimentation ne « voit » que Ir, l'intensité de repos**

D'autre part, dans le cas des amplificateurs de puissance de ce type, on entre très vite dans des zones de courbure de la caractéristique de transfert, ce qui aggrave le phénomène.

**- En traitement symétrique du signal en classe A ou en push-pull classe A** de puissance. L'asymétrie de la courbe enveloppe n'intervient plus. C'est le seul cas où l'alimentation va délivrer un courant constant, quel que soit le signal (périodique ou audio pur). Un bémol cependant, on démontre (et l'on constate !) que le push-pull classe A dans le cas des tubes de puissance est déconseillé. En effet, vous constaterez lors de l'étude des circuits de puissance que le taux de distorsion augmente lorsque l'on se rapproche de la classe A. Pour les transistors, c'est exactement l'inverse, le fonctionnement en classe A linéarise la courbe de transfert et stabilise la température de jonction. Toujours est-il que le fonctionnement en **pur symétique** (pour les étages préamplificateurs) et en **classe A** (pour les étages de puissance) simplifie énormément la conception de l'alimentation.

**- Les classes AB et B**

Sans entrer dans les détails (importants !), sachez que la classe AB est utilisée majoritairement dans les étages de puissance push-pull à tubes, plus rarement la classe B. A l'inverse, la majorité des amplificateurs push-pull à transistors fonctionne en classe B, plus rarement en classe AB. Sachez uniquement aujour-

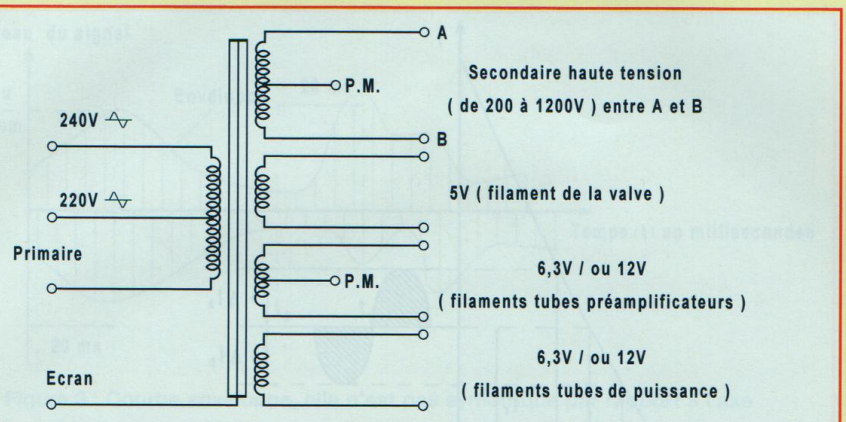



Figure 5 : Représentation schématique des enroulements d'un transformateur

d'hui que dans ces classes de fonctionnement, les tubes ou les transistors voient alternativement la valeur positive et la valeur négative de la courbe enveloppe du signal audio.

L'alimentation devra fournir la quasi-totalité en classe AB ou la totalité en classe B des impulsions asymétriques de courant correspondant aux variations de la courbe enveloppe.

Le courant fourni par l'alimentation va « swinguer » au rythme du signal. C'est la difficulté majeure, car il faudra respecter la constante de temps transitoire maximale de 15 millisecondes, quel que soit l'appel de courant demandé. Ceci afin de lui permettre de récupérer et être prête à fournir à nouveau toute sa puissance à l'impulsion suivante... Tout un programme !

**En résumé**, même si vous n'avez pas très bien compris les classes d'amplification, ne vous inquiétez pas, nous y reviendrons en détail lors de l'étude des circuits.

Aujourd'hui, nous parlons des alimentations et uniquement des alimentations. Si j'ai insisté lourdement (et je m'en excuse) sur ce point, c'est pour vous faire admettre que l'alimentation d'un montage électronique destiné à l'audio est loin d'être aussi anodine telle que décrite dans certains ouvrages. Combien d'appareils avons-nous vu affublés de condensateurs énormes, histoire d'avoir un « réservoir de puissance » (sic!) pour « booster » une malheureuse mono triode, le tout alimenté par un malheureux transformateur d'alimentation à la limite de l'asphyxie. Ce qui reviendrait à équiper une 2CV d'un réservoir de 1000 litres d'essence, ledit réservoir étant tellement lourd à traîner que la malheureuse n'avancerait plus... malgré la « réserve de puissance ». Trêve de plaisanteries, vous n'avez, pour l'instant, que trois choses à retenir :

**1 -** L'alimentation est le cœur du circuit que vous allez concevoir. Ses performances sont indissociables de celles du montage mis en œuvre.

**2 -** Elle doit pouvoir fournir à tout instant son courant maximum sous une tension la plus constante possible.

**3 -** Son temps de récupération, après avoir fourni une pointe de courant maximum, ne doit jamais excéder 15 millisecondes. En pratique, on fixe le temps de récupération en audio à 10 millisecondes.

**Attention**, un temps de récupération inférieur à 5 ms peut être plus nuisible qu'utile. C'est le problème causé en **audio uniquement** par certaines alimentations stabilisées **trop rapides**. Nous étudierons ce point lorsque nous aborderons les distorsions dites « d'intermodulation transitoire ».

Et maintenant, jetons-nous à l'eau et voyons un peu ce que doit être l'alimentation basique d'un appareil utilisant des tubes électroniques.

## L'ALIMENTATION DE BASE

Le courant fourni par le secteur ne peut pas (sauf dans certains cas particuliers... eh oui !) être utilisé tel quel pour alimenter nos appareils électroniques. Nous nous limiterons ici à l'étude des alimentations destinées aux tubes électroniques, bien que les principes exposés soient rigoureusement les mêmes pour les semi-conducteurs, à la différence des courants et des tensions mis en œuvre. Le premier composant à étudier, et certainement le plus négligé, bien que le plus important est le transformateur d'alimentation.

## LE TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

C'est en général le grand oublié parce qu'en principe « ça marche » tout seul... **Grave erreur !** C'est de lui que dépendra le fonctionnement de **toute** l'alimentation.

Tout d'abord, qu'est-ce qu'un transformateur d'alimentation pour montage électronique à tubes ? Comme vous en avez tous vu et qu'il ne s'agit pas ici de se pencher sur la fabrication des transformateurs d'alimentation, nous nous contenterons d'étudier le problème de notre point de vue : celui de l'utilisateur. Ce qui nous concerne au premier chef.

Nous avons représenté en **figure 5** le schéma d'un transformateur théorique pour un amplificateur de puissance. On trouve tout d'abord un enroulement primaire qui peut être raccordé au secteur 220 V ou 240 V (rappelons qu'en France la tension normalisée est de 230 volts ± 10 % à une fréquence de 50 Hertz). Une prise dite « écran » (dans les transfos de qualité) doit être reliée au châssis de l'appareil, ce dernier étant raccordé à la « terre ».

Au secondaire, on va trouver en général un enroulement dit « haute tension ». Cet enroulement est le cœur de notre montage. C'est lui qui, après redressement et

filtrage, fournira les **tensions** nécessaires au fonctionnement de nos tubes (je ne parle pas de **courants** pour le moment... voir plus loin !).
Cet enroulement est parfois muni d'un point milieu (noté « PM » sur le schéma), absolument nécessaire lorsque nous utiliserons une « valve » (diode à vide).
La tension disponible aux bornes de cet enroulement est uniquement dépendante du montage qu'elle devra alimenter. Sachez toutefois que les normes de sécurité internationales limitent cette tension à 1200 volts (2 x 600 V s'il y a un point milieu) pour les appareils destinés au public. N'oubliez jamais que ces tensions sont dangereuses !
Vous trouverez ensuite plusieurs enroulements dits « basse tension » destinés à alimenter les filaments de nos tubes. Ici on peut parler de « courants » (sauf... voir plus loin !).
L'intensité fournie par ces enroulements atteint souvent plusieurs ampères, elle est fonction du type et du nombre de tubes utilisés.
Pour information, sachez que :
- une « valve » alimentée sous 5 volts consomme pour son filament de 2 à 5 ampères.
- un tube « préamplificateur » (12AX7, 12AU7, 6DJ8, etc.) consomme de 0,3 à 0,6 ampère
- un tube dit de « puissance » (EL34, 6550, KT88, 6L6, etc.) consomme de l'ordre de 1 à 2 ampères.
On peut, bien évidemment, multiplier les enroulements secondaires d'un transformateur d'alimentation.
Pour le moment, nous ignorerons tous ces enroulements, à l'exception de l'enroulement « haute tension » que nous « traiterons » afin d'obtenir la tension dite « continue » nécessaire « au fonctionnement » de nos montages.

## LES CRITÈRES

À quels critères doit répondre l'enroulement « haute tension » d'un transformateur d'alimentation ? La réponse logique et simple que vous me ferez est la suivante : « Il doit pouvoir délivrer à tout instant la puissance électrique demandée par le circuit sous une tension constante... ».
C'est exact parce que vous avez parlé de « puissance ». Il est vrai que la puissance va être empruntée au secteur par l'intermédiaire du primaire et transmise au secondaire aux pertes près.
Le rendement moyen d'un transfo de bonne qualité est de l'ordre de 95 %, il descend à 75 % dans le cas des transformateurs standards vendus à bas prix. Cela dit pour vous, utilisateur, c'est le fabricant du transformateur qui, en principe, tient compte des pertes... Vous n'avez pas, en théorie, à vous en soucier. Ce qui était vrai lorsque vous parliez de « puissance » est faux lorsque l'on parle de « courant »! Et c'est bien là où le bât blesse !...
Nous verrons, dans la suite de cette causerie, que tout dépendra du type de redressement et surtout du filtrage que vous adopterez.
Sachez dès maintenant que si vous adoptez la disposition classique du filtrage dit « à condensateur en tête », quasi universellement utilisée de nos jours, l'enroulement secondaire de votre transformateur devra fournir, sous la forme d'une impulsion, toutes les 10 millisecondes (dans le cas d'un redressement double alternance) la totalité du courant consommé par le circuit avec, en plus, **jusqu'à vingt fois la valeur de ce même courant** (avec les valeurs de condensateurs couramment utilisées aujourd'hui!).
Ne vous inquiétez pas, nous examinerons tout cela en long, en large et en travers, dès que nous aborderons les problèmes de filtrage.
Pour vous donner un ordre d'idée, un simple amplificateur de 50 watts, qui va consommer environ 200 mA et équipé (comme c'est la mode aujourd'hui) d'un pont de diodes et d'un « condensateur réservoir » en tête de 470 µF (microfarads) sous une tension de 450 volts, soumettra le secondaire de son transfo d'alimentation à des crêtes de courant de... Tenez-vous bien... Environ 4 ampères !... Toutes les 10 millisecondes !
Pour ceux qui savent déjà et qui veulent aller plus vite que nos causeries, sachez que cela correspond à un angle de conduction des diodes de l'ordre de 20 %.
Inutile de vous dire que si vous voulez effectivement « passer » 4 ampères dans le secondaire de votre transfo, il faudra beaucoup de « fer » et une section importante du fil de cuivre, donc un transfo très gros, très lourd... et très cher !
C'est d'ailleurs ce qui se fait sur certains amplificateurs à tubes très coûteux où il n'est pas rare de trouver des transformateurs pesant 15 à 20 kg ! Rassurez-vous, il existe plein d'astuces pour éviter de tomber dans ce piège... Entre autres, la seconde méthode de filtrage un peu oubliée aujourd'hui appelée « self en tête » que nous étudierons aussi. Sachez dès maintenant qu'avec cette méthode, le transformateur ne verra plus d'impulsions de courant, lequel dépassera rarement 1,5 fois le courant total consommé par l'appareil.
Il nous faut parler maintenant de deux points très importants : le rapport de transformation et la résistance interne.

## LE RAPPORT DE TRANSFORMATION ET LA RÉSISTANCE INTERNE

Si vous vous reportez à la figure 5, vous constaterez que le transformateur d'alimentation comporte plusieurs enroulements. C'est le rapport du nombre de spires de l'enroulement primaire par rapport au nombre de spires de chaque enroulement secondaire qui va définir le **rapport de transformation**.
Par convention, c'est toujours le nombre de spires au secondaire sur le nombre de spires primaires qui définit ce rapport.
Le nombre de spires étant proportionnel à la tension, on peut écrire :

$$n = \frac{U\text{secondaire}}{U\text{primaire}} = \frac{N2}{N1}$$

Par exemple, le rapport de transformation d'un enroulement filament fournis-

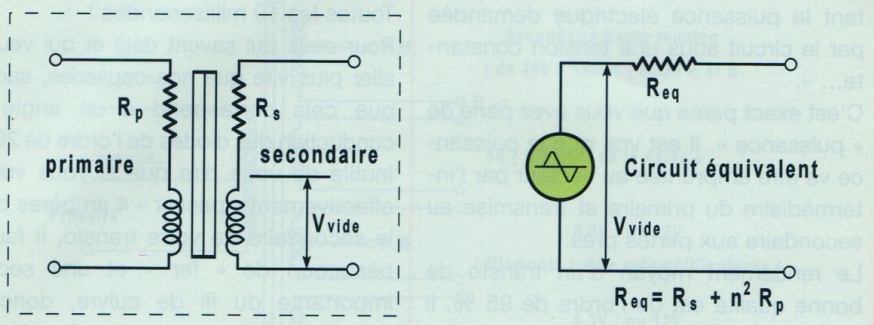



Figure 6 : Calcul de la résistance d'un transformateur

sant 6,3 volts par rapport au primaire 240 volts est de :

$$n = \frac{6,3}{240} = 0,026$$

Ce qui signifie, en pratique, que si vous bobinez 100 spires de fil au primaire, en bobinant 100 x 0,026 = 2,6 spires au secondaire, vous obtiendrez 6,3 volts à vide aux bornes de ces 2,6 spires en alimentant le primaire sous 240 volts.

Dans le cas de l'enroulement haute tension, supposons une HT de 600 volts :

$$n = \frac{600}{240} = 2,5$$

Ce qui signifie que si votre primaire comporte 100 spires, vous devrez bobiner 100 x 2,5 = 250 spires au secondaire pour obtenir une tension **à vide** de 600 volts.

Je précise bien « à vide ». Autrement dit, sans débit car dès que votre transformateur va débiter, il y aura des pertes. Mais comme la finalité de nos causeries ce sont les circuits électroniques, nous laisserons aux fabricants de transformateurs le casse-tête du calcul des pertes !

Cependant, un seul type de pertes nous concerne directement : les pertes dues à la résistance des enroulements.

En **figure 6**, nous avons reproduit schématiquement un transformateur « réel ». Le primaire et le secondaire sont constitués par des enroulements de fil de cuivre d'une certaine longueur. Or, qui dit longueur de fil suppose résistance en ohms de ces conducteurs. On peut considérer les enroulements primaire et secondaire comme deux inductances pures montées en série avec leur résistance propre.

**Attention,** retenez bien ce qui va suivre car la résistance équivalente du transformateur d'alimentation aura un **effet majeur** sur le respect de la courbe enveloppe du signal sonore que nous traiterons par le jeu des constantes de temps des circuits de filtrage que nous étudierons plus avant.

On démontre mathématiquement que la résistance ohmique équivalente d'un transformateur est égale à la résistance du secondaire, augmentée du produit de la résistance du primaire par le carré du rapport de transformation. Ce qui s'écrit :

$$Req\ (\Omega) = R\ sec\ (\Omega) + n^2 R\ prim\ (\Omega)$$

C'est fondamental et très souvent oublié par les concepteurs d'alimentations pour amplificateurs.

En pratique, comment opérer ?

**1 -** Tout d'abord, avec un ohmmètre, mesurez la résistance du secondaire haute tension du transfo que vous désirez utiliser. Notez cette valeur Rs

**2 -** Ensuite, mesurez la résistance du primaire de la même façon : Rp

**3 -** Raccordez le primaire du transformateur à la source de tension alternative 220/240 volts du secteur. Mesurez cette tension avec votre voltmètre : V1

**4 -** A l'aide du voltmètre, mesurez la tension au secondaire : V2

**5 -** Calculez le rapport de transformation

$$\frac{V2}{V1} = n$$

Elevez n au carré : $n^2$

**6 -** Appliquez la formule

$Req = Rs + n^2 Rp$

Pour exemple, nous avons mesuré Req d'un transformateur typique utilisé sur un ampli de 2 x 50 W de qualité moyenne, mais de prix très élevé !

On relève :

R secondaire : 14,2 Ω

R primaire : 3,2 Ω

V primaire (secteur) : 228 V

V secondaire (HT) : 430 V

Calcul de n : $\frac{430}{228} = 1,886 \rightarrow n^2 = 3,557$

Req = 14,2 + (3,2 x 3,557) = 25,58 Ω

Pour la petite histoire, sachez que ce malheureux transfo a la détestable habitude de chauffer, de vibrer et, finalement, de griller régulièrement, bien que le secondaire soit prévu par le fabricant pour « encaisser » 0,8 ampère, alors que la consommation HT de l'ampli n'excède jamais 500 mA en crête à pleine puissance.

Nous étudierons en détail ce problème très important et souvent ignoré, cause de bien des dysfonctionnements lors de l'étude approfondie du filtrage.

Il y a bien d'autres problèmes concernant les transformateurs d'alimentation, nous les évoquerons au fur et à mesure de notre étude. En règle générale, un transformateur d'alimentation ne doit jamais être sous-dimensionné. Le courant traversant les enroulements est important, certes, mais les dimensions du circuit magnétique ont aussi une importance fondamentale. Un circuit magnétique mal dimensionné va se saturer lors des crêtes de courant. Cela limitera la casse, mais amènera des harmoniques secteur extrêmement difficiles à éliminer.

Nous n'avons pas parlé de l'alimentation des filaments des tubes, car ici il n'y a

pas d'appels de courant. Ce dernier est stable et le calcul du transformateur est classique, ce qui n'est pas le cas de l'enroulement haute tension.
Dans le cas d'un redressement, afin d'alimenter les filaments en courant continu, toutes les règles que nous définissons pour la haute tension seront valables.
Un dernier mot en ce qui concerne l'intensité dans les enroulements secondaire et primaire. Elle est inversement proportionnelle au rapport de transformation.
**Exemple**. Sur la figure 5, on connecte le filament d'une valve 5U4 sur l'enroulement 5 V. Le filament de la 5U4 consomme 3 ampères.
Quel sera le courant consommé au primaire 240 volts ?
On écrit que :

$$\frac{Ipri}{Isec} = \frac{Nsec}{Npri} = \frac{Vs}{Vp} = n$$

On peut écrire :
I pri = I sec x n
Calculons n :

$$n = \frac{Vs}{Vp} = \frac{5}{240} = 0{,}02$$

Ipri = 3 x 0,02 = 0,062 ampère
C'est de cette manière que l'on calculera l'intensité totale consommée au primaire du transformateur, en effectuant pour chaque enroulement le calcul du courant secondaire rapporté au primaire.
La somme de tous ces courants sera égale au courant total consommé par le transformateur (aux pertes près, de l'ordre de 5 à 10 %).
Le produit de ce courant consommé par la tension du secteur P = U.I avec :
- P en volt/ampères
- U en volts
- I en ampères

vous donnera la puissance totale de votre transformateur.
Grâce à I, vous pourrez calibrer un fusible de protection (à fusion retardée, nous verrons pourquoi plus tard)... Croyez-moi, c'est souvent utile !!

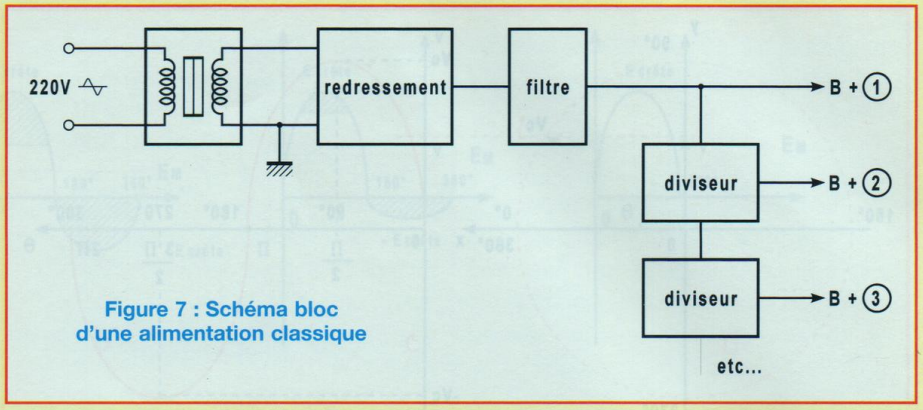



Figure 7 : Schéma bloc d'une alimentation classique

## REDRESSEMENT DE LA TENSION ALTERNATIVE FOURNIE PAR LE TRANSFO

Il est bien évident qu'il n'est pas question d'utiliser telles quelles (sauf pour le chauffage des filaments) les tensions alternatives fournies par le transformateur. Jusqu'à preuve du contraire, les tubes, les transistors, les circuits intégrés demandent, pour fonctionner correctement, des tensions dites "continues". Aux origines de l'électronique, on utilisait des batteries qui, par principe même, fournissent une tension parfaitement continue.
C'est d'ailleurs de cette époque lointaine que les Anglo-saxons ont gardé l'habitude de repérer les tensions sur un montage électronique. À l'origine, on utilisait trois batteries : une batterie "A" pour l'alimentation des filaments, une batterie "B" pour la haute tension et, éventuellement, une batterie "C" pour les polarisations négatives. De nos jours, sur certains schémas, on trouve toujours les repères suivants : "B+" pour la haute tension, "C -" pour la tension de polarisation et "A" pour l'alimentation des filaments.
On va donc effectuer quatre opérations qui, bien que distinctes, sont indissociables en termes de performances.
**1 -** On va élever (ou abaisser) par l'intermédiaire du transformateur la tension alternative fournie par le secteur (220 V/240 V) à une valeur compatible (que nous allons apprendre à calculer) avec le montage que nous utiliserons.
**2 -** Nous allons "redresser" cette tension afin d'obtenir une tension pulsée toujours positive ou négative en fonction de l'utilisation que nous désirons.
**3 -** Nous allons " filtrer" cette tension pulsée afin de nous approcher le plus possible d'un pur courant continu.
**4 -** A l'aide de diviseurs de tension, nous répartirons ces tensions vers les différents sous-ensembles de notre montage.
Le synoptique de la **figure 7** résume cette configuration classique. Les autres méthodes plus ou moins perfectionnées, faisant appel à des alimentations stabilisées ou à découpage, obéissent cependant au même synoptique de base.
Le transformateur d'alimentation va donc vous délivrer sur son enroulement « haute tension » une tension alternative sinusoïdale dont il convient absolument de connaître les caractéristiques. Nous allons les résumer sommairement ici pour ceux qui les auraient oubliées.
**La tension sinusoïdale, sa valeur instantanée et sa valeur de crête (figure 8)**
On apprend, en électricité élémentaire, que la valeur instantanée (v) d'une tension alternative sinusoïdale est :
v = Vc sin θ où :
- v : tension instantanée
- Vc : tension de crête
- θ : angle en degrés (ou en radians) du vecteur tournant $\overline{Vc}$ avec l'axe Ox (voir figure).

Lorsque le vecteur $\overline{Vc}$ aura effectué un tour complet (de 0° à 360°), on dira qu'il

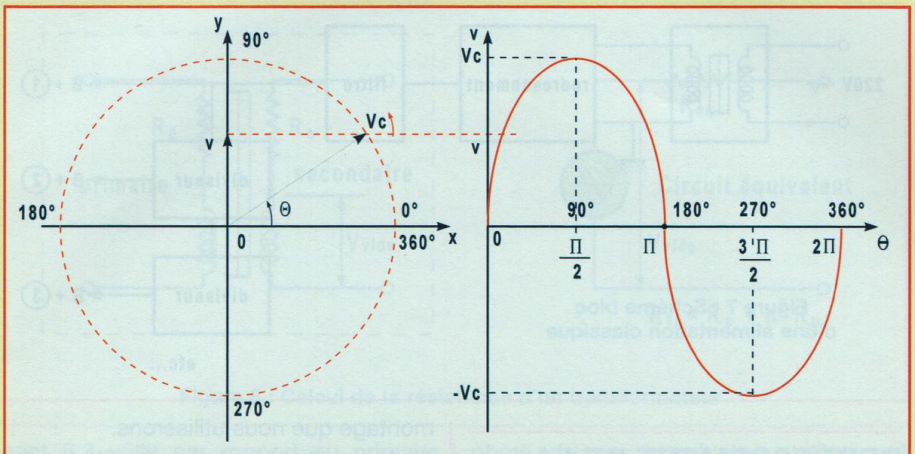



**Figure 8 : Le vecteur $\overline{Vc}$ représentant la valeur de la tension de crête « tourne » autour du point O dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (sens trigonométrique), la valeur instantanée « v » va croître, passer par un maximum égal à Vc lorsque $\theta = 90°$, décroître, repasser par 0, puis croître à nouveau (en valeurs négatives), chaque instant étant égal à Vc sin $\theta$**

a accompli un « cycle » ou une « période » . Plus la vitesse de rotation de $\overline{Vc}$ sera rapide, plus le nombre de « cycles » ou de « périodes » par seconde sera élevé. Ce nombre de « cycles » ou de « périodes » par secondes sera appelé « fréquence ».

Dans les temps anciens, on employait indifféremment les termes « cycles » par seconde ou « périodes » par seconde pour définir la fréquence. Aujourd'hui l'unité de fréquence est le « Hertz » (symbole Hz) du nom du célèbre savant découvreur des ondes dites « hertziennes ».

La tension alternative fournie par le secteur et que nous recueillerons au secondaire de notre transformateur est de 50 Hz, ce qui signifie que la tension instantanée v = Vc sin $\theta$ croîtra de 0 à un maximum **positif** à 90°, pour décroître ensuite jusqu'à 0 à 180°, passer par un maximum **négatif** à 270° et revenir à 0 à 360°, ceci cinquante fois par seconde.

Si je me suis appesanti sur ce point, c'est qu'il y a souvent confusion entre les notions : « fréquence », « période » et « cycle » , alors que les trois dénominations désignent exactement la même chose.

Sachez, d'autre part, que la notion de vecteur tournant n'est pas une vue de l'esprit mathématique ! Il faut remonter à la fin du XIX$^e$ siècle, lorsqu'on découvrit que si on faisait « tourner » sur son axe un barreau aimanté devant une bobine qui voyait « alternativement » les pôles Nord et Sud de l'aimant, cette dernière développait « alternativement » une tension positive et négative à ses bornes. En dehors du fait qu'on avait inventé « l'alternateur » , on définit à l'époque la notion de « champ tournant »...

Du « champ tournant », on passa au « vecteur champ tournant ». Et comme la tension aux bornes de la bobine était proportionnelle et dépendait intimement du champ, donc du vecteur champ, on imagina le vecteur tournant de tension tel qu'il est représenté **figure 8** et qui est la représentation schématique d'une **réalité** physique et non pas un délire de mathématicien.

La **valeur de crête** du signal est atteinte deux fois par cycle : la première fois, alors que $\theta = 90°$, la seconde fois lorsque $\theta = 270°$. En valeur absolue, la tension crête à crête est donc égale à deux fois la valeur crête de la tension.

**Par exemple**, si Vc = 100 V, Vcc = 200 V

**- Valeur efficace et valeur moyenne de la tension alternative**.

Lorsqu'on découvrit les tensions et courants alternatifs, il fallut trouver un système pratique pour pouvoir les quantifier.

On connaissait les tensions et courants continus et leurs effets sur une résistance. Une résistance soumise à une tension U est parcourue par un courant I, la puissance dissipée dans la résistance est :

$$P = U.I$$

- P en watts
- U en volts
- I en ampères

Or, cette puissance est dissipée sous forme de chaleur. Tant que le circuit est alimenté, la quantité de chaleur dissipée est constante. On tenait là un moyen simple de mesure.

En appliquant une tension sinusoïdale aux bornes d'une résistance, la moyenne de la puissance instantanée sur un cycle donne la puissance dissipée **moyenne**. La résistance fournit donc une quantité de chaleur constante, comme si on appliquait une tension continue à ses bornes. D'où la définition suivante :

**La tension efficace égale la tension continue qui produirait la même quantité de chaleur dans une résistance parcourue par le même courant.**

C'est la tension que vous indique votre voltmètre alternatif ou votre contrôleur universel, bien que nous verrons plus loin lorsque nous étudierons le redressement, ces appareils mesurent en réalité une **valeur moyenne** de la tension redressée, leur cadran ou leur afficheur étant étalonné en **« valeur efficace »** de la tension.

Nous ne vous infligerons pas la démonstration mathématique qui fait appel aux équations différentielles. Sachez que l'on démontre que :

$$V_{eff} = 0{,}707\ V_{crête} \quad \left(0{,}707 = \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

C'est fondamental, vous utiliserez cette formule en permanence non seulement

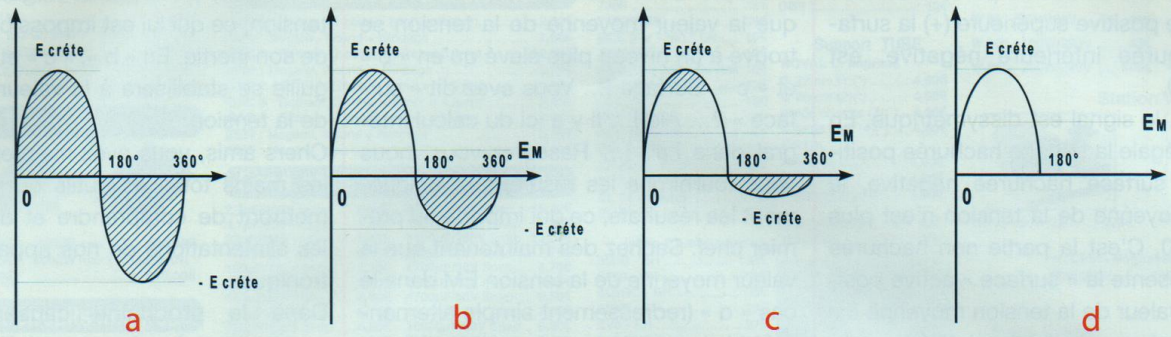



Figure 9 : Valeur moyenne de la tension alternative sinusoïdale

dans le calcul de vos alimentations, mais en règle générale dans tout circuit comportant des résistances parcourues par un courant alternatif sinusoïdal, **quelle que soit sa fréquence**.

À titre d'exemple, lorsque vous mesurez la tension secteur, votre voltmètre vous indique :

Veff = 230 volts

Calculons la valeur de crête de cette tension :

Veff = 0,707 Vcrête

D'où :

$$Vcrête = \frac{Veff}{0,707} = \frac{230}{0,707} = 325 \text{ volts}$$

La valeur crête à crête de la tension secteur est :

Vcc = 2 Vc = 325 x 2 = 650 volts !

C'est pour cette raison qu'il est fortement déconseillé de mettre les doigts dans la prise !

Plus simplement comme

$$0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

vous pouvez écrire :

Vcrête = Veff x $\sqrt{2}$ = Veff x 1,414

Dans le cas du secteur :

Vcrête = 230 x 1,414 = 325 volts

C'est fondamental car, tout au long de notre étude, vous constaterez que l'on tient compte en permanence de la tension de crête (pour l'isolement des condensateurs en particulier) et de la tension crête à crête (isolement des transformateurs, tension de claquage des diodes, placement des points de repos sur les caractéristiques des tubes et des transistors, etc.).

Ce qui est valable pour la tension efficace, l'est aussi pour le courant qui traverse une **résistance pure**. On peut écrire :

Ieff = 0,707 x I crête

De même I crête = Ieff x $\sqrt{2}$

**Attention !** On précise bien : **« résistance pure »**, car vous apprendrez plus tard que le problème se complique lorsqu'il s'agit de circuits inductifs ou capacitifs.

D'ores et déjà, vous pourrez calculer la puissance dissipée dans une résistance parcourue par une tension alternative sinusoïdale en appliquant la formule :

Pw = Ueff x Ieff

- Pw = watts
- U = volts
- I = ampères

N'oublions jamais qu'une résistance parcourue par un courant alternatif sinusoïdal et un courant continu (courant de repos, par exemple) est la **« somme »** des deux puissances dissipées. Ceci est très souvent oublié, même par des constructeurs sérieux !

C'est la cause de bien des appareils « fumés » d'une façon soi-disant incompréhensible !

Un dernier mot concernant les valeurs efficaces : ces formules ne sont valables que dans le cas d'une tension purement sinusoïdale. Tout autre forme de tension (alternative, triangulaire, rectangulaire, etc.) aura une valeur de tension efficace différente.

C'est pour cette raison qu'il est inutile de vouloir mesurer la tension rectangulaire fournie par votre générateur de signaux carrés avec votre voltmètre alternatif, le résultat que vous lirez sera totalement erroné. Il existe des appareils de mesure spécialement étalonnés pour mesurer ces tensions.

## VALEUR MOYENNE DE LA TENSION ALTERNATIVE SINUSOÏDALE

En vous reportant à la figure 8, vous constaterez que la valeur moyenne de la tension sur un cycle est **nulle** car le signal est symétrique. Chaque valeur de « v » = Vc sin θ de la première alternance (valeurs positives) est annulée par v = Vc sinθ de la seconde alternance (valeurs négatives).

Cette valeur nulle ne nous sert à rien, me direz-vous ! Détrompez-vous, nous avons déjà évoqué ce fait précédemment (voir figure 4). Mais n'oubliez pas que nous allons étudier les alimentations et nous verrons que dans le cas d'une tension alternative « redressée », la valeur moyenne de la tension a une importance fondamentale.

Sur la **figure 9**, nous avons représenté quatre signaux.

En « a », une sinusoïde pure, la surface hachurée positive supérieure (+) la surface hachurée inférieure négative, est égale à 0.
En « b », le signal est dissymétrique. En rendant égale la surface hachurée positive à la surface hachurée négative, la valeur moyenne de la tension n'est plus égale à 0. C'est la partie non hachurée qui représente la « surface » active positive. La valeur de la tension moyenne EM est indiquée par la ligne pointillée.
En « c », le raisonnement est identique, mais comme la surface inférieure est moins importante, la valeur moyenne EM sera plus importante.
En « d », il ne reste plus que la demi-sinusoïde supérieure...
Ça y est, voici enfin le redressement dit « simple alternance », vous constatez que la valeur moyenne de la tension se trouve à un niveau plus élevé qu'en « b » et « c ». Surface !... Vous avez dit « surface » ?... Aïe !... Il y a ici du calcul intégral dans l'air !... Rassurez-vous, nous vous fournirons les résultats et uniquement les résultats, ce qui importe au premier chef. Sachez dès maintenant que la valeur moyenne de la tension EM dans le cas « d » (redressement simple alternance) est de :

$$E_M = 0{,}318\ E_{crête}$$

C'est la valeur que vous indiquera votre voltmètre « continu ». Le même voltmètre en « a » n'indiquera rien du tout car son équipage mobile essaiera de suivre les déviations, positives et négatives de la tension, ce qui lui est impossible à cause de son inertie. En « b », « c » et « d », l'aiguille se stabilisera à la valeur moyenne de la tension.
Chers amis, vous avez maintenant entre les mains tous les outils qui vous permettront de comprendre et de calculer les alimentations de nos appareils électroniques.
Dans la prochaine causerie, nous apprendrons à redresser et à filtrer la tension alternative fournie par le secteur, en n'oubliant jamais que notre alimentation devra « suivre » au plus près la courbe enveloppe du signal audio.

**À bientôt**
**Rinaldo Bassi**


# ABONNEZ-VOUS À Led

6 nos par an

**FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 19 €** **AUTRES* : 27 €**

**NOM :** .....
**PRÉNOM :** .....
**N° :** ..... **RUE** .....
**CODE POSTAL :** ..... **VILLE :** .....

**Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....**

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez **8 €** au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : ❒ chèque bancaire ❒ par CCP ❒ par mandat ❒

A retourner accompagné de votre règlement à :
**Service abonnements, EDITIONS PÉRIODES, 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28**