

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

LES ALIMENTATIONS

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

Tout au long de notre dernière causerie, nous nous sommes étendus longuement sur le filtrage par simple condensateur, appelé aussi condensateur « réservoir ». Ce type de filtrage est quasi universellement adopté aujourd'hui par la majorité des constructeurs malgré ses défauts et ce grâce à l'utilisation de diodes à semi-conducteurs pouvant supporter des courants transitoires de surcharges de plusieurs ampères. Ce qui n'était pas le cas des braves valves de redressement utilisées en « paléo-électronique », jusque dans les années soixante... Et pourtant !

En audio, l'utilisation de l'énorme batterie de condensateurs utilisée telle quelle, placée juste après les redresseurs, est une sacrée source de pollution sonore (voir *Led* n°187). Il est cependant un cas où l'on ne peut pas s'en passer, c'est celui où les courants consommés par les circuits sont très importants. C'est le cas, entre autres, des amplificateurs de puissance à transistors où les courants atteignent plusieurs ampères, soit en consommation continue dans le cas de la classe A, soit sous forme d'appels de courant en classe B ou AB (nous étudierons les classes de fonctionnement ultérieurement).

Pour vous donner un ordre de grandeur, l'étage de puissance d'un amplificateur à transistors de 200 watts va demander à l'alimentation un courant (sans compter les pertes inévitables) de l'ordre de 5 ampères ! Or, si vous vous reportez à notre précédent cours, vous vous souviendrez que la tension d'ondulation est :

$$V_{cc} \text{ ondulation} = \frac{I_{ch}}{f \cdot C}$$

V_{cc} : tension crête à crête en volts
 f : fréquence d'ondulation (Hz)
 C : en farads (F)
 I : en ampères (A).

Cette tension de ronflement est indépendante de la tension continue redressée. Si vous utilisez la formule **rigoureusement exacte** de l'ondulation en estimant que vous désirez obtenir une tension V_{cc} maximale de, par exemple, 0,5 % (ce qui est courant dans des amplificateurs à semi-conducteurs puissants), soit en partant d'une tension d'alimentation de l'ordre de 60 volts, la valeur de V_{cc} serait de 0,3 volt (fréquence d'ondulation : 100 Hz).

En utilisant la formule précédente, on obtiendrait une capacité de :

$$C = \frac{I_{ch}}{V_{cc} \times 100} = \frac{5}{0,3 \times 100} =$$

0,166666 farad, soit 166 666 μ F !

Ce qui est une valeur énorme et difficilement réaliste bien que certains kamikazes aient construit des amplis avec des batteries de condensateurs de l'ordre de 1 farad ! Ce qui ne sert rigoureusement à rien en terme de « filtrage » et reste fort contestable en terme « d'énergie », la courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185) risquant d'être terriblement affectée, même si le transformateur d'alimen-

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED188

tation présente une très faible résistance interne... Faites le calcul ! (par exemple, résistance du transfo : 1 Ω).

$$\tau = 1 \Omega \times 1 F = 1 \text{ seconde !}$$

Sur des amplificateurs aptes à délivrer 200 à 300 watts, on trouve couramment des capacités « réservoir » de l'ordre de 30 000 à 60 000 μF. Et pourtant, ils ne « ronflent » pas... Pourquoi ?

MÉTHODE DE CALCUL APPROCHÉE DE LA VALEUR DE « C »

L'utilisation de la formule :

$$v_{\text{cc ondulation}} = \frac{I_{\text{ch}}}{f \cdot C}$$

bien qu'absolument exacte, donne des valeurs de capacité parfois très importantes lorsqu'il s'agit de forts courants. On s'est donc ingénié à trouver une méthode de calcul plus simple, bien qu'approximative.

Pour vous entraîner, vous allez réaliser le petit montage de la **figure 1**.

Vous utiliserez un transformateur, par exemple, apte à délivrer une tension alternative de 300 volts. Pourquoi 300 volts ? Tout simplement pour vous habituer à manipuler des tensions élevées (car on parle « tubes » !) avec précaution et prudence...

Nous allons réaliser un redressement simple alternance (pour la simplicité). Les conclusions que nous tirerons de cette expérience seront extrapolables en double alternances, comme nous le verrons plus loin.

Nous nous proposons de mesurer la **valeur efficace** de l'ondulation résiduelle après filtrage à l'aide d'un simple voltmètre alternatif connecté aux bornes de la charge constante de 5 kΩ.

Le condensateur de 10 μF (attention à la polarité et à sa tension d'isolement : 450 volts) bloquera la tension continue et ne laissera passer que la composante alternative résiduelle (donc la tension d'**ondulation efficace**) vers le voltmètre. Si vous connectez un oscilloscope aux

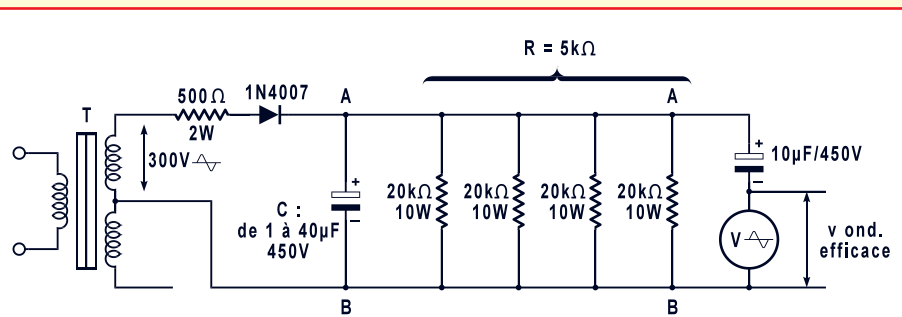


Figure 1 : A chaque mesure, on connectera un condensateur différent entre A et B. Le transformateur T sera un modèle standard de 2 x 300 V - 150mA dont on n'utilisera qu'une moitié de l'enroulement secondaire. On pourra connecter un oscilloscope entre A et B afin d'observer la tension d'ondulation crête à crête (voir texte)

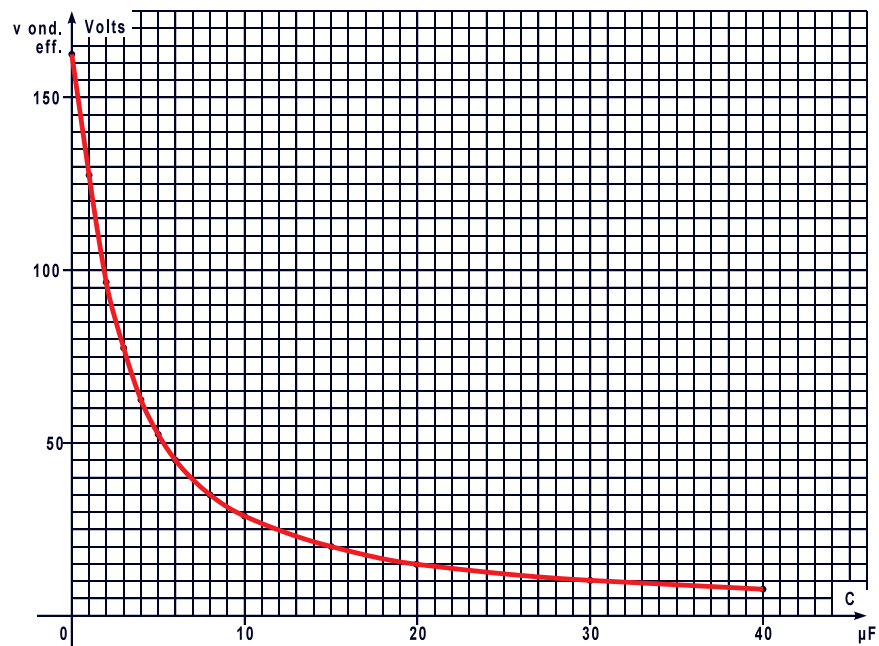


Figure 2 : Courbe v ondulation efficace en fonction de la valeur du condensateur de filtrage C à courant constant dans la charge. Au-delà d'une certaine valeur de la capacité, l'ondulation diminue de plus en plus lentement.

bornes de R en sus du voltmètre, vous mesurerez la tension V_{cc} d'ondulation crête à crête.

Munissez-vous d'une série de condensateurs de 1 μF à 40 μF, par exemple **isolés à 450 volts**, car la tension redressée serait de :

$$U_c = V \sim x \sqrt{2} = 300 \times 1,414 = 424 \text{ V}$$

s'il n'y avait pas de débit (à vide). Le jeu consiste à connecter aux bornes de R (entre A et B), chaque condensateur

(avec des pinces crocodiles **isolées**).

N'oubliez pas de décharger chaque condensateur à travers une résistance de 1000 Ω après chaque mesure, vous risquez sans cela une mauvaise surprise en touchant leurs bornes nues avec vos doigts !

La résistance de 5 000 Ω sera constituée de quatre résistances de **20 kΩ/10 W**, montées en parallèle (la puissance totale dissipée sera de 36 watts pour un courant de 85 mA - $P(W) = R(\Omega) \cdot I^2(A)$).

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED188

C (µF)	0	1	2	3	4	5	6	8	10	15	20	30	40
U ond efficace	162	127	96	77	61,5	52	46,5	35,5	28,2	19	14	9,5	6,9

Le résultat des mesures est mentionné ci-dessus.

Reportons ces mesures sur une feuille de papier millimétré. On obtient la jolie courbe de la **figure 2**. C'est ce que l'on appelle une hyperbole équilatère (pas tout à fait, mais l'approximation est tolérable à partir de $C = 10 \mu\text{F}$). Que constate-t-on ?

a) La valeur de $V_{\text{ond efficace}}$ diminue lorsqu'on augmente la capacité de filtrage. C'est évident, c'est le principe même du filtrage.

b) **Le plus important** : l'ondulation résiduelle diminue de plus en plus lentement, malgré la forte augmentation de la capacité de filtrage.

Examinez la courbe : elle descend très rapidement lorsqu'on passe de 0 à 5 μF

$0 \rightarrow V_{\text{ond}} = 162 \text{ V}$, $5 \mu\text{F} \rightarrow V_{\text{ond}} = 52 \text{ V}$
soit une chute de 110 volts).

Si on se déplace plus loin sur la courbe, par exemple de 15 μF à 20 μF , correspondant à une augmentation de la capacité, ici aussi de 5 μF , la diminution de V_{ond} n'est plus que de 5 volts (de 19 V à 14 V).

Si on va encore plus loin sur la courbe, on constate que pour 40 μF , l'ondulation est encore de pratiquement 7 volts. Ce qui signifie que si on voulait descendre encore la valeur de V_{ond} , il faudrait une valeur de C absolument énorme.

En gros, on peut considérer, si on observe notre courbe, qu'à partir de $C = 10 \mu\text{F}$, le produit $V_{\text{ond}} \times C$ est sensiblement constant.

Pour 10 $\mu\text{F} \rightarrow V_{\text{ond}} = 28,2 \text{ V} \rightarrow 282$

20 $\mu\text{F} \rightarrow V_{\text{ond}} = 14 \text{ V} \rightarrow 280$

40 $\mu\text{F} \rightarrow V_{\text{ond}} = 6,9 \text{ V} \rightarrow 276$

Pour les mathématiciens, ceci est représentatif d'une hyperbole équilatère :

$$y = \frac{m}{x}$$

avec m défini

$$xy = x_0y_0$$

Pour vous qui n'êtes pas mathématicien, sachez que l'on a défini un coefficient moyen qui peut s'appliquer à la majorité des cas de figures lorsque l'on cherche à calculer le condensateur « réservoir » à mettre en tête de filtrage d'une alimentation redressée. Ce coefficient diffère en fonction des auteurs, car tout dépend de l'appréciation qui est faite lorsque l'on considère la courbe de la figure 2.

En clair, on attribue un coefficient moyen qui va satisfaire la valeur du condensateur au-delà de laquelle seule une augmentation **énorme** de ce dernier permettra une diminution **peu significative** de la tension d'ondulation.

En simple alternance (ce qui est le cas de notre expérience), on estime que la valeur **approximative** de la tension **efficace** de l'ondulation est de :

4,5 volts/milliampère/microfarad

Vérifions immédiatement cette affirmation.

Comme nous avons placé une résistance de 500 Ω en série dans le circuit afin de limiter les surcharges (figure 1), nous mesurons 310 volts en continu aux bornes de notre résistance de 5 k Ω après avoir placé un condensateur de 10 μF en filtrage, ce qui correspond à un courant de 62 mA ($I = U/R$).

Appliquons la formule précédente afin de calculer la valeur efficace de la tension d'ondulation.

$$V_{\text{ond efficace}} \approx 4,5 \times \frac{62}{10} = 27,9 \text{ V}$$

Or, nous avons mesuré pour 10 μF une tension de 28,2 volts, ce qui est très proche.

Avec 40 μF

$$V_{\text{ond efficace}} \approx 4,5 \times \frac{62}{40} = 6,97 \text{ V}$$

Nous avons mesuré 6,9 volts.

Attention, il s'agit de la valeur **efficace** de la tension d'ondulation et non de sa valeur **crête à crête**.

C'est pour cette raison qu'en simple alternance, la formule que vous devez appliquer pour obtenir la valeur approximative de la tension d'ondulation crête à crête est la suivante :

$$V_{\text{cc}} = 2\sqrt{2} \times 4,5 \times \frac{I_{\text{ch}}}{C} = 12,7 \times \frac{I_{\text{ch}}}{C}$$

Avec I en mA

C en μF

Halte là !, hurleront les mathématiciens ! Comment osez-vous assimiler l'horrible « sinuso - dent de scie » qui est la forme de la tension redressée en simple alternance (*Led* n°187) à une pure sinusoïde ! Tout simplement parce qu'on est au stade des **approximations** et qu'il y a une certaine logique derrière tout cela.

Comme dans nos électroniques, sauf cas particulier, nous n'utiliserons que le redressement double alternance, nous allons maintenant considérer une tension d'ondulation d'une fréquence de 100 Hz. Reportez-vous à notre dernier cours (*Led* n°187, figure 6). Nous vous avons montré une photographie représentant le spectre d'une tension redressée à 100 Hz en coordonnées logarithmiques.

En **figure 3**, nous représentons le spectre de cette même tension en coordonnées linéaires. Que constate-t-on ? Le premier harmonique du secteur à 100 Hz (grand pic à gauche sur la photo) est suivi par un train d'harmoniques rapidement décroissants (échelle 50 Hz par carreau).

Pour les mathématiciens, il s'agit d'une analyse en série de Fourier qui se décompose de la façon suivante (rassurez-vous, vous n'aurez jamais à utiliser ce genre de formule !) :

$$V = 0,636 V_{\text{max}} - 0,425 V_{\text{max}} \cos 2 \omega t + 0,085 V_{\text{max}} \cos 4 \omega t - 0,036 V_{\text{max}} \cos 6 \omega t, \text{ etc.}$$

Ce qui signifie, en clair, qu'une tension redressée en double alternance comporte :
- une composante continue (valeur moyenne) égale à $0,636 V_{\text{max}}$

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED188

- une composante alternative au double de la fréquence du secteur d'une amplitude de $0,425 V_{max}$ (grand pic sur la photo), suivie d'un quatrième harmonique du secteur (200 Hz) d'amplitude $0,085 V_{max}$ (deuxième pic).

- un sixième harmonique du secteur (300 Hz) d'amplitude $0,036 V_{max}$ (troisième pic), etc.

En pratique, dans tous les calculs approximatifs (j'insiste !), on peut considérer, en ne tenant compte que de l'harmonique 2 (à 100 Hz : $0,425 V_{max} \cos 2 \omega t$), on obtiendra un résultat satisfaisant. Or, qui dit harmoniques d'un signal complexe suppose **somme de pures sinusoïdes**. D'où l'extrapolation qui consiste à considérer la tension d'ondulation comme une pure sinusoïde. C'est pour cette raison que l'on se permet de multiplier par $2,2$ la valeur efficace de la tension d'ondulation afin d'obtenir une valeur dite « crête à crête ».

Avec un redressement double alternance à 100 Hz, la valeur efficace de l'ondulation est de :

1,7 volt/milliampère/microfarad

Certains auteurs indiquent 1,5 volt, d'autres 1,9 volt, au choix !

En partant de cette affirmation, pour avoir la valeur utile de cette ondulation il convient de calculer sa valeur crête à crête.

$$1,7 \times 2,2 = 4,80$$

On va donc pouvoir calculer la valeur **approximative** de la tension d'ondulation crête à crête de la façon suivante :

$$V_{\text{ond cc}} \approx 4,8 \times \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}}$$

D'où, si on veut calculer C en μF pour un courant donné en fonction de la tension d'ondulation maximale crête à crête tolérée :

$$C \text{ (}\mu\text{F)} \approx 4,8 \times \frac{I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond cc}}}$$

Attention, je le dis et le répète : cette formule est approximative, elle vous servira dans le cas de forts courants.

La seule formule exacte et véritable est :

$$V_{\text{ond cc}} = \frac{I \text{ ch}}{f \cdot C}$$

Or, se traîner des ampères et des farads est fort peu pratique. Pour faciliter vos calculs avec la formule **vraie**, en ramenant les unités en milliampères et microfarads, on obtient pour une fréquence d'ondulation de 100 Hertz :

$$V_{\text{ond cc}} = 10 \times \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}}$$

D'où

$$C \text{ (}\mu\text{F)} = \frac{10 \times I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond cc}}}$$

QUE FAIRE EN PRATIQUE ?

En pratique, on utilisera les deux formules pour le calcul de C, sans jamais descendre **au-dessous** du coefficient 4,8 ni dépasser le coefficient 10, ce qui ne servira strictement à rien.

Juste un mot pour l'instant concernant les tensions nécessaires aux autres circuits de notre électronique.

Nous verrons plus loin comment les alimenter en partant de l'alimentation principale.

Dans le cas d'amplificateurs à grosses puissances, cela est difficile. Dans certains cas, le transformateur d'alimentation comporte plusieurs enroulements secondaires, les tensions annexes sont alors redressées et filtrées classiquement ou bien stabilisées, ce que nous étudierons plus tard. Dans le cas de petites et moyennes puissances, on utilisera une chaîne de filtrage à résistances et capacités, ce que nous allons étudier dès maintenant.

LE FILTRAGE PAR RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Maintenant, abandonnons les transistors et les amplificateurs consommant plusieurs ampères (sous de faibles tensions !) et revenons à nos honnêtes électroniques à tubes qui consomment

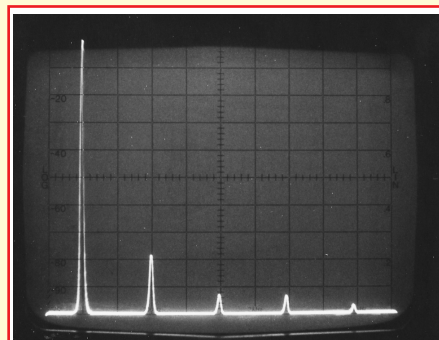


Figure 3 : Spectre harmonique en échelle linéaire d'une tension redressée à 100 Hz (double alternances). Echelle 50 Hz par carreau. Dès l'harmonique 4 (200 Hz, 2^e pic), la valeur de crête de la tension n'est plus que de 0,085 fois la tension de crête de la tension alternative à 50 Hz, alors que l'harmonique 2 (100 Hz, 1^{er} pic) est de 0,425 fois la tension de crête, ce qui est très important; C'est contre cet harmonique de 100 Hz que l'on va lutter avec le filtrage.

des milliampères sous de hautes tensions.

Imaginons un amplificateur, modeste push-pull de 30 watts, dont la consommation serait d'environ 100 milliampères sous 445 volts (ne soyez pas étonnés par les tensions et les courants, vous comprendrez plus tard !).

Nous désirons une tension d'ondulation sur les tubes de puissance de l'ordre de 0,5 %, soit 2,25 volts. Les étages d'entrée seront alimentés sous 345 volts pour lesquels on ne tolèrera pas plus de 0,01 %, soit 0,03 V d'ondulation... Tout un programme !

Or, nous avons décidé de travailler à l'ancienne, histoire de retrouver le « fruité du médium » si cher à une certaine presse spécialisée. Dans ce dessein, nous avons acheté à prix d'or une bonne vieille valve : une « 5U4 ».

Calculons la valeur du condensateur « réservoir » afin d'obtenir nos 0,5 % de tension d'ondulation... car nous détestons les ronflements !

En utilisant la formule de calcul vraie :

$$C \text{ (}\mu\text{F)} = \frac{10 \times I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond}}}$$

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED188

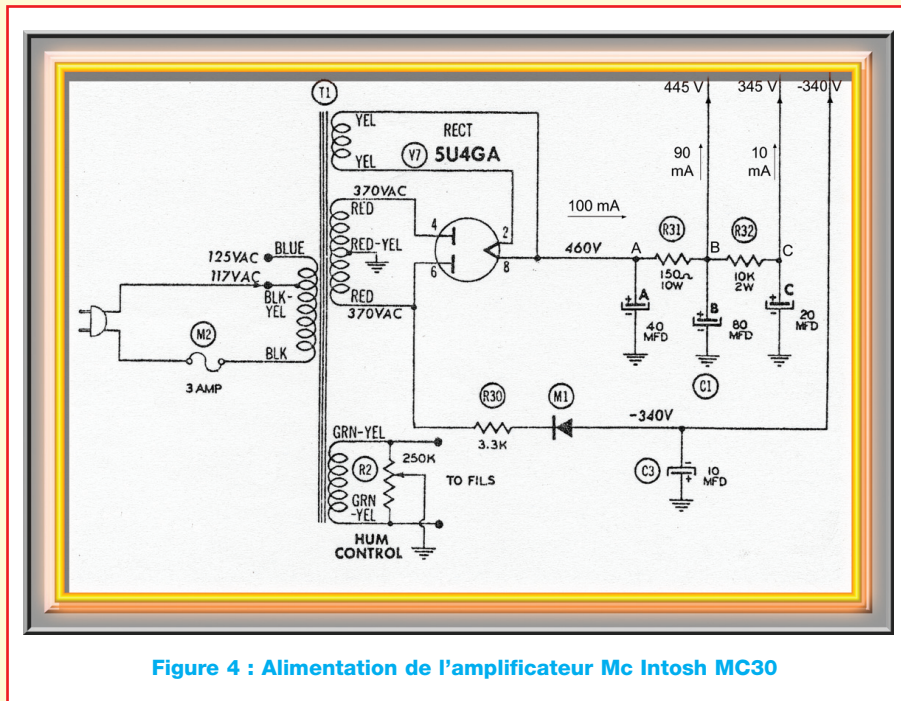


Figure 4 : Alimentation de l'amplificateur Mc Intosh MC30

Il vient :

$$C (\mu\text{F}) = \frac{10 \times 100}{2,25} = 444 \mu\text{F}$$

Aïe ! Impossible, notre pauvre 5U4 ne supportera pas ce traitement, elle rendra l'âme en quelques heures... si nous avons de la chance ! Que faire ? Le constructeur nous précisant que la valeur maximale du condensateur « réservoir » ne doit pas excéder 75 μF, essayons la formule de calcul approchée :

$$C (\mu\text{F}) \approx \frac{4,8 \times I (\text{mA})}{V_{\text{ond}}}$$

Il vient :

$$C (\mu\text{F}) \approx \frac{4,8 \times 100}{2,25} = 213 \mu\text{F} !$$

C'est encore trop !

Je vous rassure tout de suite : la solution existe et cela fonctionne très bien car l'amplificateur dont je vous parle est le célèbre MC30 de Mc Intosh dont nous reproduisons le schéma original de l'alimentation en **figure 4**.

Qu'observe-t-on sur cette alimentation ?

a) Le redressement de la haute tension

réalisé par la 5U4 est à double alternance (Led n°185)

b) Accessoirement, une diode M1 **inversee** fournit la tension négative nécessaire au circuit et la polarisation des tubes de puissance.

c) Dans la H.T. : un premier condensateur réservoir de relativement petite valeur (40 μF), aux bornes duquel on mesure une tension continue de 460 volts, suivi par une résistance de 150 Ω (10 watts) et un condensateur de 80 μF, aux bornes duquel on mesure une tension continue de 445 volts qui alimentera l'étage de puissance (2 x 6L6) ; une résistance de 10 kΩ et un condensateur de 20 μF pour alimenter les étages préamplificateurs et inverseurs de phase... Et c'est tout !... Vous devez faire erreur, me dites-vous !

Eh bien, pas du tout et nous allons vous expliquer tout cela.

Tout d'abord le condensateur « réservoir » de 40 μF, ridiculement petit par rapport aux 444 μF (coeff. 10) ou 213 μF (coef. 4,8) que nous avons calculé précédemment.

Calculons la tension d'ondulation au point A (figure 4).

Avec la formule vraie, elle est de :

$$V_{\text{ond cc}} = \frac{10 \times 100}{40} = 25 \text{ V}$$

Ce qui est énorme et représente un pourcentage de

$$\eta = \frac{V_{\text{ond cc}}}{U} = \frac{25}{460} \times 100 = 5,43 \%$$

Avec la formule approchée, on obtiendrait (faites le calcul) :

$$V_{\text{ond cc}} \approx 12 \text{ V} \text{ et } \eta \approx 2,60 \%$$

Ce qui est encore trop, bien que le montage push-pull que nous étudierons plus tard ait la propriété, c'est l'un de ses avantages d'annuler la composante alternative de l'alimentation dans le transformateur de sortie. Quelque 5,43 %, voire 2,60 %, c'est excessif.

De 0,5 % à 1 % est, en général, la valeur tolérée par les amplificateurs.

Permettez-moi ici un aparté. Dans le cas des amplificateurs « mono tube » (triode ou tétrade), la composante alternative de filtrage ne s'annulant pas dans le transformateur de sortie, on ne peut guère tolérer plus de 0,05 % de tension d'ondulation résiduelle. Ce qui complique terriblement l'alimentation.

Revenons à notre push-pull, il nous faut trouver une solution.

Tout d'abord, calculons la résistance équivalente de charge correspondant à un courant de 100 mA sous 445 volts (au point A), en appliquant l'habituelle loi d'Ohm sans laquelle l'électronique n'existerait pas.

$$U (V) = R (\Omega) \times I (A)$$

$$\text{d'où } R (\Omega) = \frac{U (V)}{I (A)} = \frac{445}{0,100} = 4450 \Omega$$

Traçons le schéma équivalent correspondant aux deux premiers condensateurs de 40 μF et 80 μF sur la **figure 5a**.

Sur la **figure 5b**, nous avons représenté le schéma équivalent en courant continu. Les condensateurs ont disparu. En effet, ils forment un véritable barrage au courant continu. On dit que leur « réactance

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED188

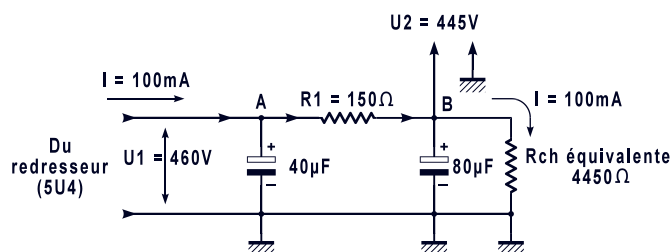


Figure 5a : Schéma équivalent. La tension de 445 volts est mesurée aux bornes de R ch

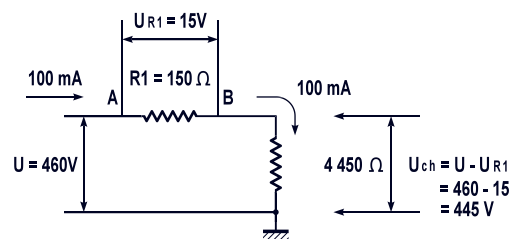


Figure 5b : Schéma équivalent en courant « continu ». Le condensateur de 80 µF est un véritable « barrage » au courant continu ($Z_c = \infty$)

Figure 5c : Diviseur de tension

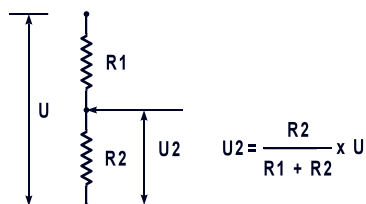
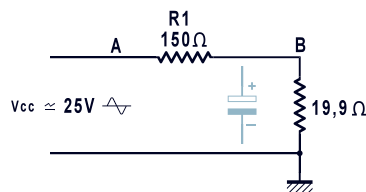


Figure 5e : La capacitance de C est de 19,9 Ω à la fréquence de 100 Hz. L'ensemble R1-Xc se comporte comme un diviseur de tension.



$$X_c = \frac{1}{C \times \omega} = \frac{1}{2\pi \times f \times C} = \frac{1}{628 \times 0,000080} = 19,9 \Omega$$

Figure 5d : Schéma équivalent en courant alternatif. Le condensateur de 80 µF est presque un court-circuit pour la composante alternative

capacitive » ou capacitance à la fréquence « zéro » est infinie. Pour ceux qui l'auraient oublié, la formule de la capacitance d'un condensateur est la suivante :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega}$$

X_c en ohms (Ω)

C en farads (F)

$\omega = 2\pi \cdot f$

f = fréquence de la composante alternative en hertz (H)

On emploie souvent le terme « impédance » Z_c au lieu de « capacitance », ce qui est un non-sens.

Dans le cas d'une tension continue, f est bien évidemment égale à « zéro »

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{0} = \infty$$

On peut donc calculer les valeurs des tensions continues sans se préoccuper

de la tension d'ondulation résiduelle. Le calcul est extrêmement simple.

Le courant de 100 mA, qui traverse la résistance de 150 Ω , entraîne une chute de tension de :

$$U = R \cdot I = 150 \times 0,100 = 15 \text{ volts}$$

On trouvera donc aux bornes de la résistance équivalente de notre circuit, une tension de 460 volts, diminuée de la chute de tension dans R1, soit :

$$U_{ch} = 460 - 15 = 445 \text{ volts}$$

Nous avons réalisé ce que l'on appelle un **diviseur de tension**. C'est pour vous en faire comprendre le principe que j'ai tenu compte du courant traversant le circuit, mais il aurait été bien plus élégant d'appliquer la formule classique du diviseur de tension qui a l'avantage de ne pas faire intervenir le courant circulant dans le montage.

Si vous avez deux résistances en série (dans notre exemple, R1 et Rch), qu'on applique une tension U aux bornes de

ces deux résistances (ici 460 volts), pour calculer la tension aux bornes de Rch, il suffit d'appliquer la formule suivante :

$$U_{Rch} = \frac{R_{ch}}{R_{ch} + R_1} \times U = \frac{4450}{4450 + 150} \times 460 = 445 \text{ V}$$

La formule du diviseur de tension est fondamentale en électronique, nous l'avons reportée sur la **figure 5c**.

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U$$

C'est cette formule qui nous permettra de calculer la tension d'ondulation résiduelle après avoir analysé le comportement en courant alternatif de notre montage.

Observez la **figure 5d** et oublions le courant continu.

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED187

Comme nous l'avons calculé précédemment aux bornes du condensateur « réservoir » de 40 µF, il nous reste un résidu de 25 volts à la fréquence de 100 Hz. Ce résidu, superposé au courant continu, va circuler à travers la résistance de 150 Ω et arriver au point B, c'est-à-dire au sommet du condensateur de 80 µF. Ce dernier, qui était un véritable barrage au courant continu, offrira, au contraire, une voie royale au courant alternatif qui sera ainsi dévié vers la masse sans atteindre Rch. Le point C va être choisi de façon à avoir une très faible « capacitance » à la fréquence de 100 Hz.

Sa capacitance à 100 Hz sera de :

$$X_c (\Omega) = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{628 \times 0,000080} = \frac{1}{628 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 19,9$$

Cette capacitance de 19,9 Ω est négligeable devant la résistance de Rch : 4450 Ω. Pour le calcul qui va suivre, nous ne tiendrons compte que de la résistance de 150 Ω.

En **figure 5e**, nous avons représenté le **diviseur de tension alternatif**, car cela en est un, formé par la résistance de 150 Ω et la capacitance de 19,9 Ω.

Nous allons donc, comme précédemment en courant continu, calculer la valeur de la tension alternative développée en B. Ce sera la **vraie** valeur de la tension d'ondulation résiduelle qui affectera notre tension continue de 445 volts. Pour satisfaire nos amis mathématiciens, normalement nous ne pouvons pas additionner telles quelles une réactance capacitive (condensateur) et une résistance parcourues par le même courant alternatif.

La formule du diviseur de tension est :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U \text{ deviendrait}$$

$$v_2 = \frac{X_c}{\sqrt{X_c^2 + R_1^2}} \times V_{cc}$$

Cette formule est on ne peut plus ennuyeuse à calculer.

Or, que constate-t-on dans notre cas ?

$$\sqrt{X_c^2 + R_1^2} = \sqrt{19,9^2 + 150^2} = 151,31 \Omega$$

Soit une valeur très peu différente de 150.

On peut donc écrire que la valeur résiduelle de V_{cc} est de :

$$V_{cc \text{ résiduelle}} \approx \frac{X_c}{R_1} \times V_{cc} \approx \frac{19,9}{150} \times 25 \approx 3,31 \text{ V}$$

La condition à respecter, dans le cas d'un filtrage par résistance et capacité, est que **la résistance utilisée doit avoir une valeur de l'ordre de dix fois la capacitance du condensateur à la fréquence de l'ondulation**.

Patatras ! Ce n'est pas le cas ici ! Mais si, voyons ! Le problème est l'Atlantique ! Eh oui, notre Mc Intosh est né aux Etats-Unis et là-bas, le secteur est à 60 Hz, la fréquence de l'ondulation en double alternance est de 120 Hz.

Dans ce cas, la capacitance de notre condensateur est à 120 Hz de :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{1}{6,28 \times 120 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 16,58 \Omega$$

Soit pratiquement 1/10^e de 150 Ω.

Utilisé aux USA, la tension d'ondulation aux bornes du condensateur de 40 µF sera à 120 Hz de :

$$V_{cc} = \frac{I_{ch}}{f \cdot C} = \frac{0,100}{120 \times 40 \cdot 10^{-6}} = 20,83 \text{ V}$$

Après le filtre RC, elle devient à 120 Hz de :

$$V_{cc \text{ résiduelle}} \approx \frac{16,58}{150} \times 20,83 = 2,30 \text{ V}$$

Ce qui représente :

$$\eta = \frac{V_{\text{ond}}}{U} \times 100 = \frac{2,30}{445} \times 100 = 0,51 \%$$

Tel était le taux recherché.

Pour nous autres Européens, le taux sera, bien entendu, plus important à 100 Hz :

$$\eta = \frac{V_{\text{ond}}}{U} \times 100 = \frac{3,31}{445} \times 100 = 0,74 \%$$

Ce qui reste plus qu'acceptable et croyez-moi un MC30, cela ne ronfle pas ! Si je me suis appesanti sur tous ces calculs, somme toute très simples, c'est pour vous habituer à manier sans crainte des notions élémentaires qui vous rendront d'énormes services et vous éviteront bien des déboires.

À propos, pourquoi avoir limité la valeur des capacités à 40 µF et 80 µF... Tout simplement pour respecter cette fichue courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185).

Nous avons mesuré la résistance équivalente du transformateur d'alimentation du MC30 et de la valve 5U4. On obtient une résistance totale de 215 Ω.

La constante de temps à l'entrée du filtre s'établit à :

$$\tau = R \cdot C = 215 \times 0,000040 = 8,6 \text{ millisecondes.}$$

Après le filtre RC, la constante de temps s'établit à :

$$\tau = R \cdot C = 150 \times 0,000080 = 12 \text{ millisecondes}$$

On est donc très proche du gabarit idéal.

La règle impérative, dans le cas de **filtres RC**, est la suivante pour **l'audio** :

Les constantes de temps doivent être croissantes de l'entrée vers la sortie de la série de filtres.

Ce qui est logique car, dans le cas d'une forte impulsion, l'attaque d'un piano, par exemple, le condensateur C1 doit se recharger plus vite que le condensateur C2 afin de pouvoir fournir toute l'énergie à ce dernier à l'arrivée de la seconde impulsion.

Et pour le reste du circuit alimenté par une seconde cellule RC de 10 kΩ et 20 µF, quelle sera la tension d'ondulation résiduelle ? Il est, bien évidemment, exclu de tolérer 0,5 % d'ondulation sur des étages préamplificateurs.

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED187

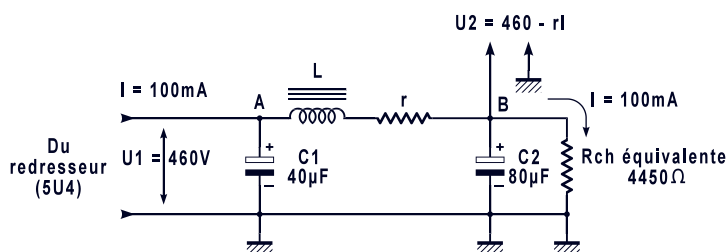


Figure 6 : Filtrage en « Π ». On a remplacé la résistance de 150 Ω par une inductance de filtrage, appelée communément « self ». Cette inductance bobinée sur un noyau de fer présente une impédance élevée à la valeur résiduelle de la composante alternative après filtrage par C1 et une faible résistance au courant continu uniquement limité par sa résistance interne (résistance de l'enroulement).

1) Calculons la capacitance du condensateur de 20 μF à 100 Hz :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{1}{628 \times 0,000020} = 79,6 \Omega$$

2) Quelle est la valeur de v_{cc} au point B ? Nous l'avons calculée, elle est de 3,31 volts à 100 Hz.

3) Valeur de v_{cc} en C :

$$\frac{79,6}{10\,000} \times 3,31 = 0,026 \text{ V}$$

4) Pourcentage d'ondulation pour une tension de 345 volts :

$$\eta = \frac{v_{cc\,ond}}{U} \times 100 = 0,0075 \%$$

Autant dire une ondulation négligeable. Et la constante de temps, me direz-vous ? A cet endroit elle est de : $\tau = 10\,000 \times 20 \cdot 10^{-6} = 200$ millisecondes. C'est très important, vous avez raison, mais à cet endroit du circuit, il n'y a pratiquement pas d'appels de courant (+/-1,5 mA), le condensateur de 20 μF va se comporter comme une batterie et la résistance de 10 k Ω l'isolera, en quelque sorte, du circuit principal d'alimentation. C'est ce que l'on appelle un condensateur « tampon ».

Pour que le système fonctionne correctement en dehors du fait que les appels de courant ne doivent pas excéder 10 à 15 % du courant débité, le courant en amont (ici au point B) doit être égal à au moins dix fois le courant aval (au point C).

Car la tension en amont varie dans des proportions non négligeables en grande partie à cause de la résistance de 150 Ω . C'est le défaut majeur du filtrage par résistances et capacités. On ne l'emploiera donc que dans le cas de consommations faibles (maximum 100 à 150 mA).

Au-delà, le problème posé revient à ramener la résistance de 150 Ω à une valeur négligeable devant la consommation en courant continu et très élevée devant la composante alternative. Le composant qui permet la quadrature du cercle existe... Cela s'appelle une « inductance ». On l'utilise en lieu et place de la résistance de 150 Ω . Sur notre schéma, l'ensemble « C1 + self + C2 » sera dénommé un filtre en « Π » (figure 6).

LE FILTRE EN Π À CAPACITÉ EN TÊTE (figure 6)

Qu'est-ce qu'une inductance de filtrage, appelée aussi, en bon français, « self de filtrage » ? C'est un enroulement de fil de cuivre, bobiné sur un noyau de fer... comme un transformateur, mais avec un simple enroulement.

La propriété principale d'une inductance est de s'opposer aux variations du courant qui la traverse, tant dans un sens que dans l'autre. En clair, la « self » va s'opposer aux augmentations du courant qu'on lui fournit et continuer à fournir du

courant au circuit si on diminue le courant fourni. C'est idéal pour le filtrage de la composante alternative résiduelle que l'on trouve aux bornes de C1 (figure 6). La « réactance inductive » ou « réactance », donc la résistance apparente en courant alternatif, sera égale au produit de son inductance en Henry par la pulsation de la fréquence à filtrer. Ce qui s'écrit :

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Avec X_L en ohms (Ω)

f en hertz (Hz)

L en henry (H)

Amusons-nous à calculer la valeur de la self en henry, si nous voulions remplacer la résistance de 150 Ω dans le schéma Mc Intosh MC30 (figures 4 et 5a) afin d'obtenir les mêmes performances de filtrage (0,5 à 1 % au point B)

$$\text{De } X_L = 2\pi \cdot f \cdot L \text{ on tire } L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f}$$

La fréquence f est de 100 Hz, d'où :

$$L = \frac{150}{2\pi \cdot 100} = \frac{150}{628} = 0,24 \text{ H}$$

Magnifique me dites-vous, une self de 0,24 henry sera de petite taille et comportera peu de tours de fil, donc une résistance interne négligeable. Les chutes de tension seront, elles aussi, négligeables quels que soient les appels de courant...

Stop, **pas d'emballement**... En ce qui concerne le filtrage de la fréquence de 100 Hz, tout cela est vrai. Si vous aviez à alimenter **sous courant constant** votre circuit, cela serait très bien. Mais, nous, nous « faisons de l'audio » et là cela change tout car l'alimentation est en permanence sollicitée par des appels de courant qui suivent exactement le signal audio (sauf dans certains cas particuliers).

Or, comme nous vous l'avons signalé, une self va s'opposer à une baisse de tension brutale aux bornes du condensateur « tampon » de 80 μF , ce qui se passe exactement lorsque l'ampli est sollicité

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED187

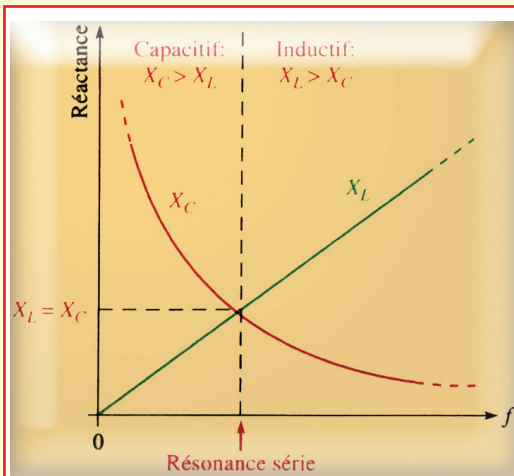


Figure 7 : A la fréquence de résonance
 $X_L (\Omega) = X_C (\Omega)$, soit $2\pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$

par une impulsion (attaque de piano, par exemple).

Si on désire maintenir une tension suffisante aux bornes du condensateur, il faut considérer la self comme étant un générateur à **tension constante**, donc de **très grande impédance** à la fréquence la plus basse à transmettre.

C'est un des points les plus délicats à comprendre. Lorsqu'on utilise une self dans un filtrage en « Π », il faut bien séparer les deux fonctions de ce composant :

- Son effet sur le filtrage
- Son effet sur la réponse en fréquence de l'alimentation

Quelles sont les valeurs des réactances inductive et capacitive de la self et du condensateur « tampon » ?

Pour la self :

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Pour le condensateur :

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Que constate-t-on ?

Lorsque la fréquence f augmente, la réactance de la self s'accroît, alors que la capacitance du condensateur diminue.

On démontre que lorsque :

$$X_L = X_C \text{ soit } 2\pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

On atteint la fréquence dite « de résonance » du circuit L/C (figure 7).

Ce qui se traduira par de très fortes perturbations dans la transmission des fréquences basses de l'amplificateur (figure 7).

En pratique, on va dimensionner la self non seulement en terme de « filtrage », mais aussi en terme de bande passante de l'alimentation grâce à un calcul simple en s'imposant la fréquence **basse inférieure** souhaitable pour l'ampli.

En partant de la résonance série du circuit LC à la fréquence de résonance
 $X_L = X_C$

Il vient

$$2\pi \cdot f \cdot r \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot C}$$

D'où en connaissant C (F)

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f \cdot r^2 \cdot C} = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot C}$$

Ou en connaissant L(H)

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f \cdot r^2 \cdot L} = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot L}$$

Si vous connaissez L et C, la fréquence de résonance sera :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

Dans toutes ces formules :

- L en henry (H)
- C en farad (F)
- f_r en hertz (Hz)

Attention aux unités !

Pour en revenir au célèbre Mc Intosh MC30, si nous devons remplacer la résistance de 150 Ω par une self en fixant une fréquence basse de 10 hertz (c'est la norme !) pour la fréquence de résonance avec un condensateur « tampon » de 80 μF .

$$L = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot C} = \frac{1}{39,43 \times 10^2 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 3,17 \text{ henry}$$

La valeur de cette self étant bien plus importante que celle de 0,24 henry que nous avons calculée précédemment pour 0,5 à 1 % de valeur résiduelle de la tension redressée, calculons la valeur de cette tension résiduelle avec 3,17 henry :

1) Réactance X_L de la self à 100 Hz

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 6,28 \times 100 \times 3,17 = 1990,76 \Omega$$

2) Capacitance X_C du condensateur de 80 μF à 100 Hz

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{6,28 \times 100 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 19,9 \Omega$$

Comme vous pouvez le constater, la réactance X_L est environ égale à cent fois X_C .

À 100 Hz, la self et le condensateur constituent un diviseur de tension.

L'ondulation résiduelle au condensateur de tête est identique, soit 25 V.

3) Valeur résiduelle de la tension d'ondulation

$$V_{cc} = \frac{X_C}{X_L} \times 25 = \frac{19,9}{1990,76} \times 25 \approx 0,01 \text{ V}$$

La résistance ohmique de la self de 3,17 henry étant de 20 Ω

4) Chute de tension dans L
 ($I = 100 \text{ mA}$)

$$U = R \cdot I = 20 \times 0,100 = 2 \text{ V}$$

La tension en B est de 460 V - 2 V = 458 V

5) Pourcentage d'ondulation au point B

$$\eta = \frac{V_{cc \text{ ond}}}{458} \times 100 = \frac{0,01}{458} \times 100 = 0,002 \%$$

Autant dire une ondulation quasi inexistante, d'où l'avantage de la self.

Et la constante de temps dans tout cela ?

Comme on considère la self au-delà de

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED187

la fréquence de résonance comme une source de **tension constante**, seule sa résistance ohmique intervient dans le calcul de la constante de temps, soit : $\tau = R.C = 20 \times 80.10^{-6} = 1,6$ milliseconde. Devant des résultats aussi remarquables, pourquoi le filtre en Π est-il si peu utilisé ? Essentiellement pour des problèmes de coût et de poids.

Il est évident que le filtrage par résistance et capacité est, à ce titre, imbattable. On le préférera donc pour des électroniques à tubes dont la consommation de courant n'excède pas 100 à 150 mA. De plus, le circuit en Π a le défaut de tous les circuits de redressement à condensateur en tête : surcharge du transformateur d'alimentation et des redresseurs, les courants transitoires de surcharge étant bien supérieurs aux courants consommés par le circuit.

En contrepartie, avec un filtrage en Π , on peut réduire la valeur du condensateur « réservoir » et augmenter la valeur de la self afin d'augmenter l'angle de conduction des diodes (Led n°187). En cas d'appels de forts courants, la tension au point B (figure 6) varie tout de même dans des proportions, certes nettement inférieures au circuit RC, mais relativement importantes tout de même.

Ce circuit sera utilisé pour des courants consommés de 150 mA à 400 mA.

Pour éviter des calculs fastidieux, la méthode approchée pour le calcul de la self dans un filtrage en Π est la suivante :

- 1) Calculer la valeur de l'ondulation résiduelle aux bornes du condensateur « réservoir » C1 (figure 6)

$$V_{cc1} = \frac{10.I \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}}$$

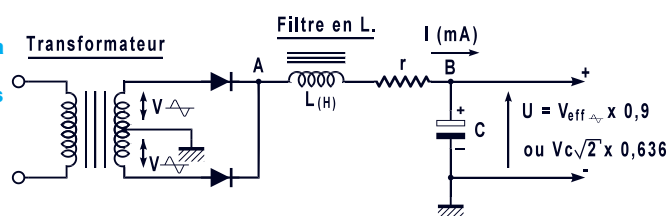
La valeur C1 étant définie afin de respecter la courbe enveloppe du signal audio (constante de temps $5 \text{ ms} < \tau < 10 \text{ ms}$)

- 2) Définir la valeur du condensateur « tampon » C2. En règle générale :

$$C2 = 2 \times C1$$

- 3) Calculer la capacitance du condensa-

Figure 8 : Dans un filtre en L, grâce à la self, il n'y a plus de courants transitoires de surcharge, ni dans le transformateur ni dans les redresseurs dont l'angle de conduction est de 180° . En contrepartie, la tension filtrée n'est plus que de 0,9Veff



L : Bobine de filtrage
r : Résistance de la bobine
C : Condensateur tampon

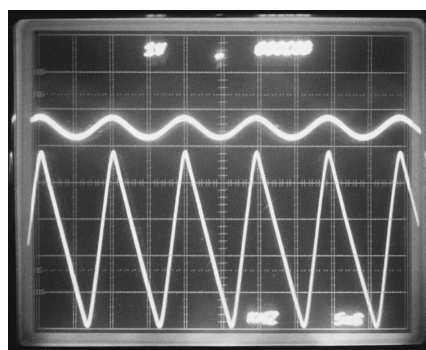


Figure 9a

**En haut : Filtrage avec self de 2 H et condensateur de $100 \mu\text{F}$. Aspect de la tension redressée et filtrée au point B de la figure 8 (débit : environ 180 mA). Cette ondulation est pratiquement une sinusoïde $V_{cc} = 0,6 \text{ V sinus}$.
En bas : Filtrage avec un condensateur « réservoir » en tête de $100 \mu\text{F}$ (même courant). Ondulation en dent de scie de $5 V_{cc}$.**

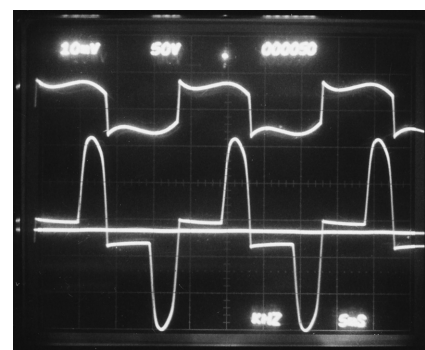


Figure 9b

**En haut : Filtrage avec self de 2 H en tête. Courant de 180 mA effectivement consommé par le circuit.
En bas : Filtrage avec condensateur de $100 \mu\text{F}$ en tête. Courant consommé par le circuit de 180 mA et crêtes de courant dans le transformateur et les redresseurs de 425 mA.**

teur C2 à 100 Hz (en farad) :

$$X_{C2} = \frac{1}{C.\omega} = \frac{1}{628.C}$$

- 4) La valeur de la réactance de la self à 100 Hz est définie empiriquement de la façon suivante :

$$X_L = 100 \cdot X_{C2}$$

- 5) Calculer L (à 100 Hz)

$$X_L (\Omega) = 2 \pi.f.L$$

D'où :

$$L \text{ (H)} = \frac{X_L}{2\pi.f} = \frac{X_L}{628}$$

C'est tout ! ... Au-delà de 400 mA de consommation, la régulation de la tension d'alimentation devient insuffisante.

Pour ces courants importants, seul le filtre avec inductance en tête est réellement efficace.

LE FILTRE EN « L » OU À INDUCTANCE EN TÊTE (figure 8)

Le plus grand défaut des filtres avec condensateur en tête est dû aux très importants courants transitoires de surcharge circulant dans les redresseurs et le transformateur. Les courants de surcharge, en dehors de leurs effets parfois destructeurs, sont une source de pollution sonore parfois difficile à éliminer (Led n°187).

Les oscillogrammes 9a et 9b parlent d'eux-mêmes.

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED187

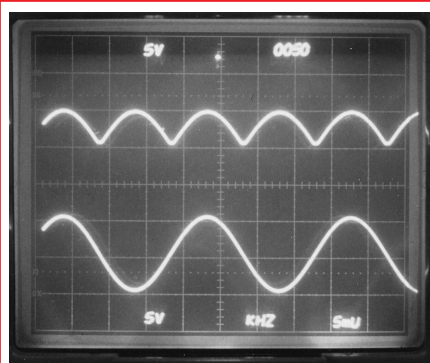


Figure 10 - En haut : Forme de la tension redressée à l'entrée de la self. C'est cette ondulation qui sera prise en compte pour le calcul de la self de filtrage.

Avec une self en tête, **il n'y a plus** de courants transitoires de surcharge, y compris à la mise sous tension de l'appareil. Cet avantage est primordial, il n'est plus nécessaire de sur-dimensionner le transformateur d'alimentation et les redresseurs.

Pour les redresseurs, ceci est particulièrement intéressant lorsque l'on utilise des valves.

Dans les circuits à condensateur en tête, les redresseurs et le transformateur fournissent de courtes impulsions à chaque demi-alternance afin de maintenir la charge du condensateur, ce dernier fournissant seul **tout** le courant au circuit durant le reste du cycle pendant que les redresseurs étaient bloqués.

À l'inverse, avec une self en tête, les redresseurs n'étant jamais bloqués, car ils conduisent alternativement pendant **toute la durée** de l'alternance, soit 180°, le courant consommé par le circuit est effectivement fourni **intégralement** par l'alimentation (**figure 9b**) car il n'y a pas ici **stockage** d'énergie mais uniquement **filtrage**.

Le condensateur C n'est plus un condensateur « réservoir », c'est un condensateur « tampon » qui va parfaire le filtrage de la même manière que le condensateur C2 du filtre en « II ». Tous les calculs que nous avons développés pour le filtre en « II » sont les **mêmes**. L'ensemble « self » et condensateur « C »

formant un diviseur de tension pour la composante résiduelle de filtrage, avec cependant une différence de taille : la tension pulsée à l'entrée de la self n'est plus un résidu de filtrage aux bornes du condensateur « réservoir », mais la **totalité** de l'ondulation en double alternance (100 Hz) en sortie des redresseurs (**figure 10**).

Afin de ne pas reprendre les calculs (fastidieux !) que nous avons développés pour le filtrage en II, nous vous livrons ici la formule simple qui va vous permettre de calculer le facteur d'ondulation résiduelle (**figure 9a**) en sortie de filtre LC pour une fréquence de 100 Hz (double alternance) et ne reculant devant aucun mal de tête, nous vous livrons cette formule en **henry** et **microfarads**...

Facteur d'ondulation

$$\text{à } 100 \text{ Hz} \approx \frac{1,2}{L \text{ (H)} \cdot C \text{ (}\mu\text{F)}}$$

$$\% \text{ d'ondulation} \approx \frac{1,2}{L \cdot C} \times 100$$

Par exemple, quel est le pourcentage d'ondulation et la valeur de la tension résiduelle d'ondulation d'une alimentation dont la tension continue filtrée est de 400 volts, dont le filtre en « L » comporte une self de 10 henry et un condensateur de 100 μF

$$\% \text{ d'ondulation} = \frac{1,2}{10 \times 100} = 0,0012 \%$$

Soit une tension d'ondulation de :

$$\frac{400}{100} \times 0,0012 = 0,0048 \text{ V}$$

Vous remarquerez que cette tension d'ondulation est **indépendante** du courant consommé par le circuit. C'est l'avantage **majeur** du filtrage avec self en tête, la self se comportant comme une **source de tension**, la tension aux bornes de C ne dépend plus du courant consommé ; la self agit comme un véritable **régulateur de tension** (la chute de tension en fonction du débit dépend de

la résistance ohmique de la self qui doit rester faible).

En audio, n'oubliez pas de tenir compte, comme pour le filtre en II, de la fréquence de résonance série du circuit LC en appliquant :

$$X_L = 100 \cdot X_C$$

Mais, me dites-vous, si le filtrage avec self en tête ne présente que des avantages, pourquoi ne pas l'utiliser plus souvent...

Votre bel enthousiasme est réjouissant, mais malheureusement il me faut tempérer votre emballement.

Tout d'abord, le volume de la self. Pour qu'une self soit efficace, il ne faut pas que son inductance « plonge » avec le courant qui la parcourt.

En effet, le circuit magnétique, donc le volume de fer, doit être important de façon à ce que la chute d'inductance soit la plus faible possible en fonction du courant.

D'autre part, il faut maintenir la résistance ohmique de l'enroulement à une valeur la plus faible possible, donc le fil de bobinage doit avoir une section suffisante. C'est d'ailleurs l'une des raisons (pas la seule) qui nous permet, dans les calculs, de confondre l'impédance Z (Ω) de la self avec sa réactance X (Ω) :

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2}$$

Une self bien construite voit sa valeur chuter de l'ordre de moitié pour une augmentation de courant de 30 % environ. C'est pour cette raison que les constructeurs sérieux indiquent toujours la valeur de la self pour son courant nominal.

Deuxième inconvénient de la self en tête, là où la tension continue redressée dans le cas d'un condensateur « réservoir » était de :

$$U_C = V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 1,414 V_{\text{eff}}$$

soit la valeur de la valeur crête de la tension au secondaire du transformateur. Dans le cas de la self en tête, la tension continue au point B (figure 8) est égale à

L'ALIMENTATION EN AUDIO

Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED187

la valeur moyenne de la tension redressée en sortie des redresseurs au point A, soit : $U_c \approx 0,9 V_{eff}$ ou $U_c \approx 0,636 V$ crête, ce qui revient au même.

À tension égale, pour obtenir en sortie de filtre la même tension qu'avec un filtrage par condensateur en tête, il sera donc nécessaire de prévoir un transformateur d'alimentation dont la tension secondaire soit plus élevée. Cependant, il ne faudra pas oublier que la self agissant comme un régulateur, la tension continue filtrée sera uniquement diminuée de la chute de tension provoquée par la résistance de cette dernière (sans omettre, bien entendu, la résistance des redresseurs et du transformateur).

À l'inverse, le filtrage par condensateur en tête voyait la tension redressée varier continuellement en fonction des appels de courant du circuit.

Troisième inconvénient majeur, la notion d'« inductance critique »

L'INDUCTANCE CRITIQUE

Observez la figure 8 et supposez que l'alimentation n'ait aucun débit ($I = 0$).

À la mise sous tension, le condensateur C est totalement déchargé. Il est donc équivalent à un court-circuit franc à la sortie de la self au point B. Le fort appel de courant de charge de C va effectivement être freiné par la self puisque, par principe même, elle va s'opposer au passage du courant. Mais plus le condensateur se charge, plus le courant diminue. À pleine charge, le courant est égal à **zéro**.

Tout se passe à cet instant **comme si la self n'existait pas**. Quant au condensateur, il s'est chargé à la valeur maximale de la tension de **crête**, soit :

$$U = V_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

L'effet de la self va effectivement se faire sentir à partir d'un courant minimum consommé par le circuit. C'est en fonction du courant consommé par le circuit, donc de la résistance équivalente de

charge, que sera définie la valeur **minimale** de l'inductance en dessous de laquelle on ne peut pas descendre ou bien du courant minimum qui doit être consommé par le circuit pour une inductance donnée.

On démontre que « l'inductance est critique », c'est-à-dire l'instant où la self agit comme une honnête self lorsque le courant consommé par le circuit est égal au courant de l'ondulation filtrée par la self, ce qui s'écrit :

$$I_{continu} = I_{filtré}$$

Ce qui se traduit par une simple application de la loi d'Ohm, en ne tenant compte que du premier harmonique du courant pulsé à filtrer, soit 100 Hz (figure 3).

$$I = \frac{U}{R} \rightarrow I_{continu} = \frac{0,636 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{R_L(\Omega)}$$

(R_L : résistance équivalente de charge)

$$i = \frac{v}{X_L} \rightarrow i = \frac{0,425 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{X_L}$$

$$\text{donc } \frac{0,636 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{R_L} = \frac{0,425 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{X_L}$$

d'où avec $X_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$:

$$X_L = 0,666 R_L$$

À 100 Hz

$$L(H) = \frac{0,666 R_L}{2 \pi \cdot f} = \frac{0,666 R_L}{628} = \frac{R_L}{1060}$$

En général, on arrondit :

$$L(H) = \frac{R_L}{1100}$$

Je sens que vous arrivez à saturation ! Désolé, mais avec un petit exemple pratique tout va s'éclaircir, du moins je l'espère...

Reprenons notre exemple précédent, c'est-à-dire une alimentation constituée d'une self de 10 henry, d'un condensateur de 100 μF apte à délivrer 200 mA sous 400 volts.

Supposons que cette alimentation soit destinée à un amplificateur puissant en classe B.

À pleine puissance, le courant va swin-

guer allègrement de 40 mA à 200 mA en fonction du signal audio. L'intensité minimale est donc de 40 mA.

Calculons la résistance équivalente du circuit lorsque ce dernier consomme 40 mA.

$$R_L(\Omega) = \frac{U}{I} = \frac{400}{0,040} = 10\,000 \Omega$$

Quelle est la valeur de la self critique ?

$$L(H) = \frac{R_L}{1\,100} = \frac{10\,000}{1\,100} = 9,09 H$$

Avec 10 henry ... on est bon ! Victoire ! Mais supposons que le courant minimum consommé par l'ampli soit 20 mA. Dans ce cas :

$$R_L = \frac{400}{0,020} = 20\,000 \Omega$$

La self critique sera de :

$$L(H) = \frac{20\,000}{1\,100} = 18,18 H$$

Là on est trop juste avec notre self de 10 henry.

Deux solutions s'offrent à nous.

- La première est de prévoir une self de ≈ 19 henry. Difficile, l'ampli est déjà construit !

- La seconde solution, la plus usitée, est de prévoir ce que les Anglo-saxons appellent une résistance « Bleeder », textuellement un « drain ».

Cette résistance va « tirer » du courant de l'alimentation en permanence de façon à permettre à la self de jouer son rôle de self.

En pratique, dans notre exemple, avec une self imposée de 10 henry, calculons R_L critique :

$$L(H) = \frac{R_L}{1\,100} \rightarrow R_L = 1\,100 \cdot L(H) = 1\,100 \times 10 = 11\,000 \Omega$$

Ce qui correspondrait à un débit minimum de :

$$\frac{400}{11\,000} = 0,036 A (36 mA)$$

Or, notre circuit consomme au minimum

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article extrait de la revue *Electronique Pratique* sont interdites. LED187
Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société éditrice TRANSOCEANIC. LED187

20 mA et, pour être efficace, la self doit être parcourue par un courant minimum de 36 mA.

La différence de courant demandé sera de :

$$36 \text{ mA} - 20 \text{ mA} = 16 \text{ mA}$$

Pour consommer ces 16 mA manquants, il faudra installer une résistance **maximale** en parallèle sur le circuit de :

$$\frac{400}{0,016} = 25\,000 \, \Omega$$

N'oubliez pas que cette résistance parcourue par ce courant de 16 mA va dissiper de la puissance :

$$P(w) = R.I^2 = 25\,000 \times 0,016^2 = 6,4 \text{ watts.}$$

Pour être en sécurité, nous choisirons une résistance normalisée de :

$$22\,000 \, \Omega / 10 \text{ watts}$$

EN CONCLUSION

Je me suis longuement étendu sur les alimentations car, comme vous l'avez compris, **l'alimentation est le cœur des montages électroniques**, surtout en audio où l'on ne peut pas se satisfaire d'approximations au risque d'obtenir des résultats médiocres.

Très souvent, par expérience, le fait d'intervenir sur des alimentations en **réduisant** la valeur de certains composants sur-dimensionnés, apporte des résultats spectaculaires, en particulier en terme de rendu des transitoires.

Il existe bien d'autres types d'alimentations, notamment les doubleurs de tension souvent fort utiles pour réduire la résistance des enroulements des transformateurs.

Ces derniers ne doivent délivrer, dans ce

cas, que la moitié de la tension utile pour le même courant.

Nous verrons tout cela plus tard, au fur et à mesure de nos cours.

Les alimentations régulées et les alimentations stabilisées à **manier avec précaution** ne seront étudiées qu'après l'étude des circuits, car leur mise en œuvre demande une parfaite maîtrise des circuits amplificateurs.

Dans notre prochain cours, nous aborderons (enfin !) l'étude des circuits amplificateurs en gardant toujours à l'esprit que nous traitons de **l'audio**.

Ce qui diffère bien souvent des règles établies de l'électronique générale. Laquelle s'occupe rarement des signaux fortement transitoires, bien loin des sages sinusoïdes et signaux rectangulaires couramment utilisés.

Bonne lecture
Rinaldo Bassi



HORS-SÉRIE

Réalisez les montages audio à tubes ou à transistors les plus musicaux

Bon à retourner accompagné de votre règlement par chèque à TRANSOCEANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris

Je commande le **HORS-SÉRIE Audio d'ELECTRONIQUE PRATIQUE** (Tarifs frais de port inclus)

France Métropolitaine : 7,00 € - DOM par avion : 9,00 €

Union européenne : 9,00 € - TOM, Europe (hors UE), Canada, USA : 10,00 € - Autres destinations : 11,00 €

M. Mme Mlle

Nom

Prénom

Adresse

Code postal

Ville/Pays

Tél. ou e-mail :

Conformément à la loi « Informatique et libertés » du 06/01/78, vous disposez d'un droit d'accès et de vérification aux données vous concernant.