

Chapitre 3 : Les circuits

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Maintenant que nous connaissons les principes de base de l'électricité (chapitre 1) et que nous savons comment sont constitués les composants (chapitre 2), nous allons pouvoir passer à un chapitre fort intéressant qui va nous apprendre comment mettre tout cela en œuvre pour réaliser des circuits.

Tenez compte du fait que sur chacun des paragraphes on pourrait écrire un livre, mais que notre but principal est d'avoir une idée précise des circuits utilisés dans les montages radioamateurs.

Arrivé à ce point nous aimerions aussi vous renseigner un excellent ouvrage c'est le ARRL Handbook for the radioamateur qui contient des centaines d'exemples de circuits.

A la fin de ce chapitre vous devriez pouvoir comprendre les montages qui sont proposés dans les revues de radio amateur et vous devriez aussi ne plus avoir d'appréhension de prendre le fer à souder en mains et de commencer à "bidouiller". Et si ça ne marche pas n'hésitez pas à en parler au radio club, à quelqu'un de plus expérimenté, ce n'est que comme ça qu'on apprend ...

3.1. Les combinaisons de composants

Dans ce paragraphe nous allons d'abord examiner ce qui se passe lorsqu'on combine plusieurs résistances en série et en parallèle, puis nous allons faire la même chose avec les condensateurs et puis encore avec les bobines. Mais d'abord qu'est ce qu'une combinaison série et qu'est ce qu'une combinaison parallèle ?

3.1.1. Circuits série et parallèle

On dit que des résistances sont mises en série si l'extrémité de l'une est connectée à la suivante. Le courant qui traverse R_1 est le même que celui qui traverse R_2 et est encore le même que celui qui traverse R_3 .

La figure ci-contre représente un montage en série de 3 résistances.

La somme des chutes de tension aux bornes des résistances doit être égale à la tension du générateur. Par conséquent la résistance équivalente du circuit est égale la somme des résistances

$$R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3$$

La résistance équivalente est celle qui remplace le groupement de 3 résistances et qui serait le siège du même courant

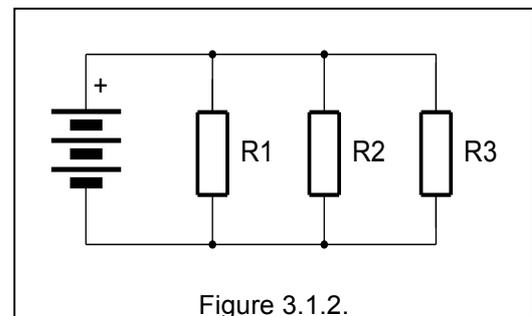
Vous remarquerez que dans un montage série, si une des résistances est ouverte (un lampe qui "claque" ou une résistance défectueuse) le courant ne passe plus du tout.

On dit que deux résistances sont mises en parallèle si les deux extrémités de l'une sont connectées aux deux extrémités de l'autre. La même tension est ainsi appliquée à toutes les résistances.

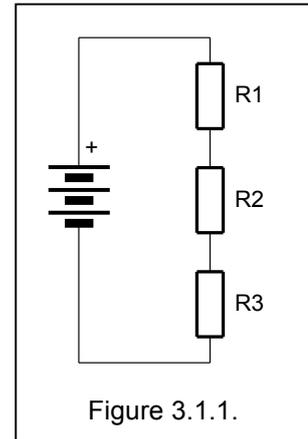
La figure ci-contre représente un montage en parallèle de 3 résistances.

Le courant est égal à la somme des courants. Par conséquent la résistance équivalente du circuit est égale à

$$R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3)}$$

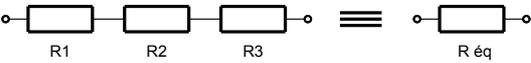
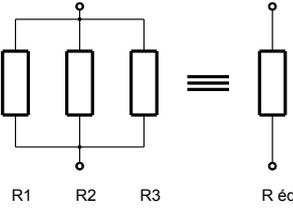


De la même manière que l'on met des résistances en série ou en parallèle, on peut aussi mettre des condensateurs ou des bobines en série ou en parallèle. Mais nous allons d'abord voir plus en détails les combinaisons de résistances.



3.1.2. Combinaisons de résistances

En définissant les notions de groupements série et parallèle, nous avons déjà donné les deux formules fondamentales. Reste à voir les cas particuliers.

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|--|------------------------------|--|-------------------------|
|  <p>Résistances en série ¹</p> | $R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$ | | | | | | |
|  <p>Résistances en parallèle ²</p> | $R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3) + \dots + (1/R_n)}$ | | | | | | |
| <p>Cas particuliers:</p> <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <td data-bbox="146 1025 791 1064">s'il n'y a que 2 résistances en parallèle</td> <td data-bbox="791 996 1447 1120" style="background-color: #e0e0e0;"> $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{voir note}^3)$ </td> </tr> <tr> <td data-bbox="146 1149 791 1187">s'il y a n résistances de même valeur en série</td> <td data-bbox="791 1149 1447 1187"> $R_{\text{éq}} = R \times n$ </td> </tr> <tr> <td data-bbox="146 1240 791 1279">s'il y a n résistances de même valeur en parallèle</td> <td data-bbox="791 1240 1447 1279"> $R_{\text{éq}} = R / n$ </td> </tr> </table> | | s'il n'y a que 2 résistances en parallèle | $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{voir note}^3)$ | s'il y a n résistances de même valeur en série | $R_{\text{éq}} = R \times n$ | s'il y a n résistances de même valeur en parallèle | $R_{\text{éq}} = R / n$ |
| s'il n'y a que 2 résistances en parallèle | $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{voir note}^3)$ | | | | | | |
| s'il y a n résistances de même valeur en série | $R_{\text{éq}} = R \times n$ | | | | | | |
| s'il y a n résistances de même valeur en parallèle | $R_{\text{éq}} = R / n$ | | | | | | |

A coup sûr, vous aurez une question sur le groupement de résistances à l'examen de radioamateur il est donc important de faire des exercices. Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Problème :

Solution :

Calculez la résistance équivalente du groupement série de résistances suivantes:

| | |
|----------------------|-----------|
| 10 Ω et 15 Ω ? | 25 Ω |
| 6,2 Ω et 2,4 Ω ? | 8,6 Ω |
| 130 Ω et 15 Ω ? | 145 Ω |
| 126,56 Ω et 23,787 Ω | 150,347 Ω |
| 1200 Ω et 2,4 kΩ ? | 3,6 kΩ |
| 220 kΩ et 390 kΩ ? | 610 k Ω |
| 56 kΩ et 0,01 MΩ | 66 kΩ |

¹ Pour calculer la résistance équivalente, on part de $V = I R_1 + I R_2 = I (R_1 + R_2)$ et comme $V = I R_{\text{éq}}$, on en déduit que $R_{\text{éq}} = R_1 + R_2$

² Pour calculer la résistance équivalente, on part de $I = I_1 + I_2 = V/R_1 + V/R_2 = V (1/R_1 + 1/R_2)$ et comme $I = V / (1/R_{\text{éq}})$ on en déduit que $(1/R_{\text{éq}}) = (1/R_1 + 1/R_2)$

³ Il est intéressant de retenir l'expression verbale, c'est-à-dire "la résistance équivalente c'est le produit divisé par la somme", il suffit donc simplement de retenir "**le produit divisé par la somme**".

| | |
|----------------------------------|-------------------------|
| 470 kΩ et 0,1 MΩ | 570 kΩ |
| 1 MΩ et 1,5 MΩ ? | 2,5 MΩ |
| 100 kΩ et 1500 Ω ? | (1) 101,5 kΩ ≈ 100 kΩ |
| 100 kΩ et 10 Ω ? | (1) 100,010 kΩ ≈ 100 kΩ |
| 10 Ω et 0,0015 Ω ? | (1) 10,0015 Ω ≈ 10Ω |
| 110 Ω, 240 Ω et 390 Ω | 730 Ω |
| 1,2 kΩ, 1,2 kΩ, 1,5 kΩ et 2,7 kΩ | 6,6 kΩ |
| 220 kΩ, 56 kΩ, 0,1 MΩ | |
| 2 résistances de 1,2 kΩ | 2,4 kΩ |
| 3 résistances de 33 Ω | 99 Ω |
| 5 résistances de 100 kΩ | 20 kΩ |
| 5 résistances de 47 kΩ | 235 kΩ |
| 10 résistances de 1200 Ω | 120 Ω |

Calculez la résistance équivalente du groupement de résistances en parallèle suivantes :

| | |
|----------------------------------|--|
| 10 Ω et 15 Ω ? | 150 / 25 = 6 Ω |
| 6,2 Ω et 2,4 Ω ? | 14,88 / 8,6 = 1,73 Ω |
| 130 Ω et 15 Ω ? | 1950 / 145 = 13,44 Ω |
| 126,56 Ω et 23,787 Ω | 3010, ... / 150, ... = 20, ... Ω |
| 1200 Ω et 2,4 kΩ ? | 2,88 / 3,6 = 0,8 kΩ |
| 12000 Ω et 25000 Ω | 8108 Ω |
| 220 kΩ et 390 kΩ ? | 85800 / 610 = 140,65... kΩ |
| 56 kΩ et 0,01 MΩ | 5600 / 156 = 35,89 kΩ |
| 470 kΩ et 0,1 MΩ | 47000 / 570 = 82,45 kΩ |
| 1 MΩ et 1,5 MΩ ? | 1,5 / 2,5 = 0,6 MΩ |
| 100 kΩ et 1500 Ω ? | (2) 150 / 101,5 = 1,477 kΩ ≈ 1500 Ω |
| 100 kΩ et 10 Ω | (2) 1000 / 100,01 = 9,998 Ω ≈ 10 Ω |
| 10 Ω et 0,0015 Ω ? | (2) 0,015 / 10,0015 = 0,001499 Ω ≈ 0,015 Ω |
| 110 Ω, 240 Ω et 390 Ω | 63,2... Ω |
| 1,2 kΩ, 1,2 kΩ, 1,5 kΩ et 2,7 kΩ | 0,369 kΩ |
| 220 kΩ, 56 kΩ, 0,1 MΩ | 30,861 kΩ |
| 2 résistances de 1,2 kΩ | 600 Ω |
| 3 résistances de 33 Ω | 11 Ω |
| 5 résistances de 100 kΩ | 20 kΩ |
| 5 résistances de 47 kΩ | 9,4 kΩ |
| 10 résistances de 1200 Ω | 120 Ω |
| 3 résistances de 150 Ω | 50 Ω |
| 24 résistances de 0,0012 MΩ | 50 Ω |

(1) et (2) permettent de tirer deux conclusions importantes :

Si on met une toute petite résistance **en série** avec une plus grande résistance, l'influence de la toute petite résistance est négligeable ...

Si on met une grande résistance **en parallèle** avec une petite, l'influence de la grande résistance est négligeable ...

Dans ces cas on utilise plus le signe = mais le signe ≈ que vous prononcerez "environ égal à" ou "pratiquement égal à"

Dans la pratique, les séries de résistances à 5% (série E24) ou à 2% (série E48) sont généralement suffisantes pour l'électronique classique. Toutefois lorsqu'il s'agit de réaliser des filtres on a parfois besoin d'une valeur bien précise. Pour une telle application on pourrait très bien commander tout spécialement une résistance à 1%, ou même à 0,1%.

Mais, dans la pratique on peut aussi se "débrouiller" en utilisant deux résistances de séries plus courantes, par exemple de la série E24 à 5%, et en les mettant en parallèle.

Alors, si on doit par exemple avoir une résistance de 6313 ohms on va mettre une résistance d'une valeur un peu plus élevée (6800 ohms) par exemple, puis on va venir mettre une autre résistance en parallèle jusqu'à obtenir une valeur aussi proche que possible de 6313 ohms. Voir figure 3.1.3.

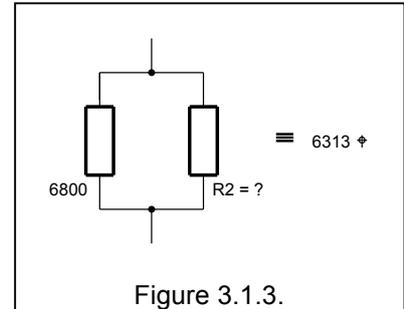


Figure 3.1.3.

La formule de la $R_{\text{éq}}$ étant $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$ on peut la retravailler, ce qui donnera donc $R_2 = \frac{R_1 \times R_{\text{éq}}}{R_1 - R_{\text{éq}}}$ (voir note⁴)

Donc $R_2 = 6800 \times 6313 / (6800 - 6313) = 42,9284 \cdot 10^6 / 487 = 88,148 \text{ k}\Omega$.

Une autre solution consisterait à utiliser une résistance de 8200Ω , et donc alors

$R_2 = 8200 \times 6313 / (8200 - 6313) = \dots = 27,433 \text{ k}\Omega$.

La troisième solution consisterait à partir d'une résistance de 10000Ω , et donc alors

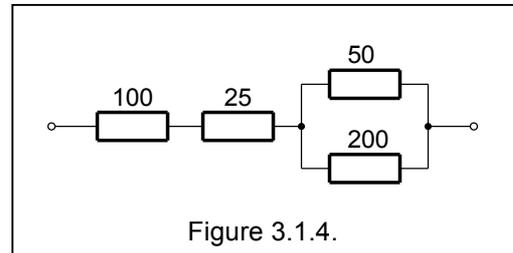
$R_2 = 10000 \times 6313 / (10000 - 6313) = \dots = 17,122 \text{ k}\Omega$.

Ces trois solutions sont valables, et il y en aurait peut être encore beaucoup d'autres, mais la deuxième solution c-à-d 8200Ω en parallèle avec $27 \text{ k}\Omega$, nous parait la meilleure parce que les résistances sont disponibles dans les valeurs courantes. Etant donné les tolérances, on n'arrivera peut être jamais à une valeur exacte de 6313Ω , mais a une valeur très proche.

⁴ Ici il suffit donc simplement de retenir "le produit divisé par la différence".

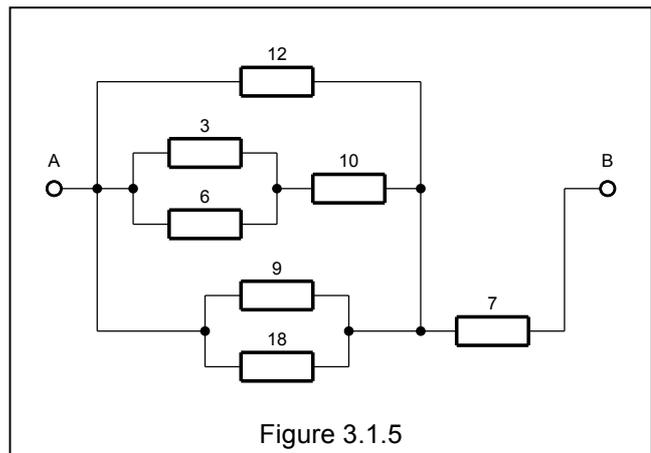
Passons maintenant à quelques circuits où on a une (ou des) combinaison(s) série/parallèle :

Exercice n°1 : Soit la figure ci-contre. On commence par simplifier : les deux résistances en série peuvent être remplacée par une seule résistance de valeur $R_1 = 100 + 25 = 125 \Omega$. Les deux résistances en parallèle peuvent être remplacée par une seule résistance $R_2 = 50 \times 200 / 50 + 200 = 10000/250 = 40 \Omega$. La résistance équivalente vaut donc $R_{eq} = 125 + 40 = 165 \Omega$



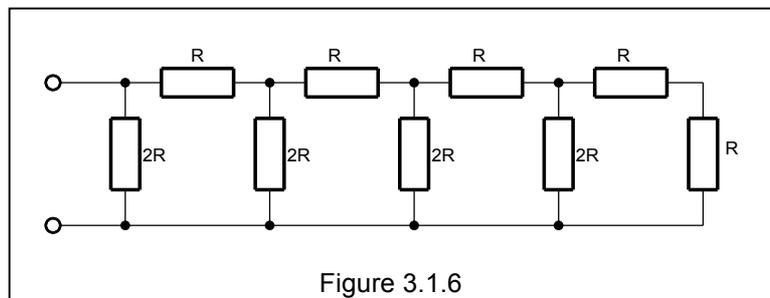
Exercice n°2 : Calculez la résistance équivalente entre les points A et B ?

(On vous laisse le soin de le résoudre vous-même ...)

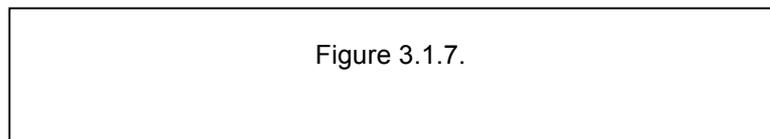


Exercice n°3 : Calculez la valeur de la résistance entre les bornes ?

(On vous laisse le soin de le résoudre vous-même ...)



Exercice n°4 :



Exercice n°5 : D'abord un conseil : Il est important de ne pas se laisser impressionner par la présentation. Un examinateur à "l'esprit un peu tordu" ⁵ pourrait dessiner le schéma de la figure 3.1.8 ci-contre.

La première chose est de redessiner cela plus clairement. Il faut parfois plusieurs essais, mais finalement on arrivera à la figure 3.1.8.b.

Il est aussi conseillé de noter tous les points intermédiaires par une lettre, ceci facilitera la mise au net du dessin.

Nous pourrons alors aussi commencer à simplifier : La résistance équivalente de R_A et R_B est $R_{ab} = 5\text{ k}\Omega$. La résistance équivalente de R_C , R_D , R_E est $R_{cdf} = 50\text{ k}\Omega$. La résistance équivalente de R_{cdf} et de R_g = $25\text{ k}\Omega$. La résistance équivalente de R_H et R_J est $R_{hj} = 20\text{ k}\Omega$.

La résistance équivalente du tout est de $50\text{ k}\Omega$.

Par conséquent le courant total sera de $100 / 50\text{ k}\Omega = 2\text{ mA}$. Par conséquent $I_1 = I_2 = 1\text{ mA}$, de la même manière $I_3 = I_4 = 1\text{ mA}$ et $I_5 = 2 \times 20 / 30 = 4 / 3 = 1,333\text{ mA}$ et $I_6 = 2 \times 20 / 60 = 0,666\text{ mA}$

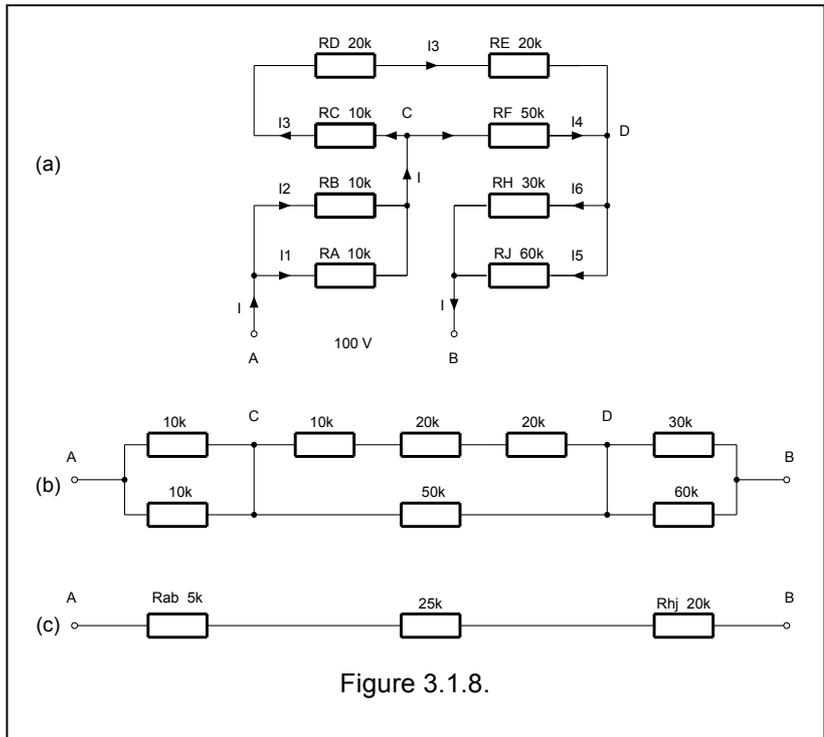
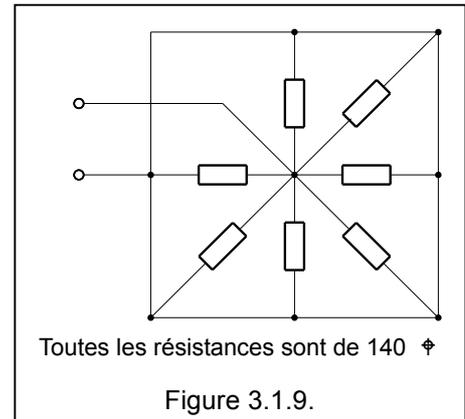


Figure 3.1.8.

⁵ Et des "examineurs un peu tordu" il y en a beaucoup, des examineurs intelligents, il y en a peu ! Nous donnerons ici quelques exemples qui vous permettront de déjouer ces pièges.

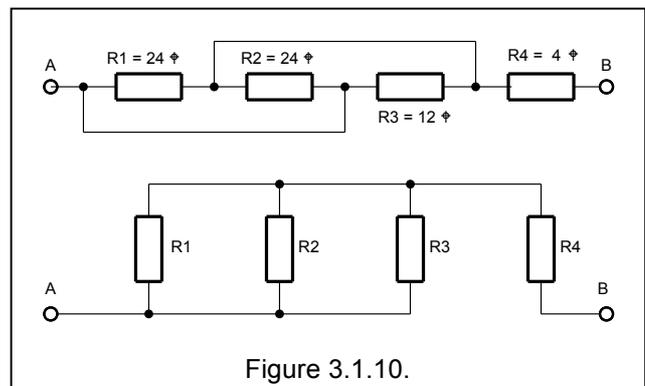
Exercice n°6 : Un autre exemple de l'imagination "fertile" des examinateurs, est la figure 3.1.9 ci-contre. Ici nous avons très simplement 7 résistances de 140Ω en parallèle. La résistance équivalente est donc de 20Ω .



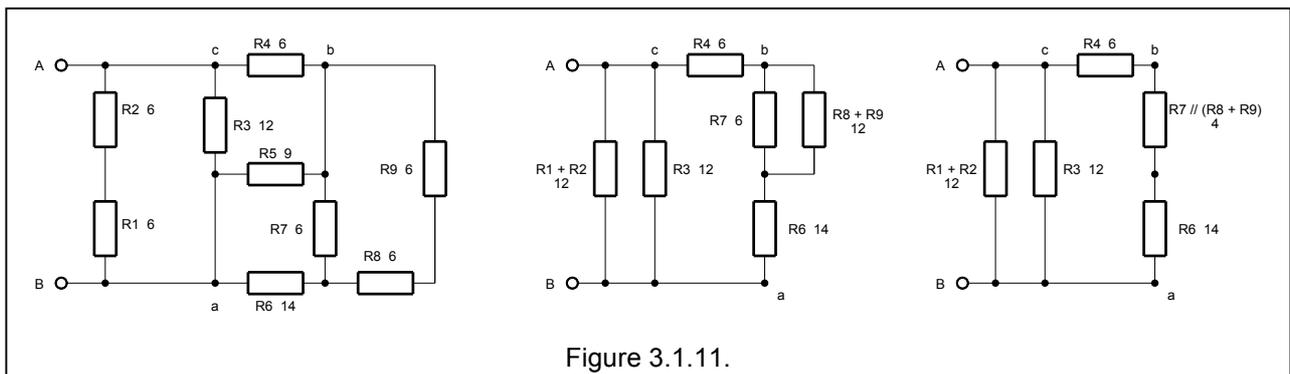
Exercice n°7 : Encore un autre exemple ...

Calculez le courant qui est fourni, si la tension d'alimentation est de 20 V ?

Les 3 premières résistances sont en parallèle. La résistance équivalente est de 6Ω . Cette résistance équivalente est en série avec R_4 de 4Ω . La résistance entre A et B est donc de 10Ω et par conséquent le courant est de A (*on vous laisse le soin de terminer*).



Exercice n°8 : Et encore un ... Calculer le courant qui est fourni au montage de la figure 3.1.11 si la tension est de 30 V . Ici on montre le début de la transformation ... à vous de terminer le calcul

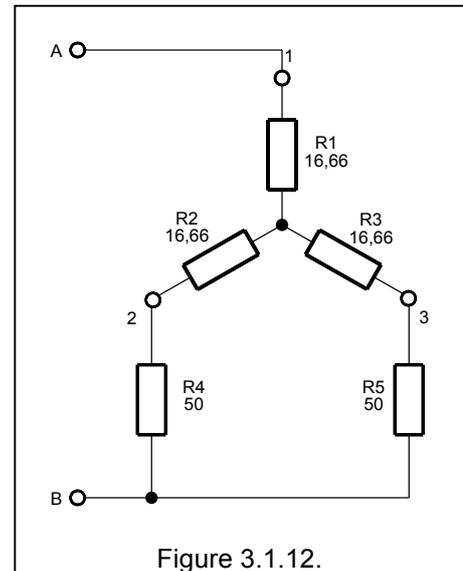


Exercice n°9 : Un autre exemple : soit le circuit en étoile de la figure 3.1.12 ci-contre, calculez la résistance équivalente entre les points A et B ?

Tout d'abord $R2 + R4 = 50 + 16,66 = 66,66 \Omega$ et de même $R3 + R5 = 66,66 \Omega$. Puisque $R2+R4$ et $R3 + R5$ sont en parallèle, il en résulte une résistance équivalente de $33,33 \Omega$, qui mis en série avec $R1$ donne $33,33 + 16,66 = 49,99 \Omega$.

Ce montage est particulièrement utilisé en RF (radiofréquence) lorsqu'on doit mettre deux charges de 50Ω en parallèles (ici $R4$ et $R5$) sur un générateur et que l'on doit charger celui-ci par 50Ω .

Ainsi réalisé, cette "étoile" à 3 résistances de $16,66 \Omega$, contenus dans un boîtier avec 3 connecteurs s'appelle un "power splitter" et s'utilise au laboratoire.



Exercice n° 10 : La figure 3.1.13 ci-contre est la réponse au fameux problème du cube.

Imaginez un cube sur les arrêtes duquel on a placé des résistances toutes identiques, disons des résistances de 100 Ω.

Quelle est la résistance entre les deux sommets opposés du cube (c-à-d entre les points A et B) ?

La première chose à faire est de dessiner les résistances dans un plan au lieu de le dessiner dans l'espace. Il apparaît alors que les courants se répartissent chaque fois en deux. Nous utiliserons donc un courant I comme courant unitaire et nous résoudrons ce problème en termes de courant

Les résistances noires (celles reliées au sommet du cube dont nous calculons la R équivalente) sont traversées par 2 I. La chute de tension est donc de $2 I \times 100$. Les résistances blanches sont traversées par un courant I.

Puisque les potentiels des sommets sont les mêmes on peut donc les relier ensemble. Ce sont les deux traits pointillés encore notés a et b.

La solution devient alors immédiate : nous avons $R/3 + R/6 + R/3$ ou $100/3 + 100/6 + 100/3 = 500/6 = 83,33 \Omega$.

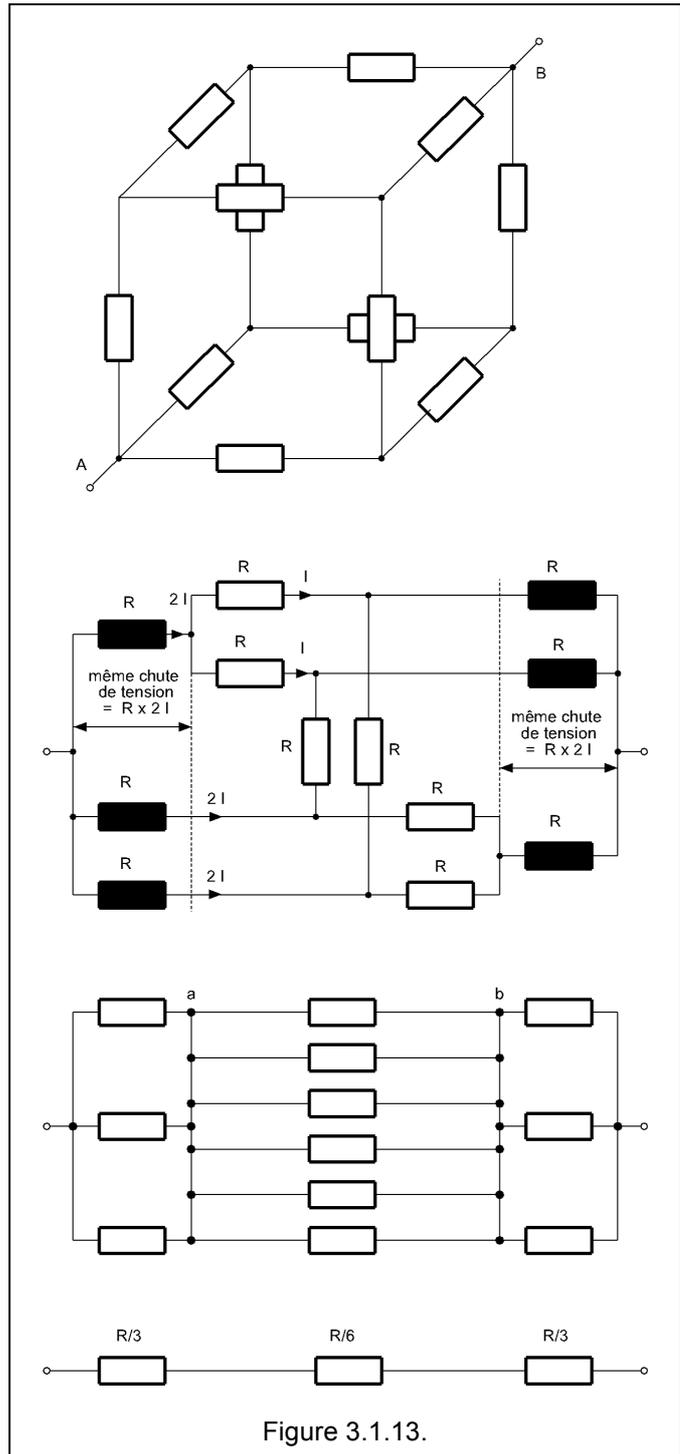
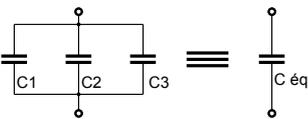
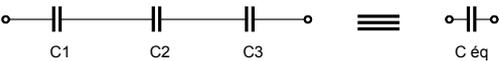


Figure 3.1.13.

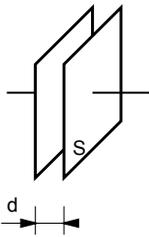
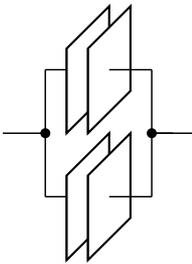
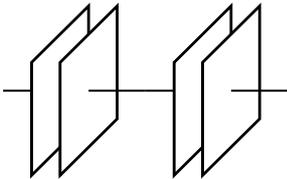
A vrai dire ces problèmes un peu tordus, c'est bien pour s'amuser, mais ce n'est pas pour cela qu'on comprendra mieux la radio ...

3.1.3. Combinaison de condensateurs

| | |
|---|---|
|  <p>Condensateurs en parallèle ⁶</p> | $C_{\text{éq}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$ |
|  <p>Condensateurs en série ⁷</p> | $C_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/C_1) + (1/C_2) + (1/C_3) + \dots + (1/C_n)}$ |
| <p>Cas particuliers:</p> <p>s'il n'y a que 2 condensateurs en série</p> $C_{\text{éq}} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$ <p>s'il y a n condensateurs de même valeur en série</p> $C_{\text{éq}} = C / n$ <p>s'il y a n condensateurs de même valeur en parallèle</p> $C_{\text{éq}} = C \times n$ | |

Notez bien ... la symétrie : la structure de la formule pour les résistances en série est la même que celle pour les condensateurs en parallèle ... et vice-versa

Pour se souvenir des formules, il suffit de retenir la formule générale pour des condensateurs : $C = \epsilon S / d$ et de raisonner de la manière suivante :

| | | |
|---|---|--|
|  |  |  |
| <p>Fig. 3.1.20.</p> | <p>Fig. 3.1.21.</p> | <p>Fig. 3.1.22.</p> |
| <p>la formule de base</p> $C = \epsilon S / d$ | <p>ceci revient à faire une surface 2 x plus grande, donc la capacité va être doublée, donc $C_{\text{éq.}} = 2 C_1$ ou $C_1 + C_2$ si les capacités ne sont pas égales</p> | <p>ceci revient à doubler la distance entre les deux armatures extrêmes, donc $C_{\text{éq}} = C_1 / 2$</p> |

⁶ Pour connaître la capacité équivalente, on part du principe que le condensateur C_1 possède une charge $Q_1 = C_1 \times V_1$, que le condensateur C_2 possède une charge $Q_2 = C_2 \times V_2$. Comme la charge Q (du condensateur équivalent) = $Q_1 + Q_2$ et que la tension V est la même pour deux condensateurs en parallèle, et que la charge est maintenant la somme des charges on trouve $C_{\text{éq}} = C_1 + C_2$.

⁷ Pour connaître la capacité équivalente, on part toujours de la définition $Q_1 = C_1 \times V_1$ et $Q_2 = C_2 \times V_2$. Comme la tension $V = V_1 + V_2$ et la charge Q est la même on trouve $1/C_{\text{éq}} = 1/C_1 + 1/C_2$.

A coup sûr vous aurez une question sur le groupement de condensateurs à l'examen de radioamateur il est donc important de faire des exercices. Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

Problème :

Solution :

Calculez la capacité équivalente du groupement parallèle de condensateurs suivants:

| | |
|---|---------------------------------|
| 10 μF et 15 μF ? | 25 μF |
| 6,2 nF et 2,4 nF ? | 8,6 nF |
| 130 pF et 15 pF ? | 145 pF |
| 130 pF et 150 pF | 280 pF |
| 40 μF et 60 μF | 100 μF |
| 0,1 μF et 0,033 μF | 0,133 μF = 133 nF |
| 100 nF et 33 nF | 133 nF |
| 0,0001 F et 0,002 F | 0,0021 F = 2100 μF |
| 1000 μF et 6,8 mF | 7800 μF |
| 7350 pF et 0,295 nF | 7645 pF |
| 12 pF , 8 pF et 11 pF | 31 pF |
| 120 nF , 390 nF et 12 nF | 522 nF |
| 0,12 nF , 0,33 nF et 100 pF | 550 pF |
| 0,1 μF , 10 μF et 10 nF | (3) 10,11 μF |
| 100 nF et 15pF ? | (3) 100,015 nF \approx 100 nF |
| 2 condensateurs de 4700 μF | 9400 μF |
| 3 condensateurs de 30 pF | 90 pF |
| 5 condensateurs 100 nF | 500 nF = 0,5 μF |
| 10 condensateurs 1200 pF | 12000 pF = 12 nF |
| 12 condensateurs de 12 pF | 144 pF |

Calculez la capacité équivalente du groupement de condensateurs suivants en série:

| | |
|---|---|
| 10 μF et 15 μF ? | $150 / 25 = 6 \mu\text{F}$ |
| 0,1 μF et 0,47 μF | $0,047 / 0,147 = 0,319 \mu\text{F} = 319 \text{ nF}$ |
| 378 pF et 285 pF | $107730 / 663 = 162,48 \text{ pF}$ |
| 6,2 pF et 2,4 pF ? | $14,88 / 8,6 = 1,73 \text{ pF}$ |
| 130 nF et 15 nF ? | $1950 / 145 = 13,44 \text{ nF}$ |
| 40 pF et 60 pF | $2400 / 100 = 24 \text{ pF}$ |
| 100 μF et 1500 nF ? | (4) $150 / 101,5 = 1477 \text{ nF} \approx 1500 \text{ nF}$ |
| 10 μF , 10 nF et 10 pF | (4) $9,99999 \text{ pF} \approx 10 \text{ pF}$ |
| 2 condensateurs de 1,2 nF | 600 pF |
| 3 condensateurs de 470 μF | 156,6 μF |
| 5 condensateurs de 0,1 μF | 0,020 $\mu\text{F} = 20 \text{ nF}$ |
| 6 condensateurs de 47 μF | 7,83 μF |
| 10 condensateurs 1200 μF | 120 μF |

(3) et (4) conduisent à des conclusions similaires que celles pour les résistances :

Si on met une toute petite capacité **en parallèle** avec une plus grande capacité, l'influence de la toute petite capacité est négligeable ...

Si on met une grande capacité **en série** avec une petite, l'influence de la grande capacité est négligeable ...

Soit par exemple la figure ci-contre.

En redessinant, on voit que le montage est beaucoup moins compliqué qu'il n'y paraît. Les condensateurs de $5 \mu\text{F}$ et de $7 \mu\text{F}$, ont une capacité équivalente de $2,91 \mu\text{F}$. L'ensemble a donc une capacité équivalente de $4 + 2,91 + 6 = 12,91 \mu\text{F}$

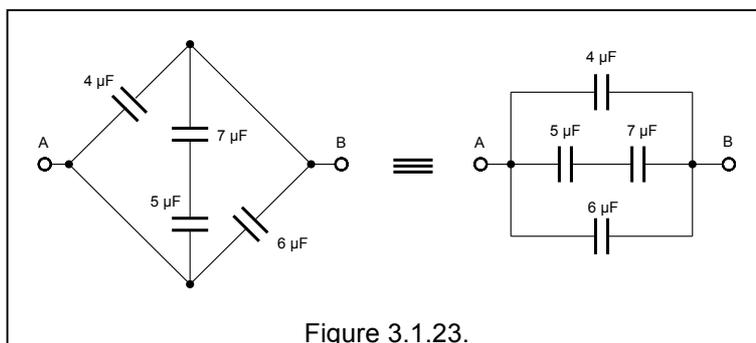


Figure 3.1.23.

De même dans le circuit ci-contre le potentiel entre les points X et Y sont identiques. Le condensateur de $8 \mu\text{F}$ peut donc être supprimé et le circuit se résume à 2 condensateurs de $4 \mu\text{F}$ en série (soit un condensateur de $2 \mu\text{F}$) en parallèle avec 2 condensateurs de $2 \mu\text{F}$ en série (soit un condensateur de $1 \mu\text{F}$). Soit donc un condensateur résultant de $2 \mu\text{F} + 1 \mu\text{F} = 3 \mu\text{F}$.

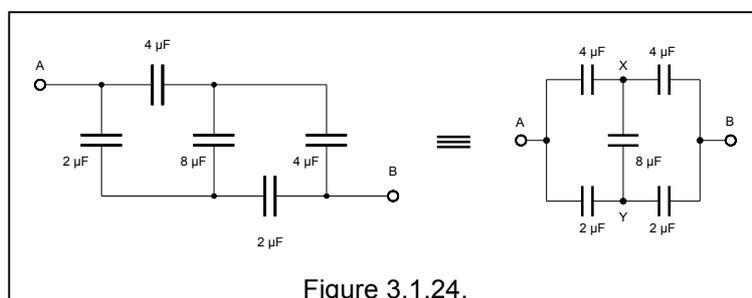
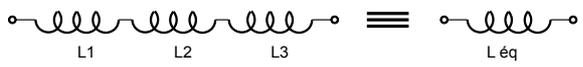
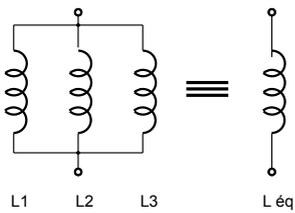


Figure 3.1.24.

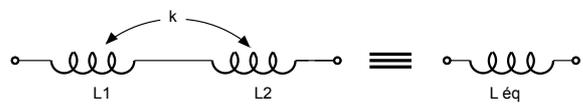
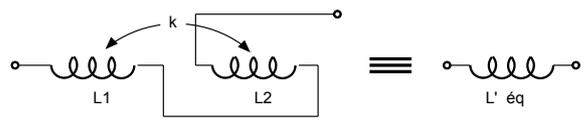
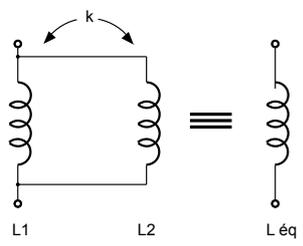
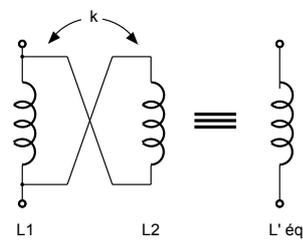
3.1.4. Combinaisons de bobines

Pour les bobines, il faut considérer un paramètre supplémentaire : le couplage entre les bobines. Commençons par le cas particulier :

si les bobines ne sont pas couplées magnétiquement, nous avons,

| | |
|---|---|
|  <p style="text-align: center;">bobines en série</p> | $L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$ |
|  <p style="text-align: center;">bobines en parallèle</p> | $L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1) + (1/L_2) + (1/L_3) + \dots + (1/L_n)}$ |

si les bobines sont couplées magnétiquement, il existe entre les deux bobines une inductance mutuelle qui vaut $L_m = k \sqrt{L_1 L_2}$ où k est un coefficient de couplage qui dépend de la disposition des bobines. Si les deux selfs sont bobinées ensemble sur le même noyau magnétique, alors k est voisin de 1. Lorsque les deux selfs sont à 90° le coefficient k est pratiquement nul.

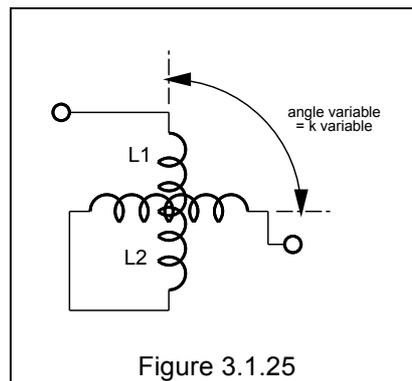
| | |
|---|---|
|   <p style="text-align: center;">bobines couplées et en série</p> | $L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 \pm L_m$ |
|   <p style="text-align: center;">bobines couplées et en parallèle</p> | $L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1 \pm L_m) + (1/L_2 \pm L_m)}$ |
| <p style="text-align: center;">suivant le fait que les champs sont concordants ou discordants, on utilisera le signe + ou le signe -</p> | |

Remarque : En modifiant l'orientation de deux bobines couplées en série, on modifie la valeur du coefficient de couplage k et par conséquent la valeur de la self résultante c-à-d

$$L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 \pm k \sqrt{L_1 L_2}$$

k est nul si les deux bobines sont orthogonales, et k est maximum si les deux bobines sont dans le même sens.

Ce principe est utilisé dans les **variomètres**.



3.1.5. Résumé⁸

Ces relations sont tellement importantes, que nous les reprenons dans le tableau simplifié ci-dessous :

| | série | parallèle |
|---|---|---|
| R | $R_{\text{éq}} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$ | $R_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3) + \dots + (1/R_n)}$ |
| C | $C_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/C_1) + (1/C_2) + (1/C_3) + \dots + (1/C_n)}$ | $C_{\text{éq}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$ |
| L | $L_{\text{éq}} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$ | $L_{\text{éq}} = \frac{1}{(1/L_1) + (1/L_2) + (1/L_3) + \dots + (1/L_n)}$ |

Cas de 2 éléments :

| | série | parallèle |
|---|--|--|
| R | $R_{\text{éq}} = R_1 + R_2$ | $R_{\text{éq}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \times R_2}$ |
| C | $C_{\text{éq}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \times C_2}$ | $C_{\text{éq}} = C_1 + C_2$ |
| L | $L_{\text{éq}} = L_1 + L_2$ | $L_{\text{éq}} = \frac{L_1 + L_2}{L_1 \times L_2}$ |

Formules simplifiées si tous les éléments (résistances, condensateurs, selfs) sont identiques :

| | série | parallèle |
|---|--------------------------------|--------------------------------|
| R | $R_{\text{éq}} = n \times R_1$ | $R_{\text{éq}} = R_1 / n$ |
| C | $C_{\text{éq}} = C_1 / n$ | $C_{\text{éq}} = n \times C_1$ |
| L | $L_{\text{éq}} = n \times L_1$ | $L_{\text{éq}} = L_1 / n$ |

n = nombre d'éléments identiques mis en série ou en parallèle

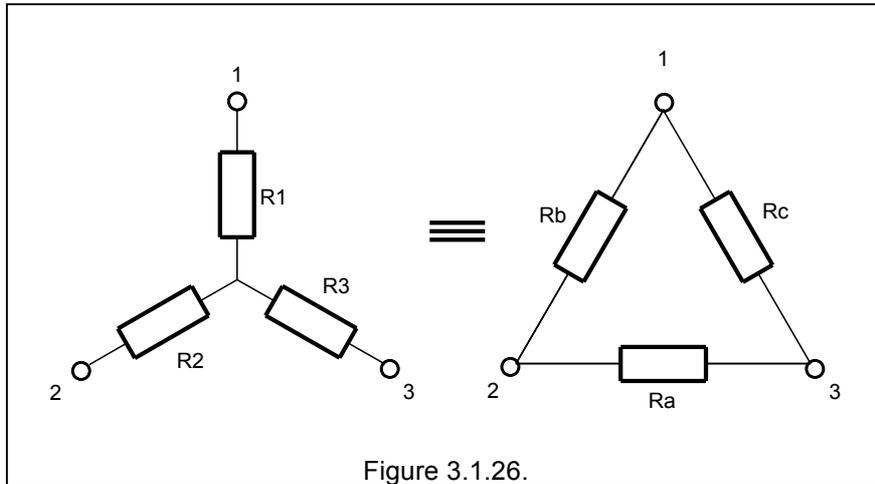
Notez bien ...

- la symétrie : la structure de la formule pour les résistances en série est la même que celle pour les condensateurs en parallèle ... et vice-versa
- la ressemblance avec des formules des bobines avec celles des résistances. Toutefois, ceci est valable s'il n'y a pas de couplage (magnétique) entre les bobines

⁸ Ce tableau est un "tuyau" pour l'examen de radioamateur. En mémorisant ces quelques formules et avec un peu de réflexion, vous pourrez résoudre tous les problèmes.

3.1.6. Théorème de Kennely ou transformation de circuit triangle/ étoile (Té en π)⁹

Cette transformation est parfois bien utile pour des circuits complexes :



| | | |
|---|---|---|
| Pour la transformation triangle → étoile | | |
| $R_1 = \frac{R_b R_c}{R_a + R_b + R_c}$ | $R_2 = \frac{R_a R_c}{R_a + R_b + R_c}$ | $R_3 = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b + R_c}$ |
| ou pour la transformation étoile → triangle | | |
| $R_a = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_1}$ | $R_b = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_2}$ | $R_c = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_3}$ |

Exemple: Soit $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$, calculez R_a , R_b et R_c ?

On calcule tout en $\text{k}\Omega$, donc $R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1 = (1 \times 3) + (3 \times 5) + (5 \times 1) = 23$ et par conséquent $R_a = 23 / 1 = 23 \text{ k}\Omega$, $R_b = 23 / 3 = 7,666 \text{ k}\Omega$ et $R_c = 23 / 5 = 4,6 \text{ k}\Omega$

⁹ Le théorème de Kennely n'est pas au programme HAREC.

Exemple : Soit le montage ci-dessous (figure 3.1.27 a) : Transformons d'abord R8 et R9 ce qui donne une résistance de 8 k, mais qui en parallèle avec R7 également de 8 k, donne une R100 de 4 k.

La transformation suivante consiste à remplacer R3, R4, R100 qui a une structure en étoile (rouge), vers une structure en triangle (bleu). Etant donné que nous avons des R égales, les résistances du triangle vaudront chacune $R_a = ((4*4) + (4*4) + (4*4)) / 4 = 48 / 4 = 12$ k.

On peut remplacer R2 R_a par une résistance équivalente de $(4*12) / (4+12) = 3$ k . Idem pour R6 R_b.

On peut ensuite transformer remplacer R_a, R_b, R_c qui a une structure en étoile (bleue), vers une structure en triangle (vert). Le calcul est ici un peu plus compliqué : $R_A = 81/3 = 27$ k, $R_B = 81/12 = 6,75$ k et $R_C = 81/3 = 27$ k.

Finalement il nous reste 3 résistances en série : R1 = 1 k, R_A = 27 k et R_X = $(31 * 10,75) / (31 + 10,75) = 8$ k . La résistance équivalente est donc égale à 36 k.

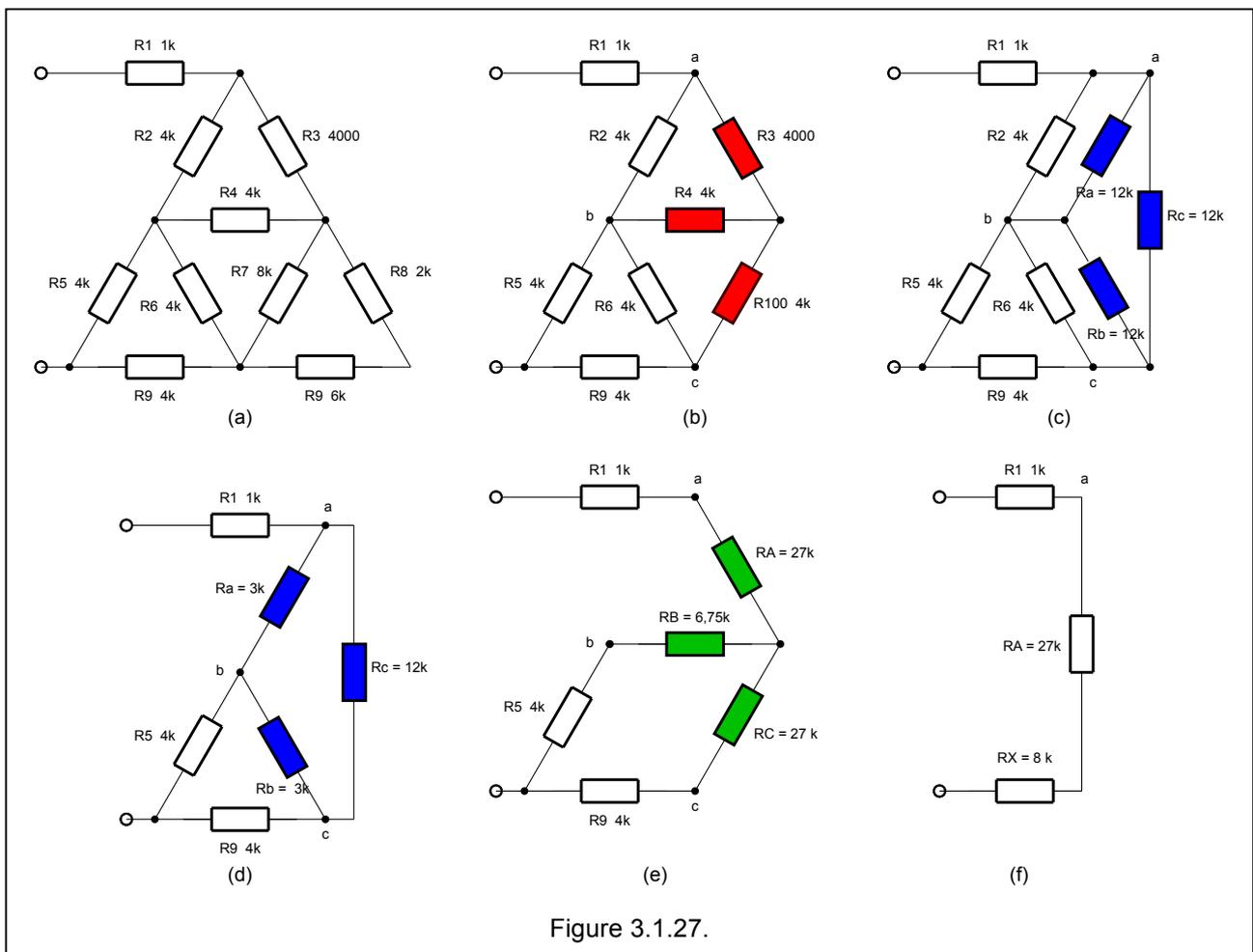


Figure 3.1.27.

Exemple:

On remplace le triangle de résistances de a, b, c en étoile par un triangle dont $R_a = (12 \cdot 12) / (12 + 12 + 12) = 4$.

On remplace le triangle de résistances de d, e, f en étoile par un triangle dont $R_d = (30 \cdot 30) / (30 + 30 + 30) = 10$.

Finalement on n'a plus que 3 résistances en série.

Alors (figure b) d'une part on a $(10 + 34 + 4)$ en série soit 48Ω en parallèle avec $(10 + 10 + 4)$ également en série, soit 24Ω . Ce qui nous donne une résistance équivalente de $(48 \cdot 24) / (48 + 24) = 1152 / 72 = 16 \Omega$.

Ce qui nous donne la figure c, où finalement la résistance entre A et B est de $(10 + 16 + 4) = 30 \Omega$.

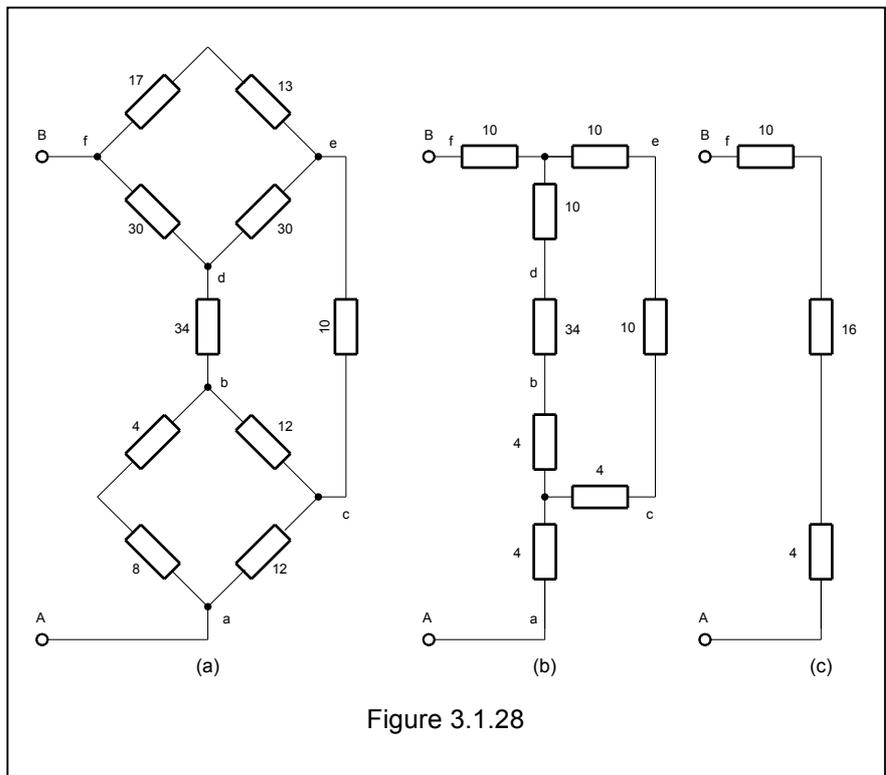
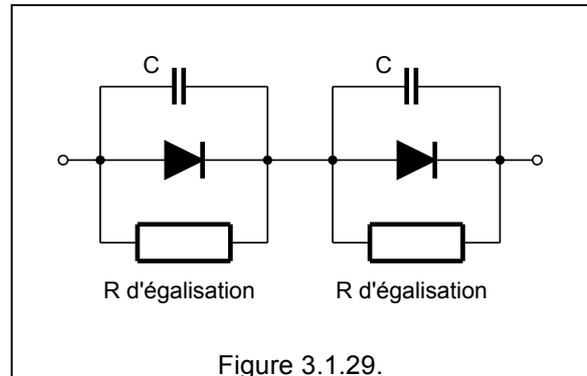


Figure 3.1.28

3.1.7. Mise en parallèle et en série de diodes

Supposons que nous construisions un amplificateur linéaire avec un tube et que nous ayons besoin de diodes ayant une tension inverse de 1000 V. Supposons aussi que les diodes dont nous disposons aient une tension inverse de 700 V.

Dans ce cas on peut monter deux diodes en série, car la tension inverse va se répartir sur les deux diodes. On aura donc un ensemble qui résistera à 1400 V, ce qui est un peu plus que nécessaire pour cette application. Toutefois pour équilibrer les tensions inverses et pour éviter les pointes de tensions, on mettra sur chaque diode une résistance d'égalisation et un condensateur en parallèle.

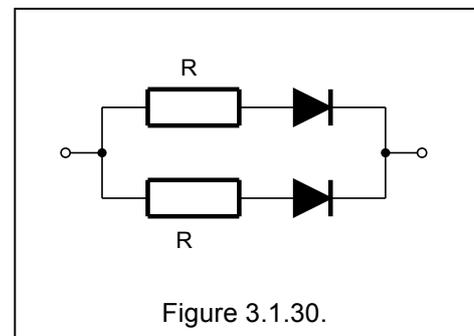


La résistance d'égalisation veille à l'équilibrage des tensions inverses. En effet même si les diodes sont du même type, qu'elles ont la même tension inverse, elles peuvent avoir des résistances inverses assez différentes lorsqu'elles sont bloquées. Comme règle empirique on prendra une résistance égale à $500 \times$ la tension inverse d'une diode. Dans notre cas, on aura 500 V sur chaque diode, et on prendra une R de 500×500 soit 250 k Ω et la puissance à dissiper sera de U^2/R soit 1 W. La valeur de la résistance n'est pas très critique on pourra donc aller de 200 à 300 k Ω , mais il faut absolument que ces résistances soient identiques. Une tolérance de 5% convient dans ce cas-ci.

Le condensateur veille à "court-circuiter" les pointes de tensions. Un condensateur de 10 nF convient dans la plupart des cas.

On peut bien sûr généraliser ce cas, et si par exemple on a besoin d'une tension de 3 kV, il faudra au moins mettre 5 diodes qui résistent à 700 V en série, avec chaque fois une résistance d'égalisation et un condensateur

Les diodes peuvent aussi être placées en parallèle pour augmenter le courant direct. On placera toutefois une résistance en série pour équilibrer les courants. Une règle empirique consiste à avoir une chute de tension de 0,5 à 0,7 V dans les résistances d'équilibrage.



3.2. Circuits RLC série et parallèle

3.2.1. Circuit RLC en courant continu ¹⁰

Le mot courant continu n'est pas très bien choisi comme nous le verrons plus loin, il s'agit plutôt de voir comment un circuit RLC va se comporter quand on le raccorde à une source de tension continue, et similairement ce qui se passe lorsqu'on déconnecte la source de tension. Ce qui se passe durant ces transitions est très important et fera l'objet de ce paragraphe.

3.2.1.1. Circuit RC en courant continu

Si on connecte un condensateur sur une source continue, le condensateur va pratiquement se charger instantanément. Par contre si le circuit comporte une résistance le courant va être limité. Le circuit de la figure ci-contre montre un montage qui permet de charger, puis de décharger un condensateur C au travers une résistance R. Le produit de la capacité et de la résistance est appelé constante de temps et est représenté par la lettre grecque τ ("tau") :

$$\tau = R C$$

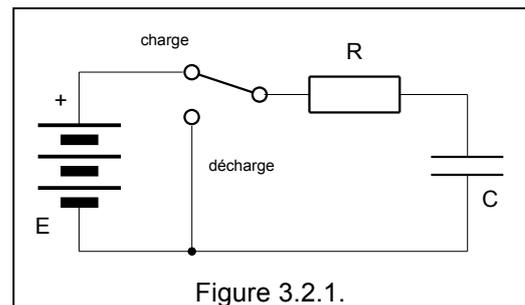


Figure 3.2.1.

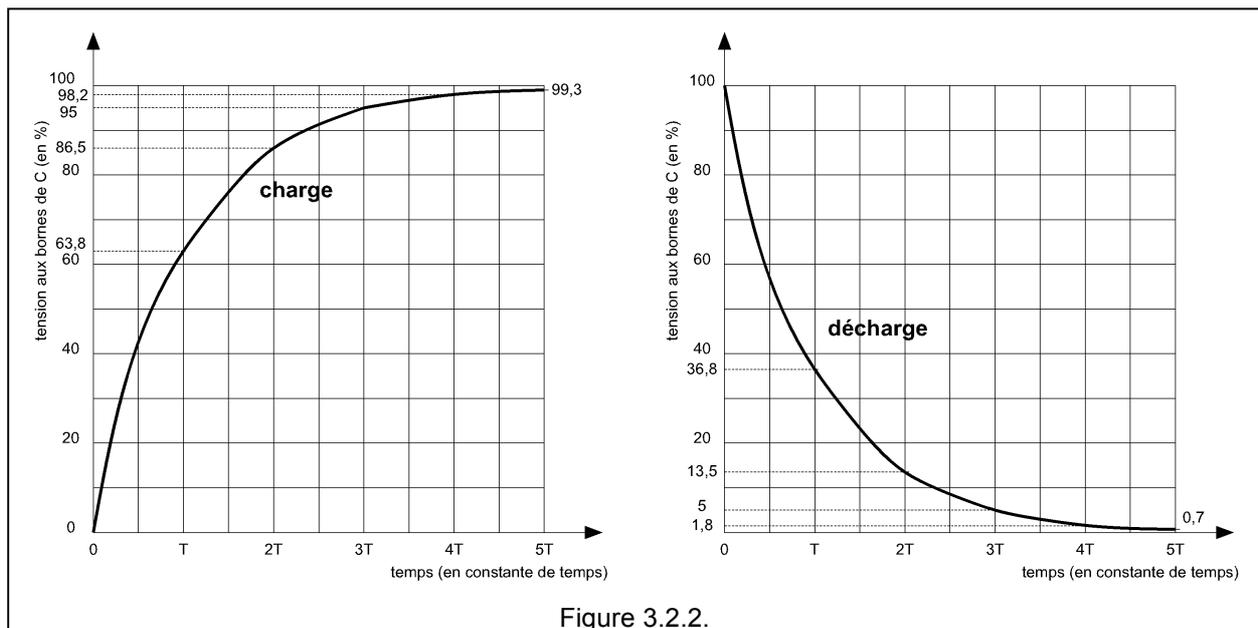


Figure 3.2.2.

La constante de temps s'exprime en secondes, si la résistance est en ohms et la capacité en Farad.

Le condensateur se charge et se décharge selon une loi exponentielle. La figure ci-dessus représente cette charge et cette décharge. L'axe des temps est exprimée en constante de temps τ .

¹⁰ Ce paragraphe n'est pas au programme HAREC. Dans le paragraphe précédent nous avons vu comment calculer des circuits où des résistances, des bobines et des capacités étaient mises en série ou en parallèle. Mais il nous semblait difficile de parler de directement de résonance, sans voir aussi comment se comporte un circuit RLC série ou RLC parallèle. Mais cette étude doit encore se subdiviser en régime continu et en régime alternatif.

La tension aux bornes de la capacité suit une loi

$$V(t) = E (1 - e^{-t/\tau})$$

dans laquelle

V(t) est la tension aux bornes du condensateur à un instant t,
E est la tension maximum, c.-à-d. la tension de la source
t est le temps écoulé entre depuis la fermeture de l'interrupteur,
e est la base des logarithmes naturel et vaut e = 2,718
 τ est la constante de temps du circuit et vaut R x C.

On peut maintenant faire les calculs en prenant par exemple une tension de 100 V, ce qui va nous permettre d'exprimer aussi la charge en %.

$$\begin{aligned} V(0) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-0}) = 100 \text{ V } (1 - 1) = 0 \text{ V } \text{ soit } 0\% \\ V(1\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-1}) = 100 \text{ V } (1 - 0,368) = 63,8 \text{ V } \text{ soit } 63,8\% \\ V(2\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-2}) = 100 \text{ V } (1 - 0,135) = 86,5 \text{ V } \text{ soit } 86,5\% \\ V(3\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-3}) = 100 \text{ V } (1 - 0,050) = 95,0 \text{ V } \text{ soit } 95,0\% \\ V(4\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-4}) = 100 \text{ V } (1 - 0,018) = 98,2 \text{ V } \text{ soit } 98,2\% \\ V(5\tau) &= 100 \text{ V } (1 - e^{-5}) = 100 \text{ V } (1 - 0,007) = 99,3 \text{ V } \text{ soit } 99,3\% \end{aligned}$$

Lorsqu'on considère la décharge, la formule devient

$$V(t) = E (e^{-t/\tau})$$

Et on peut refaire les calculs en prenant toujours une tension de 100 V, et exprimer la décharge en %.

$$\begin{aligned} V(0) &= 100 \text{ V } (e^{-0}) = 100 \text{ V } (1) = 100 \text{ V } \text{ soit } 100\% \\ V(1\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-1}) = 100 \text{ V } (0,368) = 36,8 \text{ V } \text{ soit } 36,8\% \\ V(2\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-2}) = 100 \text{ V } (0,135) = 13,5 \text{ V } \text{ soit } 13,5\% \\ V(3\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-3}) = 100 \text{ V } (0,050) = 5,0 \text{ V } \text{ soit } 5,0\% \\ V(4\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-4}) = 100 \text{ V } (0,018) = 1,8 \text{ V } \text{ soit } 1,8\% \\ V(5\tau) &= 100 \text{ V } (e^{-5}) = 100 \text{ V } (0,007) = 0,7 \text{ V } \text{ soit } 0,7\% \end{aligned}$$

Notes :

Remarquez qu' au bout de 2τ , $0,368 \times 0,368 = 0,135$ soit 13,5 %

au bout de 3τ , $0,368 \times 0,368 \times 0,368 = 0,05$ soit 5 %

et ainsi de suite !, il est donc très facile de retenir toutes ces valeurs, il suffit de retenir 0,368 !

On considère qu'après $5 \times \tau$ le condensateur est tout à fait chargé ou tout à fait déchargé selon le cas.

Exercices:

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

| Problèmes : | Solutions : |
|--|----------------------|
| 1) C = 220 μ F , R = 470 k Ω , τ = ? | τ = 103,4 sec |
| 2) R = 940 k Ω , C = 50 μ F , τ = ? | τ = 47 sec |
| 3) R = 1000 Ω , C = 0,1 μ F , τ = ? | τ = 100 μ s |
| 4) τ = 1 s , R = 1 M Ω , C = ? | C = 1 μ F |
| 5) τ = 10 s , R = 3,3 k Ω , C = ? | C = 3030 μ F |
| 6) τ = 1 ms , C = 0,1 μ F , R = ? | R = 10 k Ω |
| 7) τ = 200 s , R = 10M Ω , C = ? | C = 20 μ F |
| 8) R = 1000 Ω , C = 0,1 mF , τ = ? | τ = 100 ms |
| 9) τ = 10 ms , C = 0,1 μ F , R = ? | R = 100 k Ω |
| 10) C = 47 μ F , R = 22 k Ω , τ = ? | τ = 1,03 ms |

3.2.1.2. Circuit RL en courant continu

Lorsqu'on connecte une résistance R en série avec une bobine L, il se produit une situation assez similaire à ce qui se produit avec un circuit RC. Lorsqu'on ferme l'interrupteur il circule immédiatement un certain courant, mais ce courant crée dans la bobine une force contre électromotrice (f.c.é.m.) qui s'oppose à la tension de la source. La constante de temps vaut

$$\tau = L / R$$

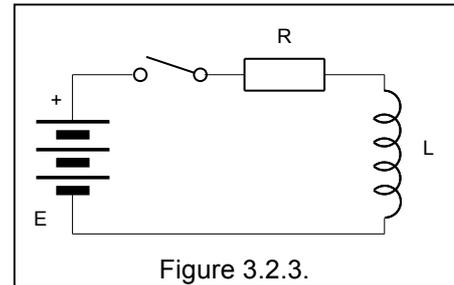


Figure 3.2.3.

Le courant au départ est donc très petit et croît progressivement selon une loi exponentielle

$$I(t) = (E/R) (1 - e^{-t/\tau})$$

dans laquelle
 I(t) est le courant dans le circuit à un instant t,
 E est la tension maximum, c.-à-d. la tension de la source
 R est la valeur de la résistance
 t est le temps écoulé entre depuis la fermeture de l'interrupteur,
 e est la base des logarithmes naturel et vaut e = 2,718
 τ est la constante de temps du circuit et vaut L / R.

cette fonction peut encore être représenté par la courbe ci-contre.

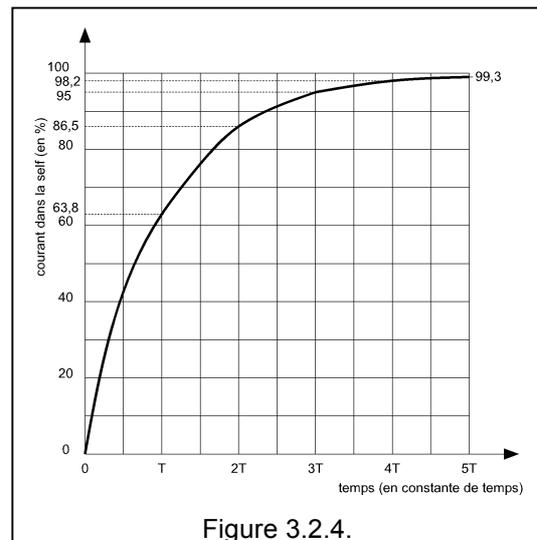


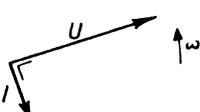
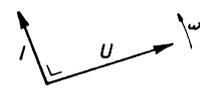
Figure 3.2.4.

3.2.2. Circuit RLC en courant alternatif

Maintenant que l'on sait comment se comporte un circuit RLC lorsqu'on lui applique une tension continue (ou lorsqu'on supprime cette tension continue), nous allons étudier ce qui se passe si on applique une tension alternative sinusoïdale.

3.2.2.1. Rappel des circuits ne comportant qu'un élément R, L ou C

Souvenons nous d'abord des circuits ne comportant qu'un seul élément (voir chapitre 2)

| circuit | loi d'Ohm | déphasage de I par rapport à U | puissance moyenne | diagramme vectoriel |
|---------|--------------------|--------------------------------|-------------------|--|
| R | $U = R I$ | 0° | $P = U I$ |  |
| L | $U = \omega L I$ | $- 90^\circ$ | 0 |  |
| C | $U = I / \omega C$ | $+ 90^\circ$ | 0 |  |

Remarque : U et I sont des valeurs "efficaces".

Ce tableau résumé est très important, on ne pourrait trop vous conseiller de bien l'étudier, d'essayer de le mémoriser par cœur ...

Au chapitre 2, nous n'avons pas vu le problème de la puissance moyenne, voici la démonstration

1) pour un circuit résistif :

$$p = u i = I_m \sin \omega t \quad U_m \sin \omega t$$

$$p = U_m I_m \left(\frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \right) = \left(\frac{U_m I_m}{2} \right) \quad - \quad \left(\frac{U_m I_m}{2} \cos 2\omega t \right)$$

puis. moyenne + puis. variable

Oh merveille ! on retrouve que $P_{moy} = (U_m / \sqrt{2}) \times (I_m / \sqrt{2}) = U_{eff} \times I_{eff}$

2) pour un circuit inductif :

$$p = I_m \sin \omega t \quad U_m \sin (\omega t + \pi/2) = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = U_m I_m (\sin 2 \omega t) / 2$$

et pour se rapprocher de l'expression de la puissance dans une résistance, il suffit d'écrire $\sin 2\omega t = (0 + \sin 2\omega t) / 2$

$$\text{donc } p = 0 + \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t \dots \text{ la puissance moyenne est donc nulle !}$$

3) pour un circuit capacitif :

$$p = U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin (\omega t + \pi/2) = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = U_m I_m (\sin 2 \omega t) / 2$$

et on retrouve exactement la même chose que pour le circuit inductif ... la puissance moyenne est donc nulle !

3.2.2.2. Circuit RL série

Imaginons un circuit simple avec une résistance et une self en série, imaginons que ceci soit alimenté par une source alternative dont la fréquence est 10 kHz, la bobine a une valeur de 20 mH et la résistance est de 1 kΩ. La question qu'on peut se poser est quelle est la phase entre la tension et le courant. Pour nous aider à trouver la solution, dessinons dans un système de coordonnées cartésiennes (en des termes plus simple sur deux axes perpendiculaires) les axes X et R.

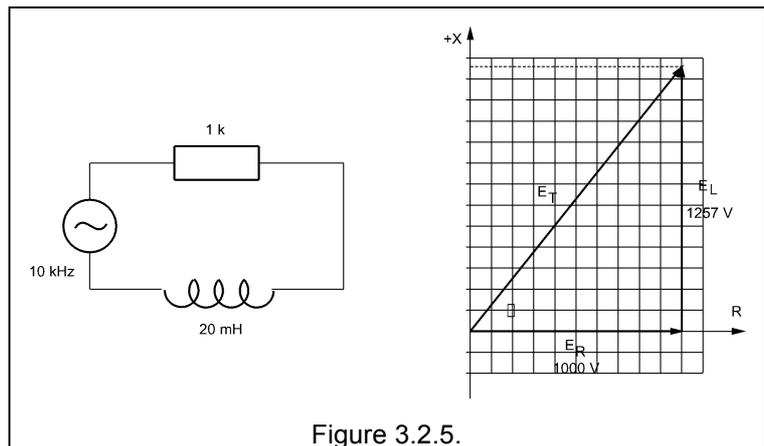


Figure 3.2.5.

L'impédance de la bobine vaut $X_L = 2 \pi f L = 1257 \Omega$.

Calculons la tension aux bornes de X_L . Pour ce faire il faudrait connaître le courant, mais comme on ne le donne pas on pourrait dire d'une façon arbitraire qu'il s'agit de 1 A. On aurait pu prendre n'importe quelle autre valeur, mais avec 1 A c'est beaucoup plus simple. Donc $E_L = I \times X_L = 1A \times 1257\Omega = 1257\Omega$.

La tension aux bornes de la résistance peut se calculer de la même manière et on trouvera $E_R = 1 A \times 1000 \Omega = 1000 V$.

On peut maintenant additionner les deux tensions pour obtenir la tension totale, c.-à-d. la tension du générateur. Mais rappelons nous que la tension aux bornes d'une bobine est en avance sur le courant, et la tension aux bornes de la résistance est en phase avec le courant. Sur notre graphique, dessinons une ligne le long des axes R qui représente ces 1000 V et à la fin de cette ligne dessinons une autre ligne qui représentera la tension aux bornes de la bobines soit 1257 V. Ces deux lignes s'appellent des vecteurs. Rappelons qu'un vecteur est caractérisé par une certaine grandeur, ou amplitude et une direction.

On peut compléter la diagramme par un vecteur (une "ligne") qui part de l'origine et qui rejoint l'extrémité du vecteur de tension. Ce vecteur représente la tension totale E_T , on connaît maintenant la grandeur de la tension E_T mais aussi la phase entre la tension et le courant soit l'angle θ .

(Si nécessaire nous vous conseillons de vous reporter à l'annexe sur la mathématique appelée math.doc ou math.pdf)

On sait donc maintenant que $\tan \theta = E_L / E_R = 1257 / 1000 = 1,257$ et par conséquent $\theta = \arctan 1,257 = 51,5^\circ$, mais on pourrait aussi écrire $\theta = \arctan (E_L / E_R)$.

On sait aussi (par le théorème de Pythagore) que $E_T = \sqrt{E_R^2 + E_L^2} = \sqrt{1000^2 + 1257^2} = \sqrt{2580049} = 1606 V$.

Nous venons faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver :

$$\theta = \arctan \left(\frac{E_L / 1 \text{ A}}{E_R / 1 \text{ A}} \right) = \arctan \left(\frac{Z_L}{R} \right) = \arctan \left(\frac{\omega L}{R} \right)$$

$E_T / 1A = \sqrt{(E_R/ 1A)^2 + (E_L/1A)^2}$ et ceci ne représente que des impédances donc $Z_T = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$
Les deux grandes formules à retenir sont donc :

$$\theta = \arctan (\omega L / R) \quad \text{et} \quad Z_T = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

3.2.2.3. Circuit RC série

Maintenant que nous savons calculer un circuit RL série, cela ne devrait plus être difficile de calculer un circuit RC. Gardons encore notre générateur à 10 kHz, notre résistance R de 1000 Ω, mais prenons maintenant un condensateur de 12660 pF. Cela peut vous paraître une bien étrange valeur, mais vous comprendrez après pourquoi.

On peut calculer l'impédance du condensateur $X_C = 1 / (2 \pi f C) = 1 / (2 \times 3,14 \times 10^4 \times 12660 \times 10^{-12}) = 1 / 7,95 \cdot 10^{-4} = 1258 \Omega$. Traçons d'abord le système de coordonnées. En supposant un courant de

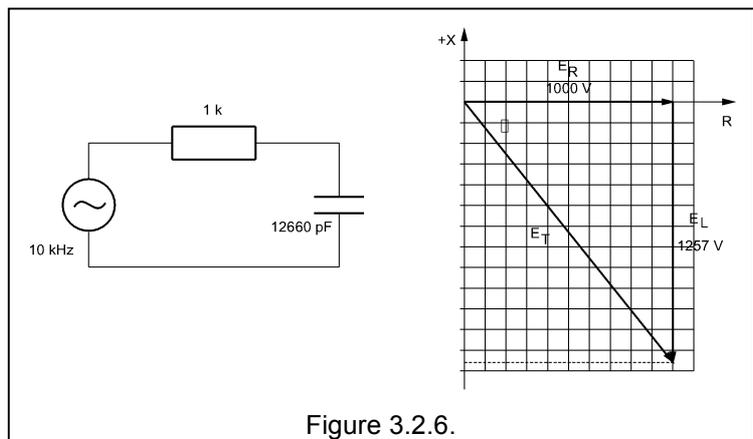


Figure 3.2.6.

1A, on peut encore une fois dessiner le vecteur tension aux bornes de la résistances $E_R = 1000 \text{ V}$, au bout de ce vecteur on peut dessiner la tension aux bornes du condensateur $E_C = 1258 \text{ V}$, mais comme la tension aux bornes du condensateur est en retard sur le courant, le vecteur E_C est maintenant dessiné vers le bas. Pour indiquer que la tension est vers le bas, on doit dire que $E_C = -1258\text{V}$.

On peut maintenant calculer $\tan \theta = E_C / E_R = -1258 / 1000 = -1,258$ et par conséquent $\theta = \arctan -1,257 = -51,5^\circ$, et $E_T = \sqrt{E_R^2 + E_C^2} = \sqrt{1000^2 + 1258^2} = \sqrt{2580049} = 1606 \text{ V}$.

Nous venons faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver :

$$\theta = \arctan \left(\frac{E_C / 1}{E_R / 1 \text{ A}} \right) = \arctan \left(\frac{Z_C}{R} \right) = \arctan \left(\frac{1}{\omega C R} \right)$$

$E_T / 1A = \sqrt{(E_R/ 1A)^2 + (E_L/1A)^2}$ et ceci ne représente que des impédances donc

$$Z_T = \sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}$$

Les deux grandes formules à retenir sont donc :

$$\theta = \arctan (-1 / \omega C R) \quad \text{et} \quad Z_T = \sqrt{R^2 + (1 / \omega C)^2}$$

3.2.2.4. Circuit RLC série

Plus fort encore, nous allons maintenant calculer un circuit RLC série représenté ci-contre. Traçons d'abord le système de coordonnées. Changeons aussi un peu les paramètres (juste pour le plaisir, car nous n'allons pas toujours avoir des résistances de 1000 Ω, ni des générateurs de 10 kHz ...). Soit donc une self de 1,6 μH, un condensateur de 637 pF, une résistance de 100 Ω et un générateur à 10 MHz.

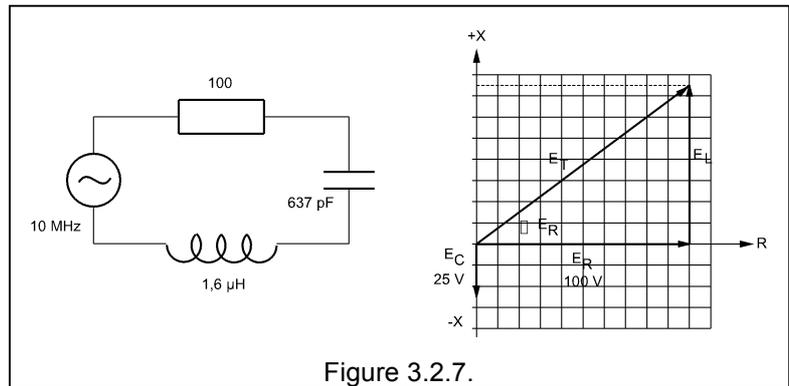


Figure 3.2.7.

Calculons l'impédance de la bobine : $X_L = \omega L = 6,28 \times 10^7 \times 1,6 \times 10^{-6} = 100 \Omega$

Calculons l'impédance du condensateur : $X_C = 1 / \omega C = 1 / 6,28 \times 10^7 \times 637 \times 10^{-12} = 25 \Omega$

En supposant un courant de 1A, on peut encore une fois dessiner le vecteur tension aux bornes de la résistance $E_R = 100 \text{ V}$, au bout de ce vecteur on peut dessiner la tension aux bornes de la self soit $E_L = 100 \text{ V}$ "vers le haut", puis la tension aux bornes du condensateur soit $E_C = 25 \text{ V}$ "vers le bas". Bien sûr ceci revient à dessiner un vecteur de 75 V vers le haut. ce vecteur est donc la différence entre le vecteur +100 V et le vecteur -25 V.

On peut maintenant calculer $\tan \theta = (E_L - E_C) / E_R = 75 / 100 = 0,75$ et par conséquent $\theta = \arctan 0,75 = 36,9^\circ$, et $E_T = \sqrt{E_R^2 + (E_L - E_C)^2} = \sqrt{1000^2 + (100-25)^2} = 125 \text{ V}$.

Nous venons de faire toute notre démonstration en supposant un courant de 1A, on peut diviser toutes les équations ci-dessus par 1A pour trouver les deux grandes équations à retenir :

| impédance équivalente | retard du courant sur la tension |
|---|---|
| $Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ | $\theta = \arctan (X_L - X_C) / R$ |
| $Z_T = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ | $\theta = \arctan \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) / R$ |

Au fait ces formules reprennent aussi celles que nous avons vues précédemment. Il suffira par exemple de considérer que la bobine a une inductance nulle pour avoir le circuit RC et de considérer la capacité comme infinie pour avoir le circuit RL. C'est aussi parce que cette formule regroupe tous les cas que nous l'avons mise en gris.

Le sens du déphasage (en avant ou en arrière) du courant par rapport à la tension dépend donc de ωL et $1/\omega C$:

- si $\omega L > 1 / \omega C$, $\tan \theta > 0$ et I est déphasé en arrière par rapport à E
- si $\omega L < 1 / \omega C$, $\tan \theta < 0$ et I est déphasé en avant par rapport à E
- si $\omega L = 1 / \omega C$, $\tan \theta = 0$ et I est en phase par rapport à E.

Ce cas est très particulier et on remarque alors que

- l'impédance du circuit est minimale et égale à R
- le courant est maximum et vaut $I = E / R$
- toute la tension appliquée se retrouve aux bornes de R

on dit alors que le circuit est à la résonance et que $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est la fréquence de résonance,

- la tension sur L vaut $E_L = \omega L I = (\omega L / R) E$ et cette tension peut donc être supérieure¹¹ à la tension appliquée E. La valeur $(\omega L / R)$ est appelée coefficient de surtension et est symbolisé par la lettre Q.
- la tension sur C vaut $E_C = I / \omega C = (1 / \omega C R) E$ et (...on arrive à la même conclusion ...) cette tension peut donc être supérieure à la tension appliquée E. La valeur $(1 / \omega C R)$ est appelée coefficient de surtension et est symbolisé par la lettre Q.

La figure suivante représente l'évolution de la phase et de l'impédance d'un circuit série

¹¹ Pour que cette tension soit supérieure il suffit simplement que $\omega L / R > 1$.

3.2.2.5. Circuit RLC parallèle

Maintenant que nous avons appris la méthode, on peut faire le grand saut et passer directement au cas le plus complet : le circuit RLC parallèle de la figure ci-contre. Soit donc un générateur sinusoïdal dont la fréquence est 10 kHz, une résistance de 100 Ω , une bobine de 10 mH et un condensateur de 0,1 μF.

Calculons l'impédance de la bobine : $X_L = \omega L = 6,28 \times 10^4 \times 10 \times 10^{-3} = 628 \Omega$

Calculons l'impédance du condensateur : $X_C = 1 / \omega C = 1 / 6,28 \times 10^4 \times 0,1 \times 10^{-6} = 159 \Omega$

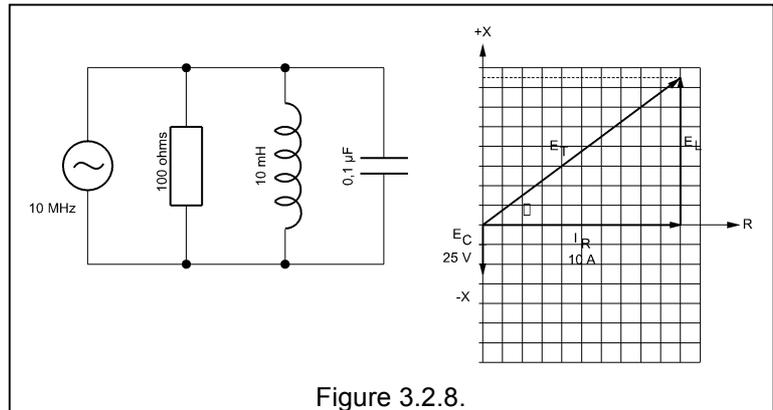


Figure 3.2.8.

Redessinons nos coordonnées X et R. Ici on ne pourra plus prendre un courant constant comme dans le cas des circuits série. Prenons donc une tension commune, soit 1000 V, on verra plus loin qu'ici aussi cela n'a aucune importance. On peut à présent calculer

$$I_R = E / R = 1000 / 100 = 10 \text{ A}$$

$I_L = E / X_L = 1000 / 628 = 1,59 \text{ A}$, au fait on doit dire que le courant I_L est de - 1,59 A car le courant dans la bobine est en retard sur la tension.

$$I_C = E / X_C = 1000 / 159 = 6,28 \text{ A}$$

Donc nous pouvons dessiner le vecteur courant dans la résistance, qui est bien sur en phase et qui vaut 10 A, et à l'extrémité de ce vecteur on peut dessiner un courant qui vaut + 6,28 A et -1,59 A, soit un courant résultant de + 4,69 A . Le retard du courant sur ta tension vaut donc $\theta = \text{arc tan} (4,69/10) = \text{arc tan } 25,2^\circ$ et le courant total vaut $I_T = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} = \sqrt{10^2 + (6,28 - 1,59)^2} = 11 \text{ A}$.

Encore une fois on peut tout diviser par la tension de 1000V, on obtiendra alors des admittances c.-à-d. des valeurs inverses d'impédances.

| admittance équivalente | retard du courant sur la tension |
|--|--|
| $Y_T = \frac{1}{\sqrt{1/R^2 + (1/X_L - 1/X_C)^2}} = \frac{1}{Z_T}$ | $\theta = \text{arc tan } R (1/X_C - 1/X_L)$ |
| $Y_T = \frac{1}{\sqrt{1/R^2 + (\frac{1}{\omega L} - \omega C)^2}} = \frac{1}{Z_T}$ | $\theta = \text{arc tan } R (\omega C - \frac{1}{\omega L})$ |

Remarque d'une façon générale, dans tous les problèmes de calculs de circuits, tous les circuits série se calculent plus facilement en prenant des impédances ($Z = E / I$), les impédances se mettent alors en série et l'impédance équivalente s'obtient en additionnant les impédances. Par contre, tous les circuits parallèles se calculent plus facilement en prenant des admittances ($Y = I / E$), les admittances se mettent alors en série et l'admittance équivalente s'obtient en additionnant les admittances.

Comme pour le circuit RLC série, les formules ci-dessus reprennent aussi celles du circuit RL ou RC parallèle. C'est parce que cette formule regroupe tous les cas que nous l'avons mise en gris.

Encore une fois on peut s'intéresser au sens du déphasage (en avant ou en arrière) du courant par rapport à la tension :

1. si $1/\omega L > \omega C$, $\tan \theta < 0$ et I est déphasé en arrière par rapport à E
2. si $1/\omega L < \omega C$, $\tan \theta > 0$ et I est déphasé en avant par rapport à E
3. si $1/\omega L = \omega C$, $\tan \theta = 0$ et I est en phase par rapport à E.

Ce cas est très particulier et on remarque alors que

- l'impédance du circuit est maximum et égale à R
- le courant est minimum et vaut $I = E / R$
- tout le courant se retrouve dans R

on dit alors que le circuit est à la résonance et que $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est la fréquence de résonance, le courant dans L vaut $I_L = E / \omega L = R I / \omega L = I (R / \omega L)$ et ce courant peut donc être supérieure au courant I dans le circuit. La valeur $(R / \omega L)$ représente le coefficient de surcourant¹² et est symbolisé par la lettre Q.

La figure suivante représente l'évolution de la phase et de l'impédance d'un circuit parallèle

3.2.2.6. Résumé : Circuit RLC série et parallèle

| série | parallèle |
|---|--|
| pour les circuits série, il est plus facile de raisonner en termes de résistances, de réactance et d'impédance | pour les circuits parallèles, il est plus facile de raisonner en termes de conductance, de susceptance et d'admittance. En fait ces grandeurs sont les inverses de celles de la colonne d'à côté ! |
| $Z_T = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ | $Y_T = \sqrt{1/R^2 + (1/X_L - 1/X_C)^2} = \frac{1}{Z_T}$ |
| $Z_T = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ | $Y_T = \sqrt{1/R^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right)^2} = \frac{1}{Z_T}$ |
| notez que dans les deux cas le signe + devant le terme inductif (la self) et le signe - devant le terme capacitif (le condensateur) | |

¹² Cette dénomination n'apparaît nulle part dans la littérature, retenons donc uniquement coefficient de surtension et coefficient de qualité ou Q.

3.2.2.7. La résonance dans les circuits RLC série et parallèle

Dans les exemples de circuits RLC que nous avons traités ci-dessus, nous avons déjà noté ces cas particuliers où ωL était égal à $1 / \omega C$ et où

- dans un circuit RLC série l'impédance était minimum et le courant était maximum
- dans un circuit RLC parallèle impédance était maximum et le courant était minimum

A la résonance donc, $X_L = X_C$ ou $\omega L = 1 / \omega C$, groupons ω et remplaçons ω par $2\pi f$ en d'autre terme il vient $(2\pi f)^2 = 1 / LC$ d'où l'on déduit $f = 1 / 2\pi \sqrt{LC}$, c'est la plus importante formule de ce cours de radio, on appelle cette formule la **formule de Thomson**¹³

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Les deux équations dérivées sont

| | |
|------------------------------|------------------------------|
| $C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$ | $L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$ |
|------------------------------|------------------------------|

On trouve parfois aussi une formule simplifiée :

$$f_{(MHz)} = \frac{159}{\sqrt{L_{(\mu H)} C_{(pF)}}}$$

Exercices:

Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

| Problèmes : | Solutions : |
|---|------------------|
| 1) $L = 50\mu H$, $C = 40 pF$, $f = ?$ | 3,56 MHz |
| 2) $L = 1 \mu H$, $C = 10 pF$, $f = ?$ | 50,3 MHz |
| 3) $C = 100 pF$, $f = 7,1 MHz$, $L = ?$ | $L = 5,03 \mu H$ |
| 4) $L = 2 \mu H$, $f = 14,1 MHz$, $C = ?$ | $C = 63,7 pF$ |
| 5) $C = 47 pF$, $f = 14,128 MHz$, $L = ?$ | $L = 2,7 \mu H$ |

¹³ Cette formule est un "tuyau" pour l'examen de radioamateur !

Revoyons encore une fois le phénomène de la résonance, mais sous une approche expérimentale

Examinons le cas d'un circuit série alimenté par un signal de fréquence variable et mesurons le courant. Le courant est d'abord relativement faible, puis il augmente, passe par un maximum, puis décroît. C'est précisément lorsque nous sommes à la fréquence de résonance que le courant est maximum.

Examinons maintenant le cas d'un circuit parallèle alimenté par un signal de fréquence variable et mesurons la tension. Toutefois, pour éviter que le courant ne prenne des valeurs exagérées, on place une résistance de limitation de courant R en série. La tension est d'abord relativement faible, puis elle augmente, passe par un maximum, puis décroît. C'est précisément lorsque nous sommes à la fréquence de résonance que la tension est maximum.

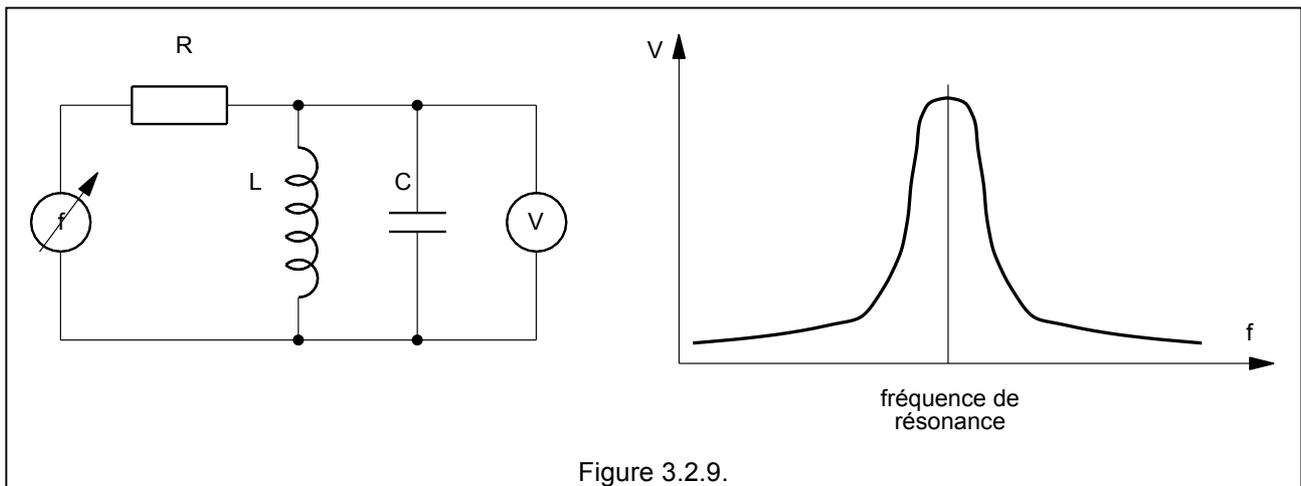


Figure 3.2.9.

3.2.2.8. Facteur de qualité des bobines et des condensateurs

En pratique les composants idéaux n'existent pas. On peut représenter un composant réel comme un composant idéal auquel on a ajouté une résistance en série. On définit alors le facteur de qualité Q comme

$$Q = \frac{X}{R_s} = \frac{\omega L}{R_s} = \frac{1}{\omega C R_s}$$

Remarquez que l'on a écrit R_s parce qu'il s'agit de la résistance en série.

Si on prend le cas d'une bobine par exemple, on peut s'attendre à ce que le facteur Q augmente avec la fréquence (avec ω). En fait il en est bien ainsi jusqu'à une certaine fréquence où l'effet pelliculaire se manifeste (voir chapitre 2, paragraphe 2.1.6.) : le courant n'a plus une distribution uniforme dans la section du conducteur, mais le courant a tendance à passer par la couche extérieure ("par la peau du conducteur"). Cet effet est d'autant plus marqué que la fréquence est élevée.

Par conséquent, à partir d'une certaine fréquence, la résistance va augmenter et le facteur Q n'augmente plus de façon linéaire, mais a tendance à croître moins vite, puis à chuter.

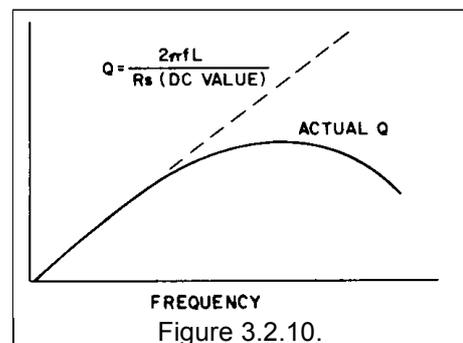


Figure 3.2.10.

3.2.2.9. Facteur de qualité des circuits RLC parallèle

Dans un circuit parallèle, on définit le facteur de qualité par

$$Q = \frac{R_p}{X} = \frac{R_p}{\omega L} = \omega C R_p$$

Remarquez que l'on a écrit R_p parce qu'il s'agit de la résistance en parallèle. Remarquez aussi que la formule est totalement inversée par rapport au cas précédent.

Vous vous souviendrez des figures avec le générateurs de fréquence variable et les circuits série et parallèle. Dans ce cas on peut aussi noter que plus le facteur de qualité est élevé, plus la courbe est raide et pointue.

La bande passante est liée au facteur de surtension par la relation

$$\Delta f = \frac{f_r}{Q}$$

où Δf est la bande passante à 3 dB
 f_r est la fréquence de résonance du circuit
 Q est le facteur de surtension

Exercices :

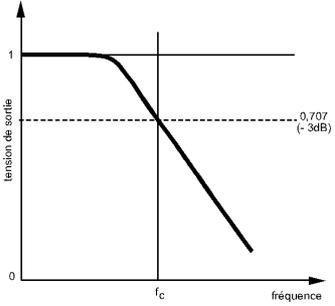
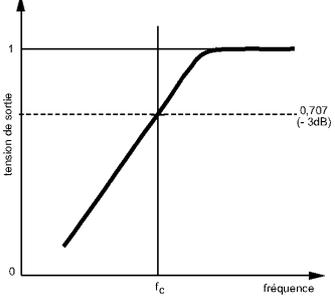
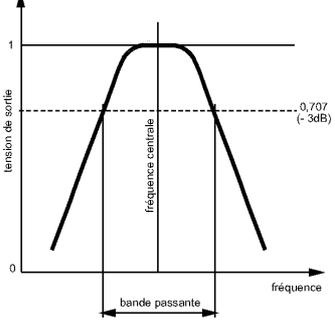
Cachez la colonne avec les solutions et faites les exercices, puis comparez.

| Problèmes : | Solutions : |
|--|-------------|
| 1) $f = 1,8 \text{ MHz}$, $Q = 95$, $BP = ?$ | 18,9 kHz |
| 2) | |
| 3) | |
| 4) | |
| 5) | |

3.3. Les filtres

3.3.1. Généralités

On appelle filtre un circuit qui se comporte différemment en fonction de la fréquence.

| | |
|--|--|
| <p>Un filtre passe-bas laissera passer toutes les fréquences inférieures à une certaine fréquence. Les fréquences plus élevées seront atténuées.</p> <p>La fréquence qui délimite la transition s'appelle fréquence de coupure, la fréquence de coupure est généralement définie au point -3 dB c'est-à-dire celle où la puissance est réduite de moitié c.-à-d. celle où la tension est réduite à $0,707 (\sqrt{2})$</p> <p>La fréquence de coupure dépend de la constitution du filtre.</p> <p>Un filtre passe bas est représenté par le symbole ci-contre. La sinusoïde du dessus est barrée, elle ne passe donc pas, par contre la sinusoïde du bas passe. C'est donc bien un passe-bas !</p> |  <p>Figure 3.3.1.</p> |
| <p>Un filtre passe-haut laissera passer toutes les fréquences supérieures à la fréquence de coupure et atténuera les fréquences inférieures. Ici aussi, la fréquence de coupure est définie au point -3 dB c'est-à-dire celle où la puissance est réduite de moitié c.-à-d. celle où la tension est réduite à $0,707 (\sqrt{2})$.</p> <p>Un filtre passe-haut est représenté par le symbole ci-contre.</p> |  <p>Figure 3.3.2.</p> |
| <p>Un filtre passe bande est une combinaison des deux filtres ci-dessus, il ne laissera passer qu'une certaine bande de fréquence autour de la fréquence centrale.</p> <p>Un filtre passe-haut est représenté par le symbole ci-contre.</p> |  <p>Figure 3.3.3.</p> |

Un filtre réjecteur de bande ou notch est également une combinaison d'un filtre passe-bas et d'un passe-haut, mais ici, la fréquence centrale sera atténuée (ou rejetée) tandis que toutes les autres fréquences passeront au travers du filtre.

Un filtre réjecteur de bande ou notch est représenté par le symbole ci-contre.

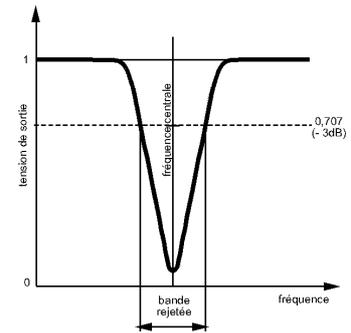
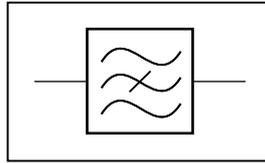


Figure 3.3.4.

Il existe de très nombreuses façons de réaliser des filtres :

1. on peut réaliser des filtres avec des résistances, des condensateurs et des selfs ou **filtres RLC** . On appelle ces filtres des filtres passifs
2. il existe aussi des **filtres à quartz** et des filtres **céramiques**. Ce sont toujours des filtres passifs
3. pour les basses fréquences, les amplificateurs opérationnels permettent de faire des filtres et aussi de remplacer les selfs (qui peuvent devenir très importantes aux basses fréquences) par des circuits actifs qui ne comportent que des résistances et des condensateurs. On dit qu'il s'agit de **filtres actifs**.
4. il existe enfin une technologie particulière appelée **DSP** dans laquelle le signal est traité numériquement. On dit qu'il s'agit de filtres numériques

3.3.2. Circuits RC

3.3.2.1. Filtre RC passe haut et passe bas

| | passé bas | passé haut |
|----------------------|-----------------------|--------------|
| circuit | | |
| | Figure 3.3.5. | Figure 3.3.6 |
| réponse | | |
| fréquence de coupure | $f_c = 1 / 2 \pi R C$ | |

Application : Soit $R = 10 \text{ k}\Omega$, calculez C pour une fréquence de coupure de 3 kHz ?¹⁴

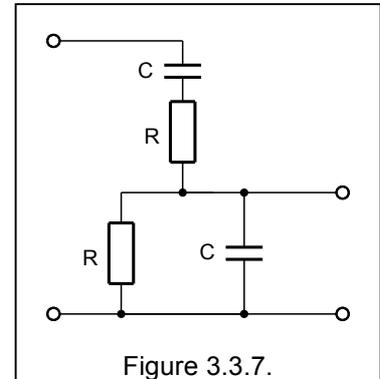
3.3.2.2. Pont de Wien

Ce circuit fait partie d'un pont de mesure (comme le pont de Wheatstone), mais pris à part, on peut l'utiliser comme élément de rétro-couplage dans les oscillateurs. Le pont de Wien est constitué d'un montage RC série et d'un montage RC parallèle, mis tous deux en série, il s'agit d'un filtre passe bande donc la fréquence centrale est donnée par

$$f_0 = 1 / 2 \pi R C$$

Les fréquences de coupures sont données par :

$$f_1 = 0,3038 f_0 \text{ et } f_2 = 3,3028 f_0$$



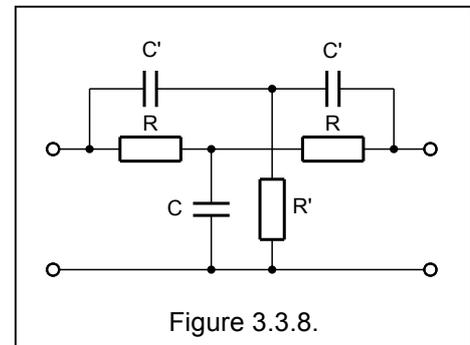
3.3.2.3. Filtre en double Té

Ce circuit a aussi servi comme dispositif de mesure. Il s'agit d'un montage avec deux cellules en Té mise en parallèle. Ce filtre est utilisé comme élément de rétro-couplage dans les oscillateurs, il s'agit d'un réjecteur de bande.

Si $2C/C' = R/2R' = n$, alors, la fréquence centrale est donnée par

$$f_0 = \sqrt{n} / 2 \pi R C$$

La largeur de bande minimale est obtenue pour $n=1$

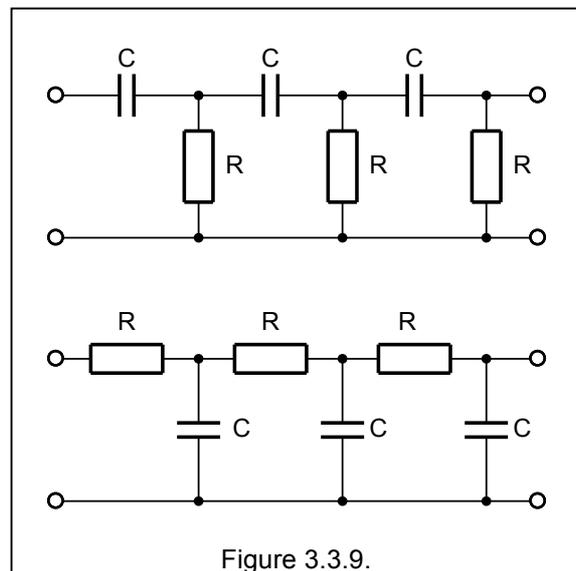


3.3.2.4. Le réseau déphaseur ("phase shifter")

Il s'agit de cellule RC en série. Non seulement chaque cellule atténue une partie du spectre, mais chaque cellule introduit un déphasage. Le déphasage théorique maximum d'une cellule RC simple est de 90° , mais cette valeur est obtenue pour un condensateur infiniment grand ou infiniment petit. Par contre un déphasage de 60° est tout à fait réalisable. Par conséquent en mettant 3 cellules en cascade on arrive à 180° . Cette valeur de 180° est exploitée dans les oscillateurs.

Dans le cas de cellules CR on obtient un décalage de 180° pour $f \approx 1 / 15,4 RC$.

Dans le cas de cellules RC on obtient un décalage de 180° pour $f \approx 1 / 0,38 RC$.



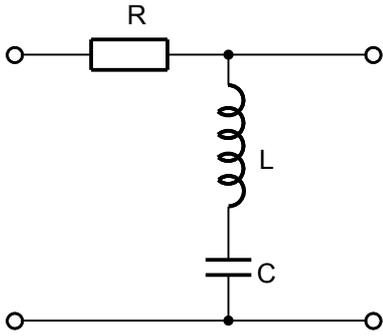
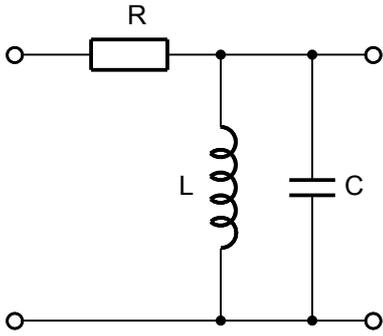
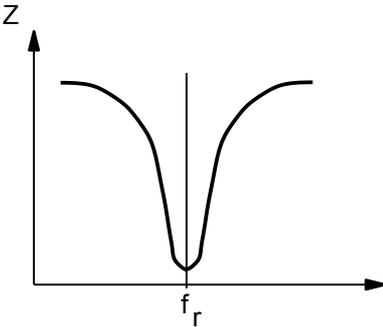
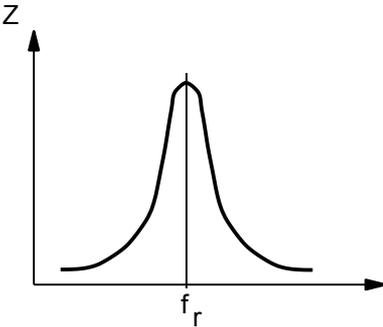
¹⁴ Solution : $C = 1 / 2 \pi R f_c = 1 / 6,28 \times 10^4 \times 3 \times 10^3 = 5,3 \times 10^{-9}$ soit $5,3 \text{ nF}$

3.3.3. Circuits LC

A l'aide de condensateurs et de bobines on peut réaliser des filtres, c.-à-d. des circuits qui laisseront passer plus ou moins facilement certaines fréquences.

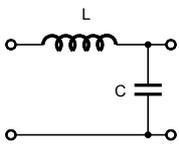
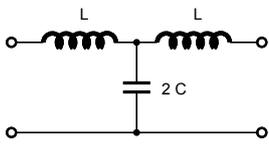
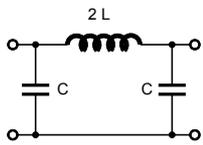
3.3.3.1. Circuit LC série ou parallèle

Les circuits LC série ou parallèle sont utilisés comme réjecteur de bande ou comme passe bande

| | circuit série | circuit parallèle |
|-----------------------------------|--|---|
| circuit |  |  |
| | Figure 3.3.10. | Figure 3.3.11. |
| l'impédance du circuit LC vu seul |  |  |
| | <p>puisque l'impédance du circuit LC diminue pour la fréquence de résonance, ce montage va rejeter les signaux à la fréq. de résonance, c'est donc un réjecteur de bande</p> | <p>puisque l'impédance du circuit LC augmente pour la fréquence de résonance, ce montage va laisser passer la fréq. de résonance, c'est donc un passe-bande</p> |
| fréquence de résonance | $f_r = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ | |

Mais les filtres peuvent être conçus selon deux configurations typiques : il s'agit d'un filtre en L, en T ou en π . Dans un filtre en L¹⁵, il n'y a que deux éléments, dans un filtre en T ou en π , il y a trois éléments.

3.3.3.2. Passe-bas

| | circuit en L | circuit en T | circuit en π |
|--------------------------|---|--|---|
| circuit |  |  |  |
| | Fig. 3.3.12. | note ¹⁶ Fig. 3.3.13. | Fig. 3.3.14. |
| impédance | $Z = \sqrt{L/C}$ ¹⁷ | | |
| fréquence de coupure | $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ | | |
| pour calculer le circuit | $L = Z / 2 \pi f$ et $C = 1 / 2 \pi f Z$ | | |

Notez aussi que les mêmes circuits permettent d'adapter des impédances. Nous reviendrons sur ce point plus tard dans le cours.

Application: Calculez un circuit passe bas en π pour 14,2 MHz, et pour $Z = 50 \Omega$?¹⁸

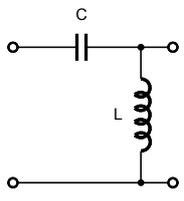
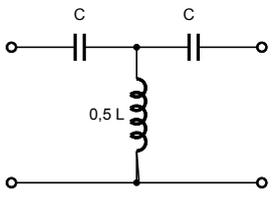
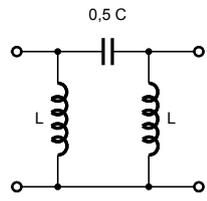
¹⁵ Il s'agit ici d'une forme en "L" et pas du L symbolisant la self ...

¹⁶ Si on donne aux selfs ou aux condensateurs des valeurs demi ou des valeurs double, on constate qu'une seule formule est valable pour les 3 circuits (en L, en T et en π)

¹⁷ Dans les exemples qui sont traités ici, l'impédance du générateur (Z_G) est égale à l'impédance de la charge (Z_L) et est égale à l'impédance du filtre mentionnée ici (Z).

¹⁸ Solution : $L = Z / 2 \pi f = 50 / 6,28 \times 14,2 \cdot 10^6 = 0,56 \mu\text{H}$ donc la self vaudra $2 L_1 = 1,1 \mu\text{H}$ et $C = 1 / 2 \pi f Z = 1 / 6,28 \times 14,2 \cdot 10^6 \times 50 = 224 \text{ pF}$

3.3.3.3. Passe-haut

| | circuit en L | circuit en T | circuit en π |
|--------------------------|---|--|---|
| circuit |  |  |  |
| | Fig. 3.3.15. | Fig. 3.3.16. voir note ² | Fig. 3.3.17. |
| impédance | $Z = \sqrt{L / C}$ | | |
| fréquence de coupure | $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ | | |
| pour calculer le circuit | $L = Z / 2 \pi f$ et $C = 1 / 2 \pi f Z$ | | |

Qu'il s'agisse de passe haut ou de passe bas, la formule $f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$ est une formule fondamentale, il faut absolument la connaître pour l'examen de radioamateur !

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

Mais l'autre formule importante est la formule qui donne la bande passante à -3 dB (moitié de la puissance ou tension x 0,707) en fonction du facteur de qualité (Q) :

$$Q = \omega L / R_s = R_p / \omega L$$

$$BP = f_{\text{résonance}} / Q$$

Applications:

1) Calculez un circuit passe bas en T pour 56 MHz, et pour $Z = 50 \Omega$? ¹⁹

2) Un circuit LC est constitué d'une self de 142 nH et d'un condensateur de 56,8 pF. La résistance série de la self est de 2 Ω . Calculez le facteur de qualité et calculez la bande passante à -3 dB ? ²⁰

¹⁹ Solution : $L = Z / 2 \pi f = 50 / 6,28 \times 56 \cdot 10^6 = 0,142 \mu\text{H}$ donc la self vaudra $0,5 L_1 = 0,071 \mu\text{H}$ et $C = 1 / 2 \pi f Z = 1 / 6,28 \times 56 \cdot 10^6 \times 50 = 56,8 \text{ pF}$

²⁰ Solution : $f_{\text{rés}} = 56,07 \text{ MHz}$, $Q = 25$, $BP = 2,25 \text{ MHz}$

3.3.3.4. Trucs et astuces

Pour l'examen de radioamateur il est indispensable de pouvoir reconnaître un filtre passe bas d'un filtre passe haut.

- quand il y a un **condensateur en série**, les fréquences hautes passent plus facilement (que les basses), donc c'est un **passe haut** !
- quand il y a un **condensateur en parallèle** (vers la masse), les fréquences hautes sont court-circuitées vers la masse, c'est un **passe bas** !
- quand il y a une **self en série**, les fréquences hautes passent plus difficilement, c'est un **passe bas** !
- quand il y a une **self en parallèle** (vers la masse), les fréquences basses sont court-circuitées vers la masse, c'est un **passe haut** !

Ceci est vrai pour des filtres simples, pour les filtres qui vont suivre, le raisonnement devient plus complexe.

3.3.3.5. Passe-bande

| | circuit en π | circuit en T |
|--------------------------|---|--------------|
| circuit | | |
| | Fig. 3.3.18. | Fig. 3.3.19. |
| impédance | $Z = \sqrt{L_1 / C_1} = \sqrt{L_2 / C_2}$ | |
| fréquence de coupure | $f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$ | |
| avec | $f_0 =$ fréquence centrale $f_1 =$ fréq. de coupure basse $f_2 =$ fréq. de coupure haute | |
| pour calculer le circuit | $m = (f_2 / f_0) - (f_0 / f_1)$ $L_1 = m Z / 2 \pi f_0 \quad C_1 = 1 / m 2 \pi f_0 Z$ $L_2 = Z / m 2 \pi f_0 \quad C_2 = m / 2 \pi f_0 Z$ | |

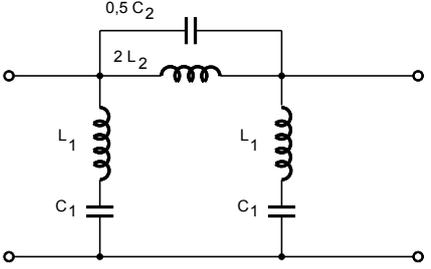
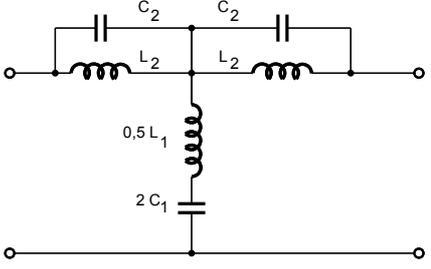
Valeurs pratiques pour un filtre passe bande (circuit en π ci-dessus) utilisé pour des stations multi-transceivers en contest. Les selfs et les condensateurs doivent être dimensionnés en fonction de la puissance.

| | L_1 (μ H) | C_1 (pF) | $2 L_2$ (μ H) | $0,5 C_2$ (pF) |
|---------|------------------|------------|--------------------|----------------|
| 1,8 MHz | 2,2 | 4000 | 22 | 400 |
| 3,5 MHz | 1,1 | 2000 | 11 | 200 |
| 7 MHz | 0,55 | 1000 | 5,5 | 100 |
| 14 MHz | 0,28 | 500 | 2,8 | 50 |
| 21 MHz | 0,18 | 330 | 1,8 | 33 |
| 28 MHz | 0,14 | 250 | 1,4 | 25 |

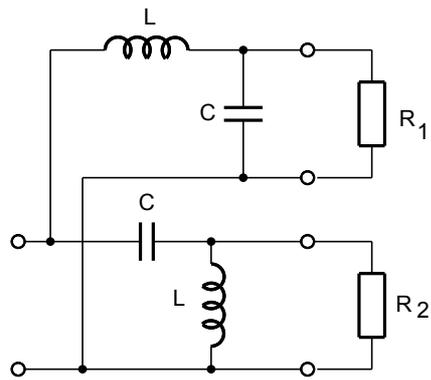
Application: A partir des formules calculez m en fonction du rapport L_1/L_2 . Calculez ensuite f_1 et f_2 ? ²¹

²¹ A partir de $L_1 = m Z / 2 \pi f_0$ et $L_2 = Z / m 2 \pi f_0$ on peut déduire $L_1 / L_2 = m^2$. Donc $m = \sqrt{11/2,2} = \sqrt{5}$

3.3.3.6. Réjecteur de bande

| | circuit en π | circuit en T |
|--------------------------|---|--|
| circuit |  <p>Fig. 3.3.20.</p> |  <p>Fig. 3.3.21.</p> |
| impédance | $Z = \sqrt{L_1 / C_1} = \sqrt{L_2 / C_2}$ | |
| fréquence de coupure | $f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$ | |
| avec | $f_0 =$ fréquence centrale $f_1 =$ fréq. de coupure basse $f_2 =$ fréq. de coupure haute | |
| pour calculer le circuit | $m = (f_2 / f_0) - (f_0 / f_1)$ $L_1 = Z / m 2 \pi f_0$ $C_1 = m / 2 \pi f_0 Z$ $L_2 = m Z / 2 \pi f_0$ $C_2 = 1 / m 2 \pi f_0 Z$ | |

3.3.3.7. Filtre aiguilleur ou diplexeur

| | |
|----------------------|--|
| circuit |  <p>Figure 3.3.22.</p> |
| impédance | $Z = \sqrt{L_1 / C_1} = \sqrt{L_2 / C_2}$ |
| fréquence de coupure | $f_0 = 1 / 2 \pi \sqrt{L_1 C_2} = 1 / 2 \pi \sqrt{L_2 C_1}$ |

3.3.4. Circuits couplés

Imaginons deux circuits LC dont les bobines sont proches l'une de l'autre, ces deux circuits auront donc une influence l'un sur l'autre : il s'agit d'un circuit couplé ...

Mais nous pensons qu'il est plus opportun d'étudier les circuits couplés dans le cadre du chapitre 4 consacré aux récepteurs.

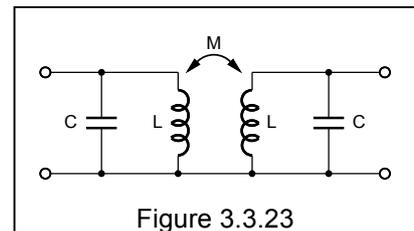


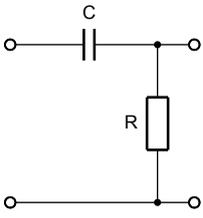
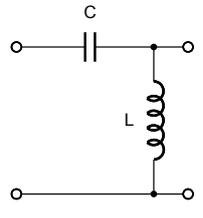
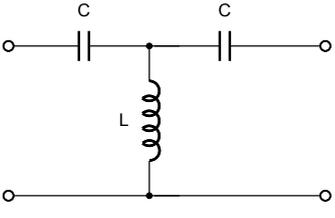
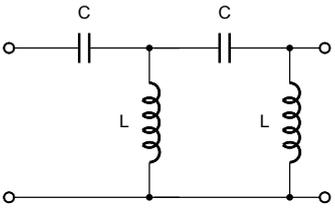
Figure 3.3.23

3.3.5. La réponse d'un filtre et l'ordre d'un filtre

Pour étudier un filtre on cherche à écrire une relation entre la tension de sortie et la tension de sortie, cette relation s'appelle la fonction de transfert du filtre²². Suivant le cas, on va chercher la fréquence pour laquelle l'atténuation est de 3 dB (pour un filtre passe bas ou passe haut), celle pour laquelle l'atténuation est minimum (filtre passe bande) ou celle où l'atténuation est maximum (réjecteur de bande). Ces équations font apparaître des termes en f^n ou ω^n ²³. Plus cet exposant est grand, plus fortement le filtre va atténuer, plus raide sera sa courbe de réponse. Ce facteur n est appelé l'**ordre du filtre**.

La réponse présente 2 zones importantes,

- le sommet qui va déterminer la bande passante à 3 dB par exemple
- les flancs qui vont déterminer comment les signaux vont être rejeté. Ces flancs possèdent une pente caractérisée par une raideur qui s'exprime en
- dB/décade, une décade étant un rapport de 1 à 10 de la fréquence, ou en
- dB/octave, une octave étant un rapport de 1 à 2 de la fréquence.

| | |
|--|---|
| <p>un filtre RC simple est un filtre de 1^{er} ordre, il atténue de 6 dB/octave soit 20 dB/décade</p> |  <p>Figure 3.3.24.</p> |
| <p>un filtre LC simple est un filtre de 2^{eme} ordre, il atténue de 12 dB/octave soit 40 dB/décade</p> |  <p>Figure 3.3.25.</p> |
| <p>un filtre en T_é est un filtre du 3^{eme} ordre, il atténue de 18 dB/octave soit 60 dB/décade</p> |  <p>Figure 3.3.26.</p> |
| <p>le filtre ci-contre est du 4^{eme} ordre, il atténue de 24 dB/octave soit 80 dB/décade</p> |  <p>Figure 3.3.27.</p> |

²² L'étude des fonctions de transfert du cadre de ce cours.

²³ Lire " f exposant n ", f est bien entendu la fréquence et ω est la pulsation ($\omega = 2 \pi f$)

3.3.6. La phase dans les filtres

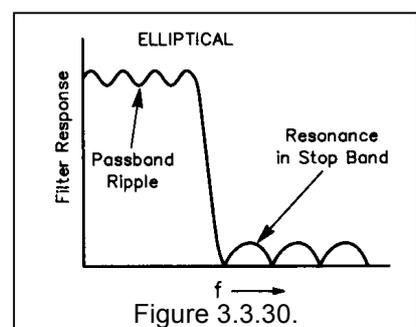
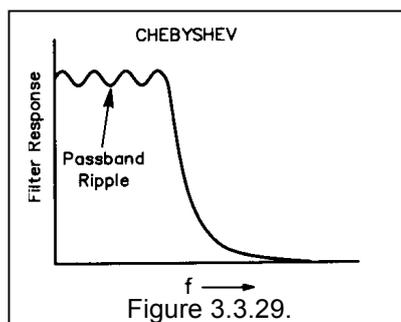
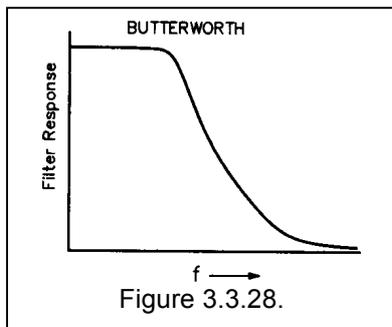
Mais la fonction de transfert comporte une partie réelle et une partie imaginaire ($f = a \pm j b$), en d'autres termes il y aura un certain déphasage entre le signal de sortie et le signal d'entrée et ce déphasage sera fonction de la fréquence.

Il faut donc retenir qu'un signal alternatif qui traverse un filtre subit un certain déphasage.

3.3.7. Les types de filtres

Les réponses des filtres peuvent aussi répondre à des relations mathématiques particulières qui portent le nom de leurs auteurs, on trouve ainsi

- des filtres Butterworth
- des filtres Chebyshev
- des filtres Bessel
- des filtres elliptiques



Il existe des ouvrages spécialisés avec des pages de calculs pour déterminer les valeurs des composants de ces filtres. Toutefois ceci sort du cadre de ce cours.

3.3.8. Les filtres piézo-électriques, les filtres à quartz ou à céramiques et les filtres à ondes de surfaces

Nous pensons qu'il est plus opportun d'étudier les filtres piézo-électriques, les filtres à quartz et les filtres à ondes de surface dans le cadre du chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.3.9. Les filtres actifs

Pour les basses fréquences on utilise plus particulièrement des filtres basés sur des amplis opérationnels. Nous reviendrons sur ces filtres lorsque nous étudierons les amplificateurs opérationnels.

3.3.10. Les filtres DSP

Le DSP ou Digital Signal Processing est une des révolutions des années 1985. Dans un DSP, on convertit un signal analogique en une séquence de nombres, puis travaille sur ces nombres. La nouvelle séquence est ensuite reconvertie signal analogique.

Un des premiers grands avantages est que l'on peut faire des filtres TRES raides. Des flancs de l'ordre de 2000 dB/ octave sont tout à fait réalisable. De plus le filtre peut être TRES plat dans la partie à transmettre. Un filtre à DSP ne doit pas être ajusté. Ceux qui auront essayé de faire un filtre elliptique à 10 pôles savent ce que cela veut dire !

L'idée fondamentale du DSP est de décomposer le signal en série de Fourier (voir annexe consacrée à ce sujet), et à traiter de façon numérique cette décomposition dans un circuit de calcul.

3.4. Les alimentations

3.4.1. Généralités

Supposons que nous ayons besoin d'une tension de 12 V pour alimenter un émetteur-récepteur, comment allons nous faire pour alimenter cet émetteur-récepteur à partir réseau qui est en 220 V, et en courant alternatif 50Hz ?

La tension du secteur est généralement de 220 V alternatif et elle est donc trop élevée, la première chose à faire est de réduire la tension secteur à une tension plus faible et voisine de 12 V, pour ce faire nous utiliserons un transformateur. Le principe du transformateur a été étudié au chapitre 6.

La tension dont nous disposons au secondaire du transformateur est alternative, et notre émetteur-récepteur requiert du courant continu! Il faudra donc transformer le courant alternatif en courant continu, on dit qu'on devra redresser le courant, c'est là qu'interviendra la diode que nous avons aussi étudiée au chapitre 6.

Du fait qu'une diode ne laisse passer le courant que lorsque son anode est positive par rapport à la cathode, nous pourrons utiliser une ou des diodes pour redresser le courant alternatif. Nous verrons dans les paragraphes suivants que plusieurs montages existent.

Malheureusement le résultat ne sera pas encore bon, en effet, la tension de sortie est une tension 'pulsée', si nous l'utilisons telle quelle pour alimenter notre récepteur, nous n'aurons qu'un mauvais résultat, nous entendrons un signal ronflé dans le haut-parleur, il faut donc filtrer la tension, c'est à dire la débarrasser de sa composante alternative à l'aide d'une cellule de filtrage, la cellule la plus simple ne comporte qu'un condensateur, une version plus sophistiquée, comprendrait un filtre en pi avec deux condensateurs et une self.

La tension de sortie peut varier en fonction de la charge, et dans 80% des cas cette variation n'est pas acceptable, on va alors réguler la tension d'alimentation au moyen d'un stabilisateur de tension ou d'un régulateur de tension.

Nous venons ainsi de voir qu'une alimentation se compose habituellement de 4 unités :

- un transformateur,
- un redresseur
- un circuit de filtrage, et,
- un étage stabilisateur de tension.

A l'autre extrême, si on a besoin d'une tension de 2500 V sous 2 A pour alimenter le tube d'un ampli de puissance, il faudra aussi un transformateur, mais cette fois ce transformateur devra élever la tension. Puis on trouvera un redresseur et un circuit de filtrage.

3.4.2. Le redresseur mono alternance

Si nous raccordons une résistance de charge R_L , en série avec une diode, à un transformateur, la diode ne laissera passer le courant que lorsque son anode sera positive par rapport à la cathode, c'est à dire durant l'alternance positive. Durant l'alternance négative, la diode sera bloquée. Dans la résistance il y a donc un courant pulsé, mais qui est toujours dans le même sens, on dit que le courant est redressé.

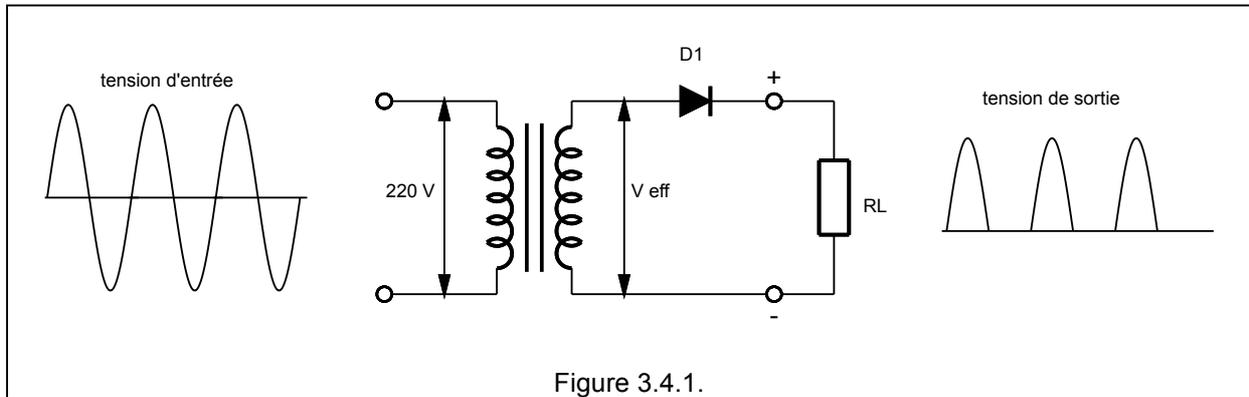


Figure 3.4.1.

Dans la plupart des cas cette ondulation est inacceptable, pour le réduire, on peut placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , durant les alternances positives, le condensateur se charge à une valeur $U_{CL} = \sqrt{2} U_{eff}$ et durant les alternances négatives, il se décharge dans R_L , l'amplitude du ronflement diminue d'autant plus que la constante de temps $R_L C_L$ est grande vis à vis de la période du signal alternatif.

On peut se demander quelle sera la tension continue mesurée, avec un appareil de mesure, si, dans un montage redresseur simple alternance, nous avons un transfo qui fournit par exemple 100 V_{eff} au secondaire ?

Un appareil de mesure (du style cadre mobile) va donner la valeur moyenne, celle-ci vaut :

$$I_{moy} = 2 \times I_{crête} / \pi = 0,636 I_{crête} \quad \text{de même} \quad V_{moy} = 2 \times V_{crête} / \pi = 0,636 V_{crête}$$

ou si on exprime cela en fonction des valeurs efficaces, il faut diviser par $\sqrt{2}$:

$$I_{moy} = 0,449 I_{eff} \quad \text{de même} \quad V_{moy} = 0,449 V_{eff}$$

et, donc pour un redresseur mono alternance alimenté par un transformateur de 100 V_{eff} , nous aurons :

$$V_{crête} = 100 \text{ V} \times \sqrt{2} = 141,42 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{moy} = 141,42 / \pi = 45,0186 \text{ V}$$

La première constatation est que cette valeur est faible, avec un transfo de 100 V_{eff} on obtient à peine une tension de 45 V., alors que la tension de crête est de 141,42 V.

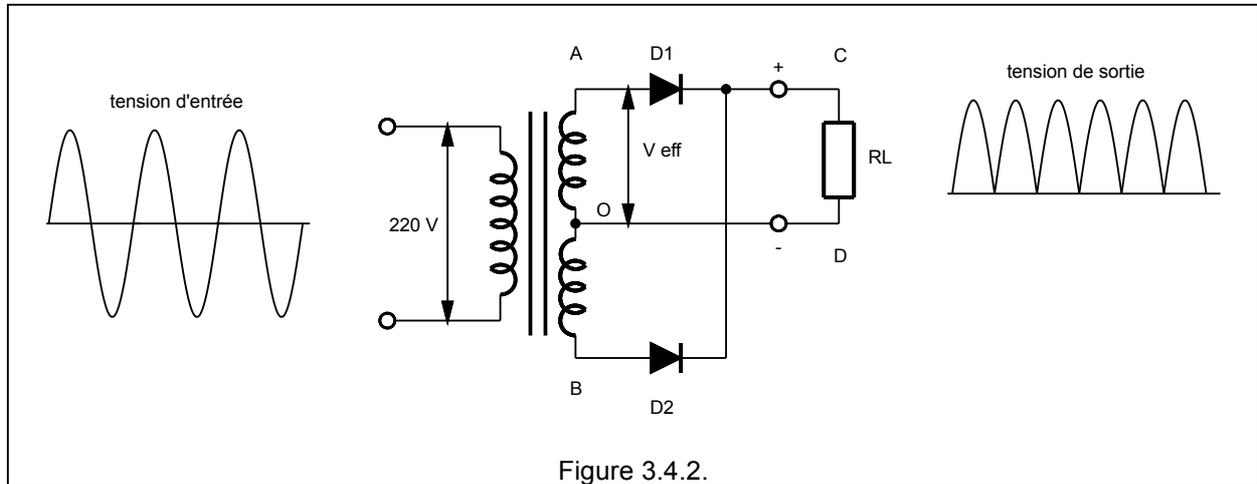
Dans le cas qui nous préoccupe, le facteur de forme²⁴ est de 1,57 tandis que le taux d'ondulation est de 48,3 %.

Le taux d'ondulation est de 47 % et pour réduire ce taux, on peut ici aussi, placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , le condensateur se charge à une valeur $U_{cl} = \sqrt{2} U_{eff}$ et se déchargera dans la résistance R_L .

²⁴ Par définition $F = I_{eff} / I_{moy}$. $F = (I_m / \sqrt{2}) / (I_m / \pi) = \pi / \sqrt{2} = 1,57$

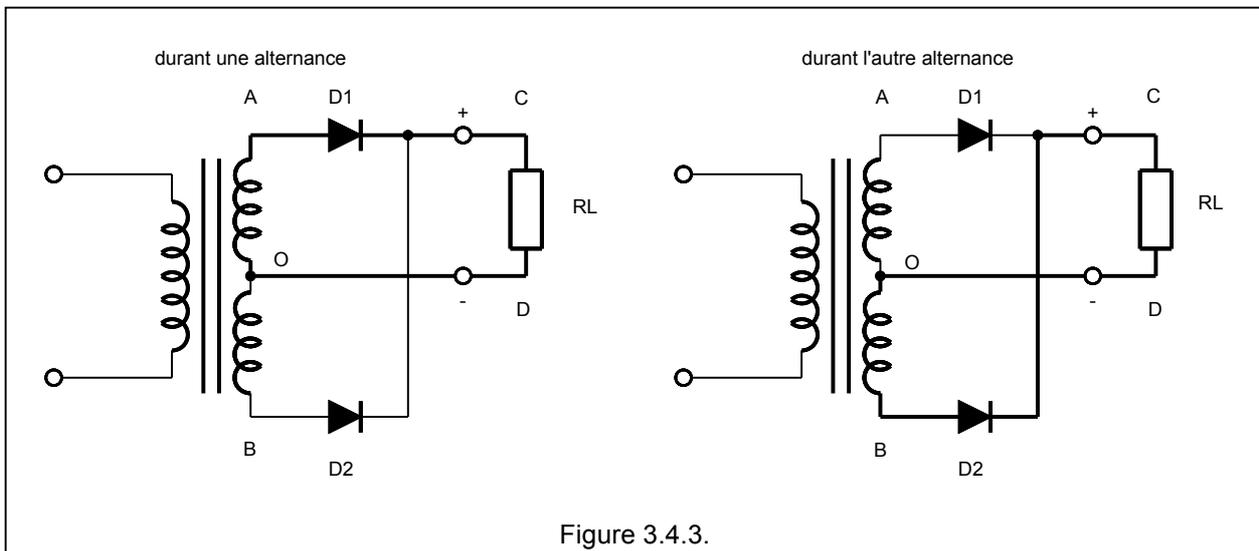
3.4.3. Le redresseur double alternance avec transfo à prise médiane

Dans un montage redresseur double alternance, on récupère aussi l'énergie durant l'autre l'alternance. On fait appel à un transformateur avec deux enroulements identiques.



Durant une alternance, A est positif par rapport à O, et alors B est négatif par rapport à O, dans ce cas le courant passe de A, au travers de la diode D1, par le point C, dans la charge RL, par le point D, et retourne vers O.

Durant l'alternance suivante, B est positif par rapport à O et A est négatif par rapport à O, dans ce cas, le courant passe de B, au travers de la diode D2, par le point C, dans la charge RL, par le point D, puis retourne vers O.



Durant les deux alternances, le courant passe donc dans la charge, de C vers D.

Encore une fois, on peut se demander quelle sera la tension continue mesurée, avec un appareil de mesure. Si, dans un montage redresseur double alternance, nous avons un transfo qui fournit $2 \times 100 V_{\text{eff}}$ au secondaire ?

En d'autres termes, si on prend la forme d'onde qui nous intéresse, la valeur moyenne vaut :

$$I_{\text{moy}} = 2 \times I_{\text{crête}} / \pi = 0,636 I_{\text{crête}} \quad \text{de même} \quad V_{\text{moy}} = 2 \times V_{\text{crête}} \times \pi = 0,636 V_{\text{crête}}$$

et, donc pour un redresseur double alternance alimenté par un transfo de $2 \times 100 V_{\text{eff}}$, nous aurons :

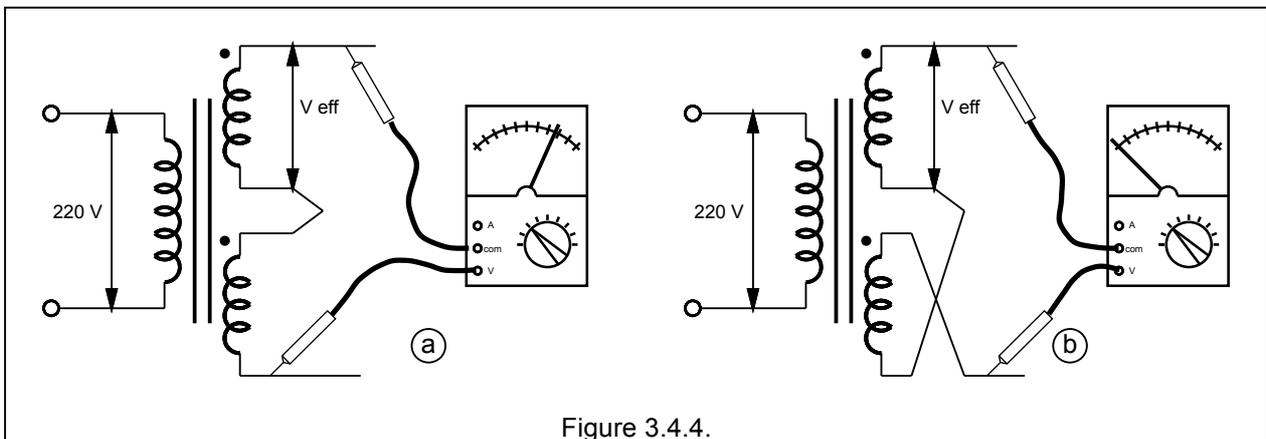
$$V_{\text{crête}} = 100 \text{ V} \times \sqrt{2} = 141,42 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{\text{moy}} = 2 \times 141,42 / \pi = 90,036 \text{ V}$$

On a déjà sérieusement amélioré la tension moyenne et le rapport tension crête/ tension moyenne est devenu plus faible.

Dans le cas qui nous préoccupe, le facteur de forme est de 1,11²⁵ tandis que le taux d'ondulation est de 48,3 %.

Le taux d'ondulation est de 47 % et pour réduire ce taux, on peut ici aussi, placer un condensateur de filtrage en parallèle sur la charge R_L , le condensateur se charge à une valeur $U_{CL} = \sqrt{2} U_{\text{eff}}$ et se déchargera dans la résistance R_L .

Question pratique: Dans le montage ci-dessus, les deux enroulements sont en opposition de phase. Comment peut-on pratiquement vérifier cette situation ? Simplement, à vide, avec un voltmètre : Si les enroulements sont en opposition de phase, on va mesurer $2 \times V_{\text{eff}}$, dans le cas contraire on va mesurer environ 0 V. La figure a est donc correcte. Les fils (enroulements) sont parfois notés avec des petits points noirs, tous les points noirs sont en phases.



3.4.4. Le redresseur double alternance avec pont de diodes

Si nous ne disposons pas d'un transfo à point milieu, on peut adopter une autre solution qui utilise un pont de diodes.

Pendant une alternance, le courant passe par D1, puis dans la charge et retourne par D3. Tandis que pendant l'autre alternance, le courant passe par D2, puis dans la charge et retourne par D4

²⁵ Par définition $F = I_{\text{eff}} / I_{\text{moy}} = (I_m / \sqrt{2}) / (2 I_m / \pi) = \pi / 2 \sqrt{2} = 1,11$

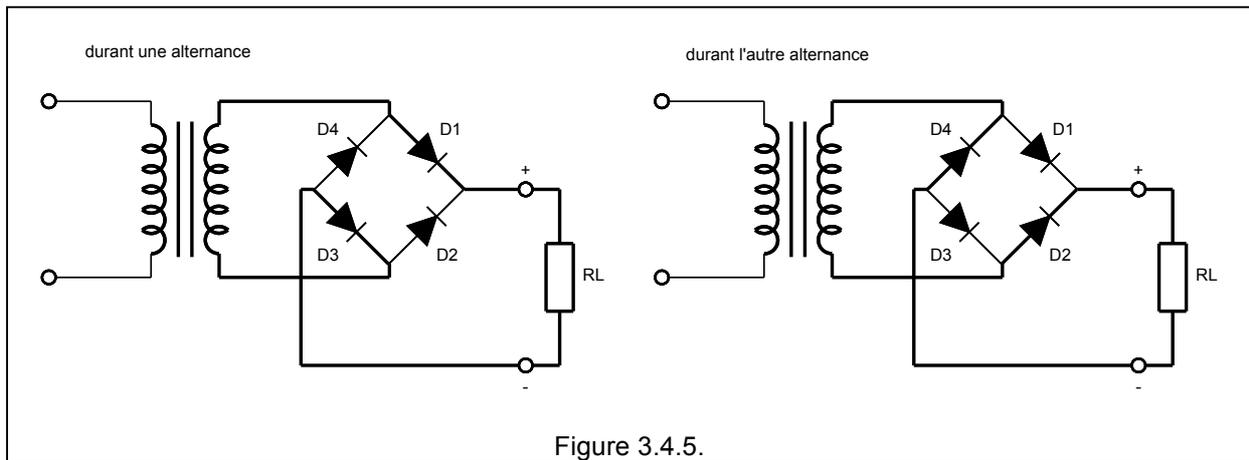


Figure 3.4.5.

Les valeurs moyennes, efficaces, le taux d'ondulation et le facteur de forme sont les mêmes que pour le redresseur double alternance à point milieu.

Toutefois il faut remarquer que le courant traverse maintenant deux diodes, et par conséquent la chute de tension est double. Si on considère une alimentation pour une centaine de Volts ou plus, cette différence ne sera pas très importante. Par contre si on veut réaliser une alimentation qui fournit 6 V, la différence entre une chute de tension de 0,6 V (produite dans un redresseur double alternance avec transfo à prise médiane) par rapport à une chute de tension de 2 x 0,6V (produite dans un redresseur double alternance avec pont de diodes) sera importante.

Les deux schémas ci-dessous sont identiques ! La manière de dessiner le pont peut donc parfois être déroutante. Remarquez aussi que du côté "+" les deux cathodes sont ensemble, du côté "-" les deux anodes sont ensemble et sur chaque "~" il y a une anode et une cathode²⁶.

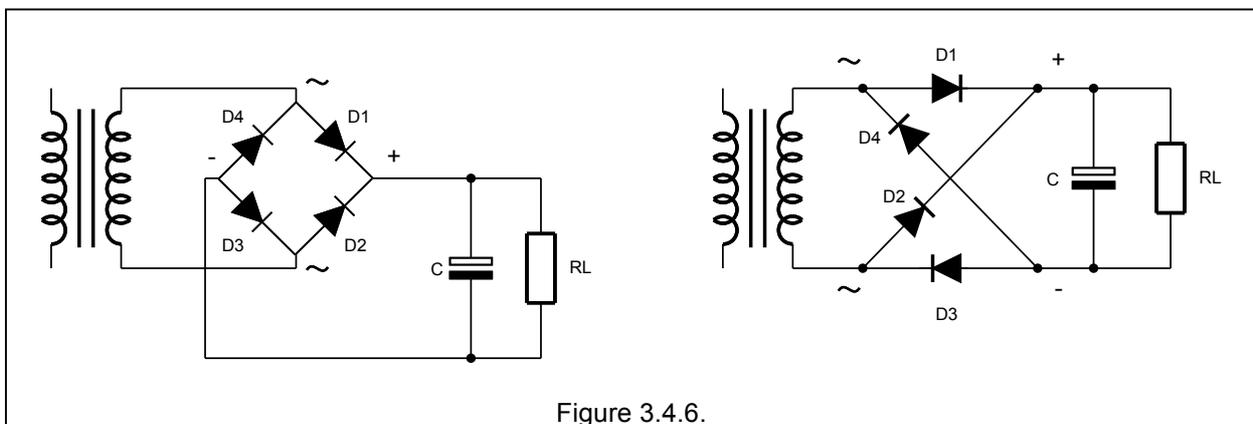


Figure 3.4.6.

²⁶ Le dessinateur n'est pas obligé d'indiquer les symboles +, - et ~, mais quand il le fait c'est beaucoup plus clair.

3.4.5. Tableau récapitulatif

| | simple alternance | double alternance transfo à prise médiane | double alternance redresseur en pont |
|------------------------------|---|--|--|
| $V_{\text{moyen}} =$ | $0,45 V_{\text{eff}}$ | $0,90 V_{\text{eff}}$ | $0,90 V_{\text{eff}}$ |
| $V_{\text{moy}} =$ | $0,636 V_{\text{crête}}$ | $0,90 V_{\text{crête}}$ | $0,90 V_{\text{crête}}$ |
| tension d'ondulation | | | |
| taux d'ondulation (%) | 111 % | 47,2 % | 47,2 % |
| fréquence de l'ondulation | fréquence réseau | 2 x fréquence réseau | 2 x fréquence réseau |
| tension inverse sur la diode | $V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$ (voir note ²⁷) | $2 \times V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$ | $V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$ |
| utilisation | (à éviter, ou alors pour des utilisations ne nécessitant pas beaucoup de courant) | | dans la majorité des cas c'est le montage le plus simple, mais pour les très basses tensions, il y a 2 x la chute de tension dans les diodes |

²⁷ Lorsqu'un redresseur simple alternance est suivi d'une cellule de filtrage avec un condensateur, la tension inverse sur le diode devient double et vaut alors $2 \times V_{\text{eff}} \times \sqrt{2}$

3.4.6. Choix des diodes

Les deux paramètres principaux qui vont guider le choix des diodes sont le courant maximal et la tension inverse que doit supporter la diode.

Les circuits redresseurs que nous avons vu, peuvent être réalisés avec des diodes discrètes

| | V _{rw} m | I _F (A) |
|--------|-------------------|--------------------|
| 1N4001 | 50 | 1 |
| 1N4002 | 100 | 1 |
| 1N4003 | 200 | 1 |
| 1N4004 | 400 | 1 |
| 1N4005 | 600 | 1 |
| 1N4006 | 800 | 1 |
| 1N4007 | 1000 | 1 |
| 1N5400 | | 3 |

Mais les diodes peuvent aussi être intégrées dans des blocs pour former des ponts redresseurs:

- les courants redressés vont de 0,5 A à 35 A
- les tensions de service maximales vont de 20 à 500 V_{eff}

Le code utilisé est le suivant :

| B | 40 | - | C | 5000 | / | 3300 |
|------------------------------------|---|---|---------------|----------------|---|----------------|
| pour redresseur en pont ("Bridge") | tension de fonctionnement en V _{eff} | | courant en mA | avec radiateur | | sans radiateur |

Question pratique: Comment vérifier les diodes ? On peut vérifier les diodes de redressement avec un multimètre placé en ohmmètre.

S'il s'agit d'un ohmmètre analogique (à aiguille) placer le sur le calibre "Ω" le plus faible. Dans un sens l'ohmmètre doit indiquer une faible valeur (disons < 50 Ω), dans l'autre sens l'ohmmètre doit indiquer presque l'infini.

Lorsqu'on mesure la faible résistance, la borne ⊕ correspond "généralement" à la cathode²⁸.

S'il s'agit d'un ohmmètre numérique, placer le également sur le calibre "Ω" le plus bas. Dans un sens, l'ohmmètre indique une valeur voisine de 600²⁹, tandis que dans l'autre sens, l'ohmmètre doit indiquer presque l'infini.

Si l'ohmmètre numérique possède une position "diode", utilisez-la.

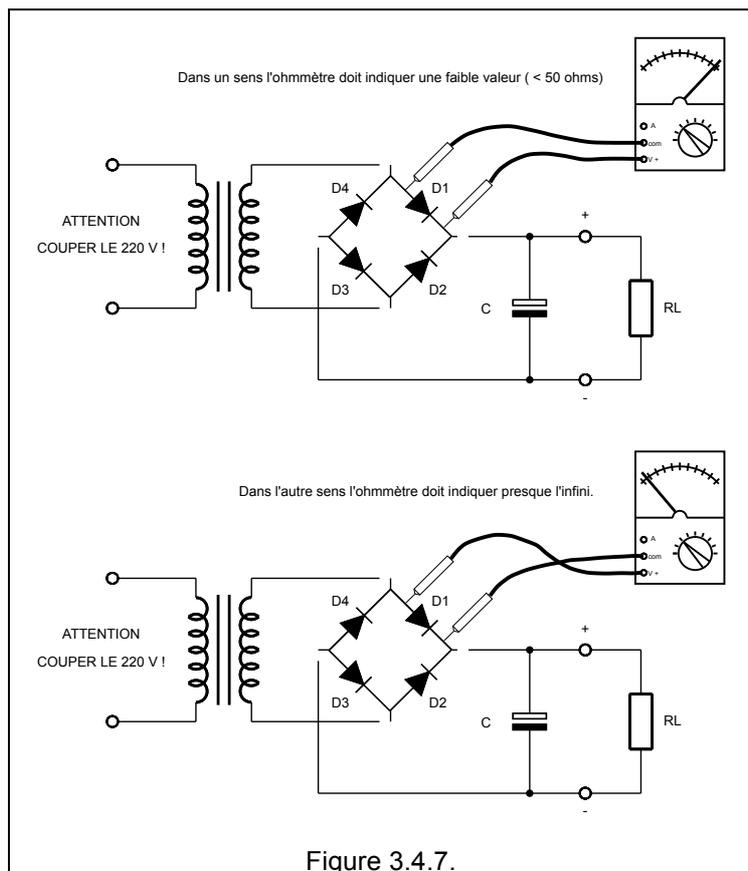


Figure 3.4.7.

²⁸ A vérifier, car parfois c'est le contraire !!! En cas de doute, il vaut mieux tester avec une diode considérée comme "bonne".

²⁹ Un ohmmètre numérique est en fait un générateur de courant constant, et la mesure consiste à mesurer la tension aux bornes de la résistance inconnue. Sur le calibre le plus bas, ce courant est de 1 mA et ce qu'on mesure est donc la tension aux bornes de la diode pour un courant de 1 mA. Pour une diode au silicium, on mesure donc environ 600 mV.

Il y a deux précautions importantes:

- il ne faut pas alimenter le montage (couper le 220 V !)
- et pour éviter de tirer de fausses conclusions, les diodes doivent être déconnectées du circuit. A la limite, une seule connexion peut rester (une seule connexion pour une diode simple, une seule connexion pour les deux diodes d'un montage double alternance, ou une seule connexion d'un pont).

3.4.7. Redressement triphasé³⁰

Dés à présent, on peut donc extrapoler et dire que plus le nombre d'alternances redressées sera grand, plus le taux d'ondulation sera faible, ceci est particulièrement intéressant pour des installations industrielles. On ne rencontrera jamais de tels redresseurs dans les installations de radioamateur.

La première figure représente un montage triphasé une alternance. Nous n'avons pas représenté le primaire du transformateur, mais uniquement le secondaire. Les enroulements secondaires sont forcément montés en étoile puisqu'il faut un retour commun. Il n'y a que 3 diodes.

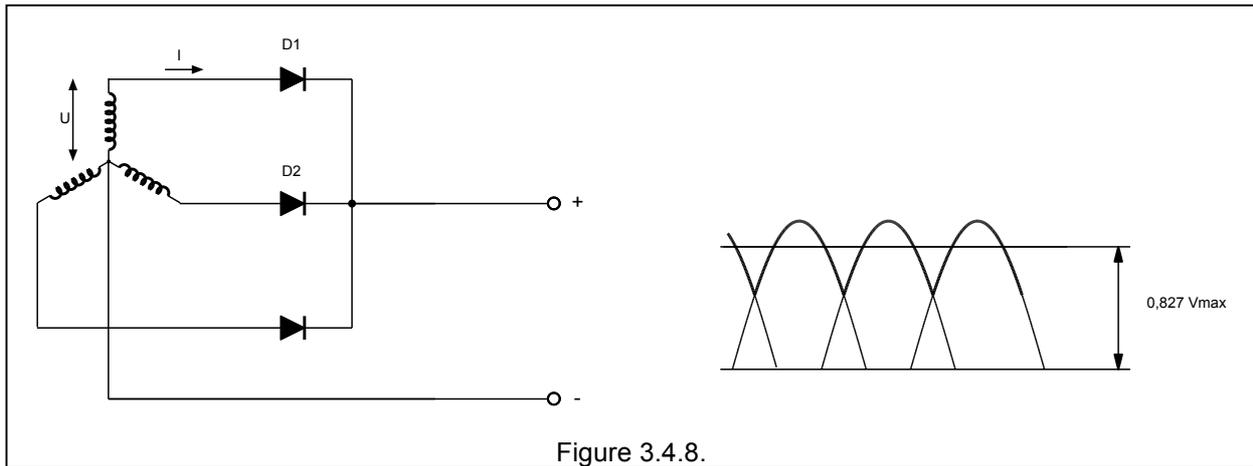


Figure 3.4.8.

La seconde figure représente un montage triphasé à deux alternances. Les enroulements secondaires peuvent être en étoile ou en triangle. Il faut nécessairement 6 diodes.

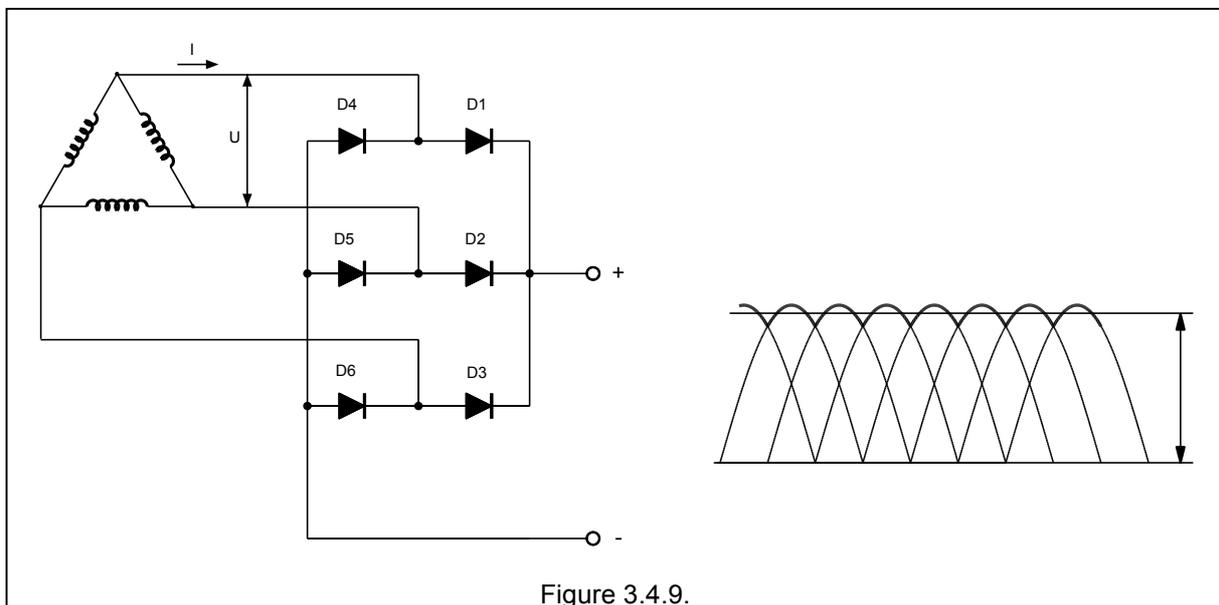


Figure 3.4.9.

Résumé des caractéristiques principales:

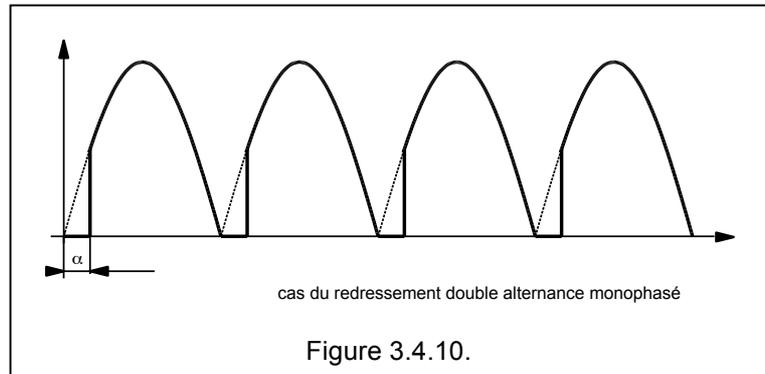
| | triphasé monoalternance | triphasé double alternance |
|------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| fréquence d'ondulation | 3 x la fréquence du secteur | 6 x la fréquence du secteur |
| valeur moyenne | 0,827 x valeur maximale | 0,955 x valeur maximale |
| taux d'ondulation | 17 % | 4 % |

³⁰ Ce chapitre ne fait pas partie du cours HAREC, mais il est intéressant de savoir que pour les puissances importantes, on fait appel à des montages triphasés, ayant un meilleur rendement et un plus faible taux d'ondulation ... jusqu'à ne plus avoir besoin de condensateur d filtrage !

Cette réduction de l'ondulation est particulièrement appréciée pour les applications de traction. D'autres montages plus complexes en triphasé permettent de réduire encore l'ondulation.

3.4.8. Les redresseurs contrôlés

Dans le cas de fortes puissances, on peut remplacer les diodes par des thyristors grâce auxquels on va pouvoir déclencher la conduction. En réglant le retard par rapport au début de la sinusoïde, c.-à-d. en réglant l'angle α , on va pouvoir modifier la tension moyenne

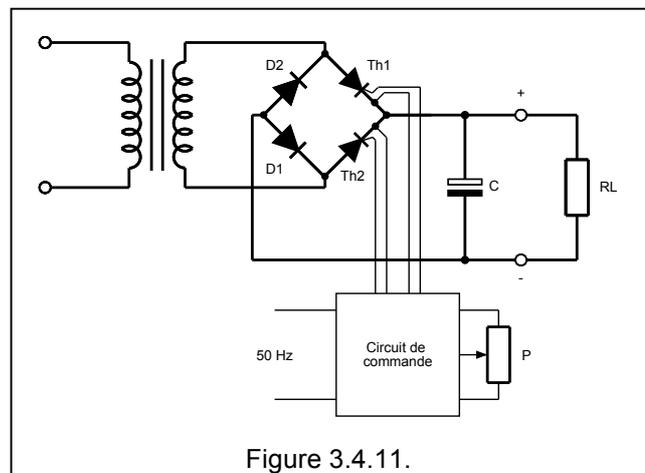


- dans le cas d'un redresseur monophasé en pont on a $U_{moy} = U_{max} (1 + \cos \alpha) / \pi$
- dans le cas d'un redresseur triphasé en pont on a $U_{moy} = 3 U_{max} \cos \alpha / \pi$

Une gâchette de thyristor nécessite un courant de l'ordre de 0,01 à 1 A sous une tension de 8 V et ceci permet de commander un circuit de plusieurs kW et on comprend maintenant mieux pourquoi les anglo saxons utilisent "Silicon Cotrolled Rectifier" ou "SCR" pour thyristor ...

Ci-contre un montage en pont monophasé. Le circuit "courant fort" est dessiné en gras. Remarquez le circuit de commande qui reçoit la référence (50 Hz) du réseau. Grâce à un potentiomètre on peut commander des kilowatts !.

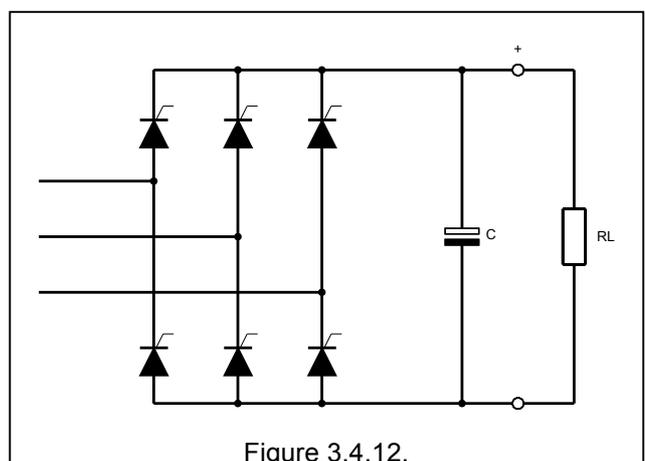
Des circuits intégrés spécialisés permettent de commander les thyristors, par exemple le TCA 785 de Siemens.



Ci-contre un pont triphasé. Comme pour la comparaison redresseur monophasé / redresseur triphasé, le pont triphasé aura un meilleur rendement et une moins forte ondulation résiduelle. Nous n'avons pas dessiné les fils de connexions des gâchettes, ni le bloc de commande.

Le montage monophasé fait appel à 2 diodes et à deux thyristors, on appelle ce montage un pont mixte, tandis que le pont triphasé ci-contre est appelé "pont tout thyristor"

L'étude plus détaillée des circuits de retard et de redresseurs contrôlés sort du cadre de ce cours.



3.4.9. Les multiplicateurs de tensions

On pourrait être amené à produire des tensions très élevées sous un courant assez faible, on fait alors appel à des doubleurs de tension ou des multiplicateurs de tension. Ceci est particulièrement le cas de l'alimentation de tubes cathodiques qui nécessitent plusieurs kilovolt, voire quelques dizaines de kilovolt avec des débits de quelques dizaines de milliampères

Le montage de la figure ci-contre est appelé **doubleur en pont**, encore appelé montage Greinacher, Delon, ou pont de Graetz ...

Si le point A est positif par rapport à B, la diode D1 conduit et charge C1 sous une valeur égale à la tension de crête du transfo.

Si B est négatif par rapport à A, c'est la diode D2 qui conduit, elle charge C2 également sous une tension égale à la tension de crête du transfo.

Comme la charge est raccordée entre les extrémités de C1 et de C2, elle est alimentée par une tension égale à la somme des tensions disponibles sur C1 et sur C2, donc sur une tension égale à 2 x la tension de crête.

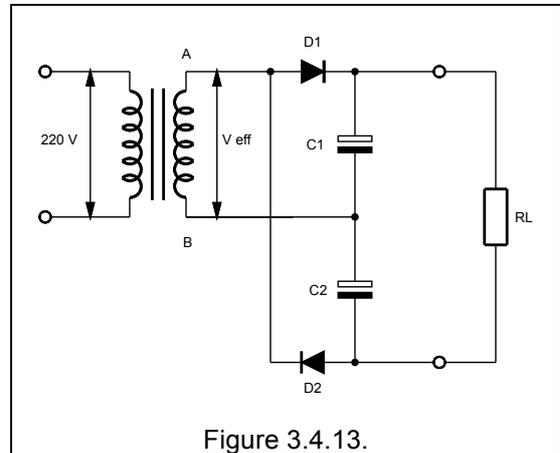


Figure 3.4.13.

Chaque diode doit pouvoir résister à une tension inverse égale à 2 x la tension maximum ($U_{eff} \times \sqrt{2}$) du secondaire du transfo. Chaque condensateur est chargé sous la tension maximum.

Le montage représenté à la figure ci-contre, porte plusieurs nom : Siemens , Latour , Delon , Greinacher ou plus "poétiquement" **pompe à diodes** ...

Si B est positif par rapport à A, le courant passe de B, par D1, charge C1 et retourne vers A, tandis que lorsque A est positif par rapport à B, cette tension est en série avec la charge de C1, le courant passe par D2 et charge C2 sous une tension égale à 2 x la tension crête. Remarquons que C1 n'est chargé que sur 1 x la tension de crête.

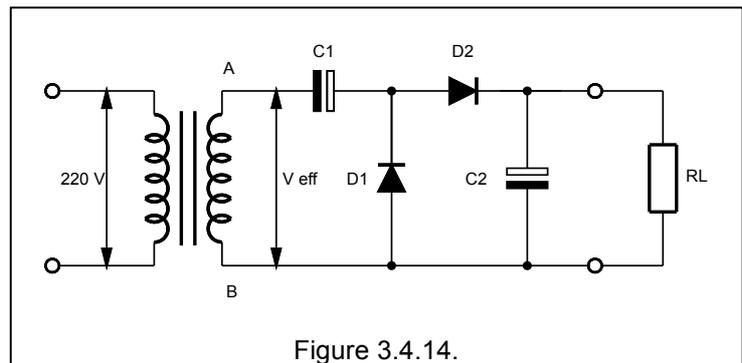


Figure 3.4.14.

Exercice: Dessiner un montage pompe à diode qui fournit une tension positive et une tension négative par rapport à la masse ?

Le montage ci-dessus peut être étendu pour obtenir un multiplicateur par "n".

Un des avantages de ce montage est que le transformateur peut être mis à la masse d'un côté et d'autre part ce principe de multiplication peut être généralisé, la figure ci-contre et représente un multiplicateur par 6.

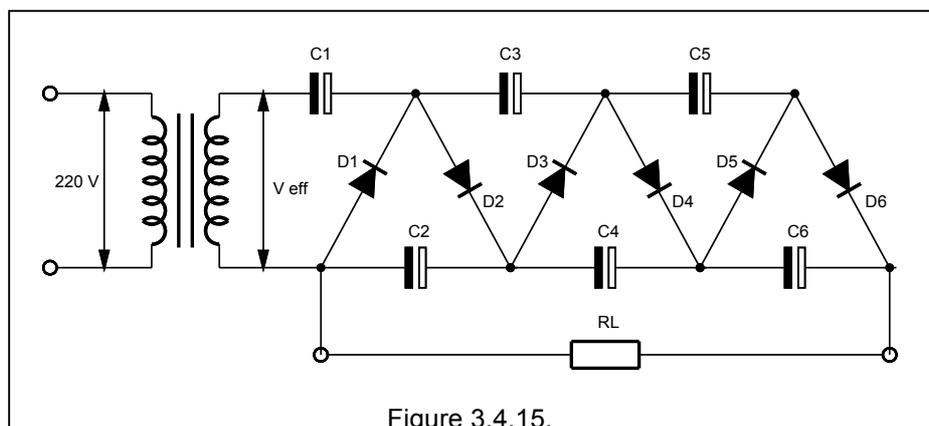


Figure 3.4.15.

Le montage ci-dessus comporte 6 cellules (6 condensateurs et 6 diodes) et la tension de sortie (à vide) vaut $6 \times V_{eff} \times \sqrt{2}$ Il ne faut

pas perdre de vue que ces montages sont réservés à de faibles débits. Plus le débit augmente, plus les condensateurs doivent être importants et plus grands seront les courants de pointe.

Exercice: Dessiner un montage multiplicateur à 3 cellules qui fournit une tension positive et une tension négative par rapport à la masse ?

Une façon d'améliorer le rendement, de diminuer l'ondulation et de diminuer la résistance interne consiste à utiliser les 2 alternances avec un transfo à double enroulement :

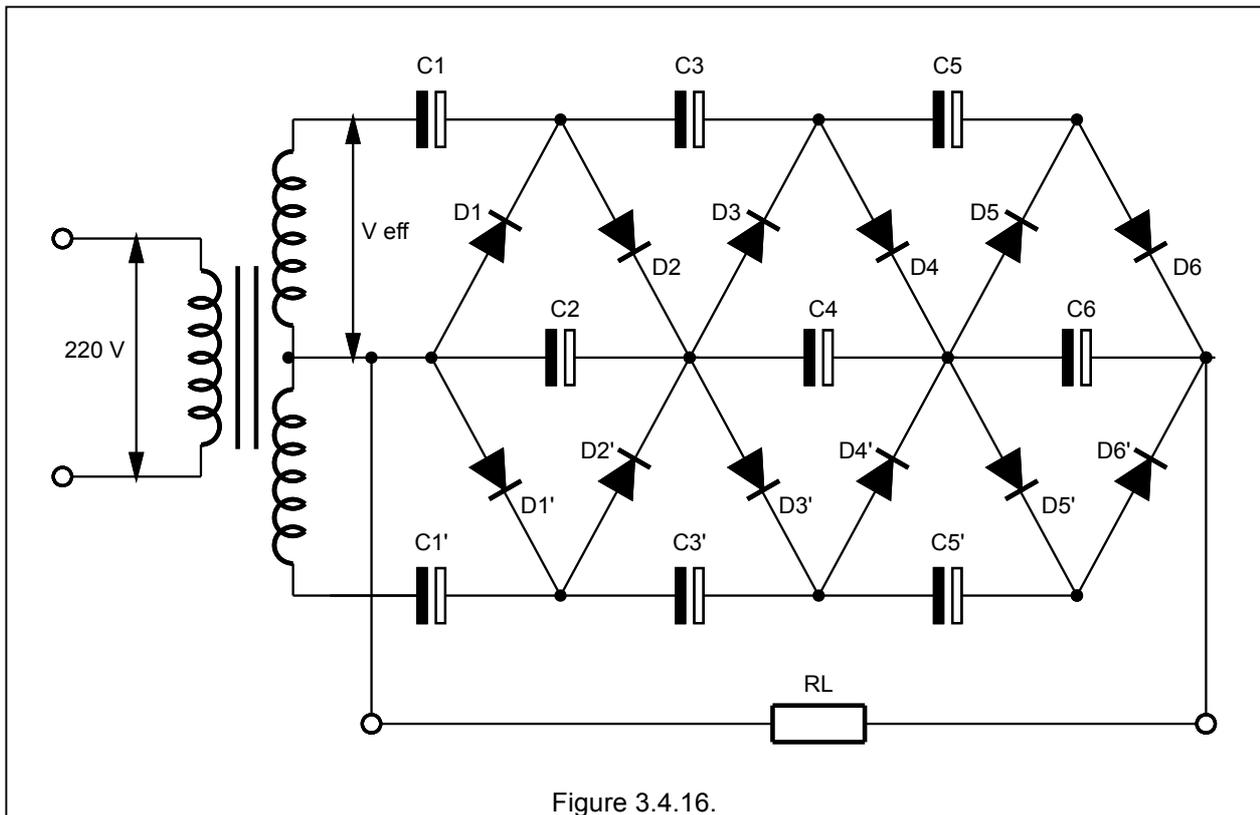


Figure 3.4.16.

Un des avantages de ce montage est que le transformateur peut être mis à la masse d'un côté et d'autre part ce principe de multiplication peut être généralisé, la figure ci-dessus représente un multiplicateur par 6.

3.4.10. Les cellules de filtrages

La forme de la tension de sortie d'un redresseur n'est pas comme celle d'une batterie. On dit qu'il s'agit de courant continu pulsé.

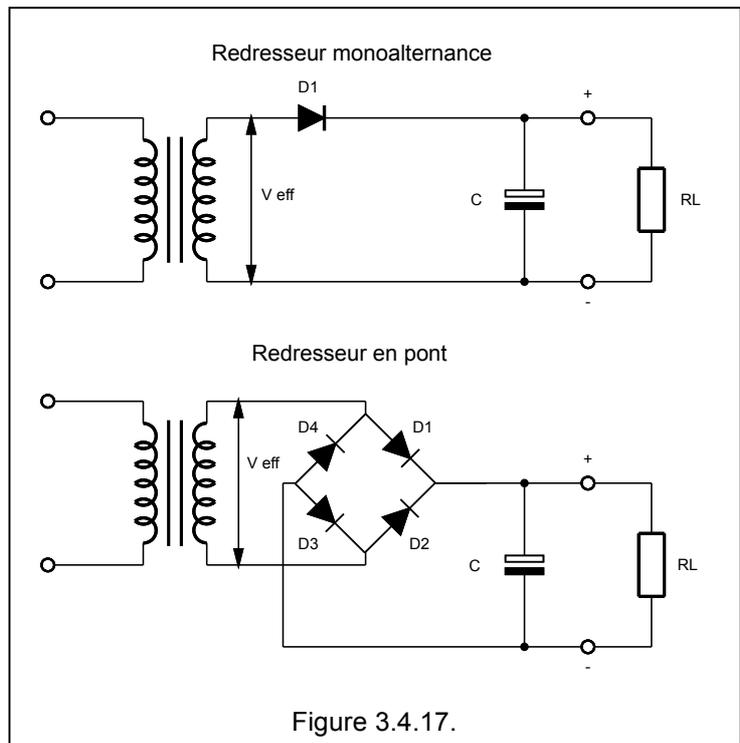
La tension de sortie présente des impulsions en forme de demi sinusoïdes à la fréquence double de celle du réseau. La fréquence est donc de 100 Hz dans le cas d'un réseau à 50 Hz. Si on utilise cette tension pour alimenter un émetteur ou un récepteur, on obtiendra un ronflement très important, rendant pratiquement inaudible les signaux.

Afin d'égaliser ces impulsions, on utilise une cellule de filtrage, ou dit plus simplement, un filtre.

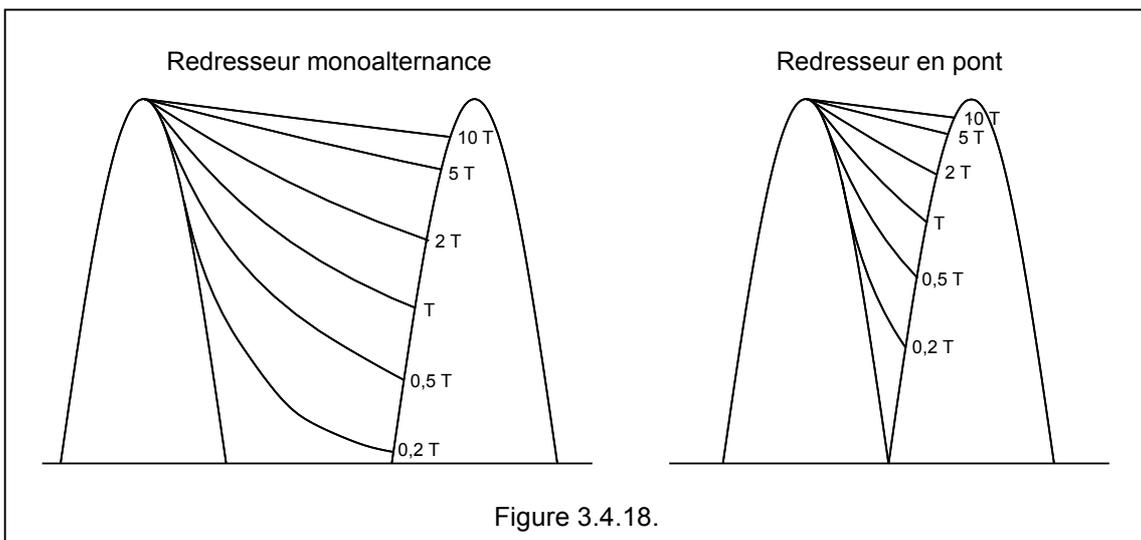
La forme la plus simple de cellule de filtrage est un gros condensateur électrolytique placé en parallèle sur la sortie.

Le condensateur se charge durant les pointes de tension et se décharge lorsque la tension redescend. Le condensateur lisse donc la tension du redresseur.

A la sortie, nous aurons maintenant une tension continue, superposée à une ondulation résiduelle. Une ondulation résiduelle de 1% est généralement acceptable dans tous les cas.

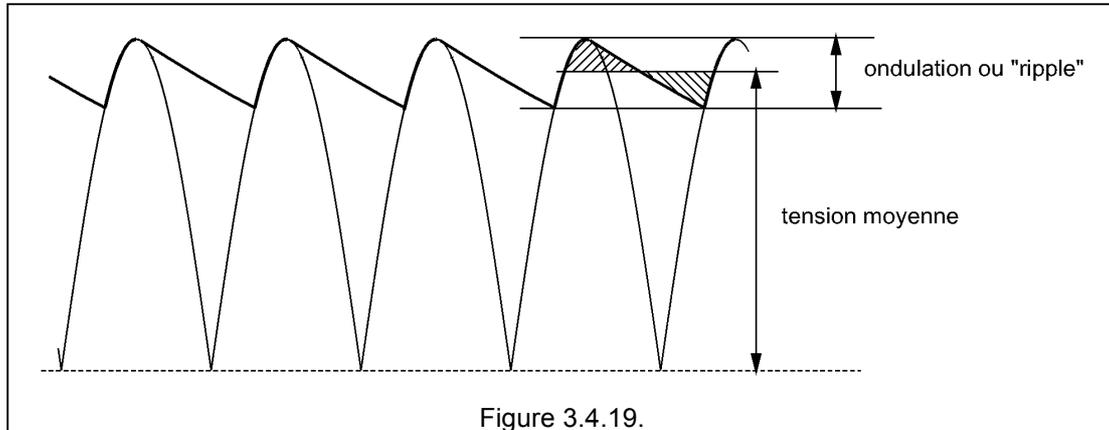


La figure ci-dessous montre comment l'énergie emmagasinée dans le condensateur est restituée au circuit et "remplit" l'espace entre les alternances. L'allure de cette décharge est exponentielle (pour rappel : $u = U(e^{-t/\tau})$). La figure représente des constantes de temps $C \times RL = 0,2 \text{ à } 10 \times T$, T étant la période du courant alternatif.



Pratiquement on aura donc la forme suivante où l'on remarque

- la tension moyenne, remarquez que les 2 zones hachurées ont la même surface
- la tension d'ondulation ou de "ripple"



Plus le condensateur sera gros, moins élevée sera l'ondulation résiduelle. Il faudra donc que la constante de temps formée par le condensateur et la résistance de charge soit grande par rapport à la période. Pour 50 Hz, la période est de 10 ms puisque, généralement, on redresse les deux alternances donc

$$R_L C \gg 10 \text{ ms}$$

Mais, plus le condensateur sera gros, plus la pointe de courant à la mise sous tension sera importante. La ou les diodes devront pouvoir supporter cette pointe de courant. Le transformateur et les protections de l'installation électrique devront aussi pouvoir supporter cette pointe de courant.

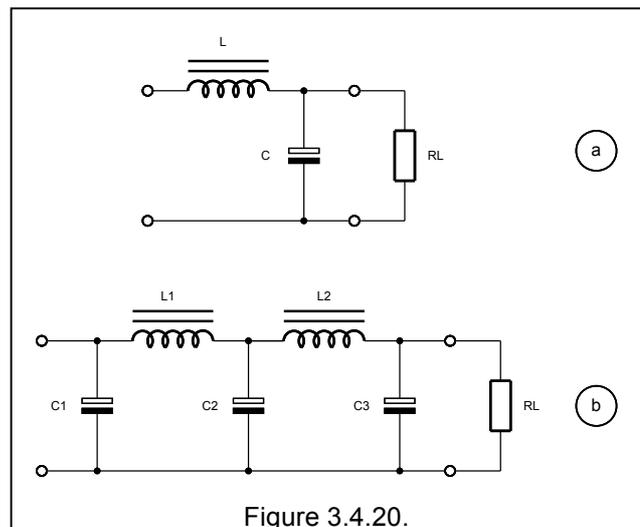
Application: On désire faire une alimentation de 13,8 V / 20 A. On utilise un transfo qui donne 20V_{eff} à vide et 18 V_{eff} en charge. On voudrait avant la régulation avoir une tension minimale de 20 V. Quelle est la valeur du condensateur de filtrage ? Quelle est la tension sur le condensateur à vide ?³¹

Une autre règle empirique est de prendre

au moins 500 µF par ampère

Mais tout le monde n'utilise pas du 50 Hz. Les appareils d'origine américaine auront des condensateurs de filtrage un peu plus petits, puisqu'ils sont en 60 Hz. Les alimentations prévues pour les avions qui ont des alternateurs à 400 Hz, seront équipées de condensateurs de filtrage encore beaucoup plus petit.

Mais on peut aussi améliorer l'efficacité du filtrage en adoptant une self de filtrage. La figure ci-contre montre deux variantes. La self de filtrage s'oppose aux variations de courant, faisant la paire avec le condensateur qui va s'opposer aux variations de tension.



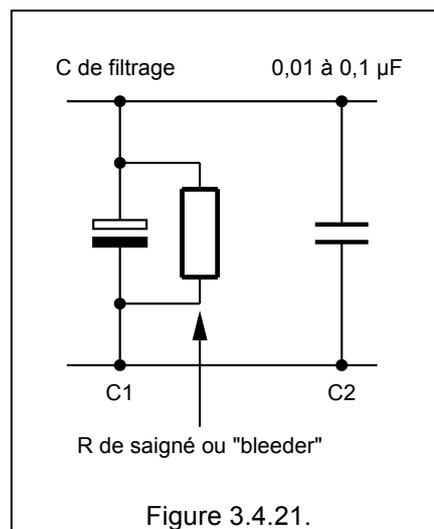
³¹ Le redresseur débitera sur une résistance de $R_L = 20 / 20 = 1 \Omega$. Si on admet que $C R_L > 10 \text{ ms}$, alors $C = 10 \text{ ms} / 1 \Omega = 10.000 \mu\text{F}$. Vu l'imprécision (tolérance) sur les condensateurs électrolytiques on pourrait prendre 1,5 x ou même 2 x cette valeur ! A vide la tension continue sera de $20 \sqrt{2} = 28,28 \text{ V}$.

Que se passe-t-il si on coupe la tension d'alimentation ?

Si le redresseur (on devrait dire le condensateur de filtrage du redresseur, pour être précis) est chargé par une résistance, le condensateur va lentement se décharger dans la résistance de charge et au bout d'un certain nombre de τ (τ = la constante de temps) le condensateur sera totalement déchargé.

Mais si pour une raison quelconque la charge disparaît le condensateur ne plus se décharge que par sa propre résistance de fuite (qui peut être de l'ordre de quelques 10 k Ω à quelques M Ω) et cela peut prendre "un certain temps".

Cette énergie emmagasinée et latente peut être très dangereuse, non seulement avec les basses tensions, mais aussi et surtout pour les hautes tensions³². Pour ceux qui veulent faire des mesures sur un appareil alimenté en haute tension il faut donc prendre des mesures de sécurités importantes.



Pour éviter ces problèmes on place en parallèle sur le condensateur une résistance appelée **résistance de saignée** ou **bleeder**. On s'arrangera pour que la constante de temps de la décharge soit de l'ordre de 10 secondes par exemple, ainsi au bout de 5 x 10 secondes il n'y aura plus que 1% de la tension initiale. Donc $R_{\text{résistance de saignée}} \times C_L \approx 10 \text{ sec.}$

La résistance de saignée ou bleeder est câblée directement sur les cosses (les bornes du condensateur, sans fils).

Application: Soit un ampli linéaire à tube, dans lequel l'alimentation comporte des condensateurs de 100 μF sous une tension de 400 V. Calculez les résistances de saignée ?³³

Donc si on veut "travailler" sur une alimentation, on coupera d'abord la tension du secteur, on attendra une minute, puis on se méfiera encore car la résistance de saignée pourrait être endommagée ("claquée"), et on déchargera les condensateurs à l'aide d'un tournevis, un côté à la masse, et la pointe contre chacune des bornes du condensateur. Mieux vaut "bouziller" un tournevis que d'être électrocuté !

Les condensateurs de filtrages présentent une self qui n'est pas négligeable pour les hautes fréquences. Si on veut filtrer les "crasses" à fréquence plus élevée que celle du réseau (par exemple du bruit provoqué par les arcs d'un moteur à collecteur ...) on place en parallèle sur les condensateurs électrolytiques de filtrage (C1) un condensateur au plastic (MKM, MKH, ...) C2 donc la valeur se situe habituellement entre 0,01 μF et 0,1 μF .

³² L'énergie dans un condensateur est $E = 1/2 CV^2$, quelques exemples

- dans une alimentation ordinaire 13,5 V / 20 A, on a un condensateur de 10.000 μF sous 28 V : l'énergie est de 3,92 Joules
- dans une alimentation d'un linéaire à tube, on a un condensateur de 100 μF 3000 V : l'énergie est de 450 Joules

³³ $R = 10 \text{ sec} / 100 \mu\text{F} = 0,1 \text{ M } \Omega = 100 \text{ k} \Omega$, $P = U^2 / R = 400^2 / 100 \text{ k } \Omega = 1,6 \text{ W}$, on prendra donc des résistances qui peuvent dissiper 3 W ou mieux encore 5 W !

3.4.11. Variantes de montages redresseurs

La figure ci-contre montre comment obtenir une tension positive et une tension négative.

En effet on a parfois besoin d'alimentation symétrique, qui donnent par exemple -12 et +12V. Si on fait suivre un tel montage par 2 "régulateurs 3 pattes", on obtient une alimentation typique pour les montages à ampli opérationnels.

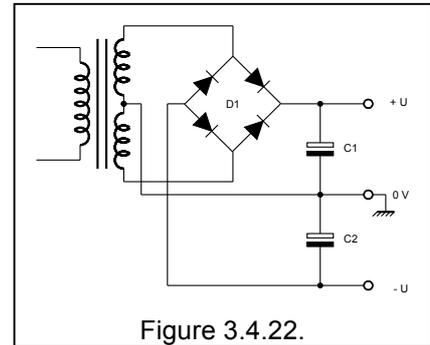


Figure 3.4.22.

La figure ci-contre est une variante de la première et montre comment obtenir deux tensions qui sont le double l'une de l'autre.

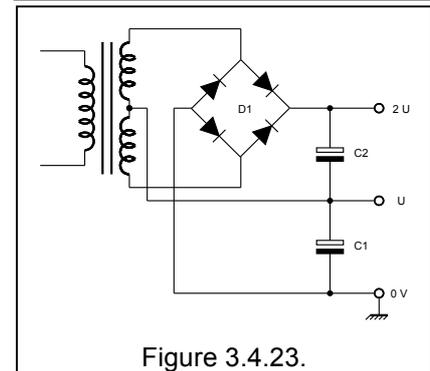


Figure 3.4.23.

Le montage ci-contre permet d'obtenir une tension auxiliaire égale à 2 fois la tension principale grâce au montage ci-contre. Le pont D1 et le condensateur C1 forment le redresseur principal. D2, D3 et C2, C3 forment le redresseur axillaire.

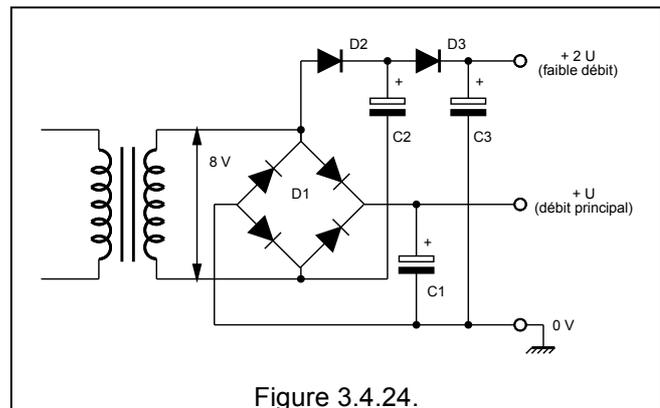


Figure 3.4.24.

Le montage ci-contre est assez particulier, il permet d'obtenir 3 tensions à partir d'un transfo à 2 enroulements secondaires. D2 D3 et C2 forment un redresseur double alternance. D1 et C1 forment le redresseur pour la tension 2U et D4 et C3 forment le redresseur - U. Avec 3 régulateurs "3 pattes", on obtiendra une alimentation + 5 V , - 5 V et + 12 V.

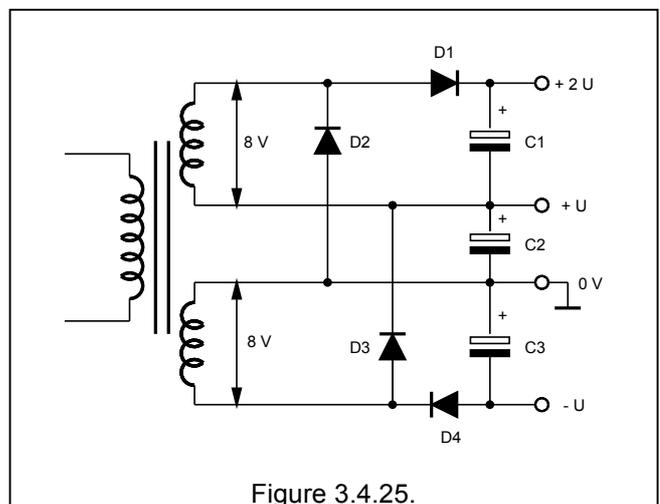


Figure 3.4.25.

3.4.12. La régulation de tension

Un redressement suivi d'un simple filtrage peut convenir pour la plupart des montages à tubes, toutefois dans 80% des cas d'alimentations de dispositifs à semi-conducteurs, il faut stabiliser la tension. Pour cela on peut faire appel

- à des diodes zéners,
- à des régulateurs de tension linéaires réalisés avec des composants discrets ou intégrés dans un CI
- à des régulateurs à découpage qui présentent l'énorme avantage d'un excellent rendement.

3.4.13. Régulateur à diode zéner

Une diode zéner peut être utilisée pour stabilisée une tension.

Souvenez-vous que la zéner est polarisée en sens inverse (le 'R' de reverse dans les caractéristiques). La cathode est donc raccordée au pôle positif. La caractéristique présente une tension (relativement) constante pour un courant qui peut varier dans de large proportions (5 mA à env. 50 mA) dans ce cas.

Dans le cas de la figure la tension sera stable entre 5,8 et 6,4 V environ, on dira que c'est une zéner de 6,2V !

Remarquez que la caractéristique directe utilisée pour le redressement classique (avec le 'F' de forward) est dessinée à une autre échelle.

Pour réaliser une stabilisation avec une diode zéner, on met en pratique la partie de la caractéristique en gras ci-contre.³⁴

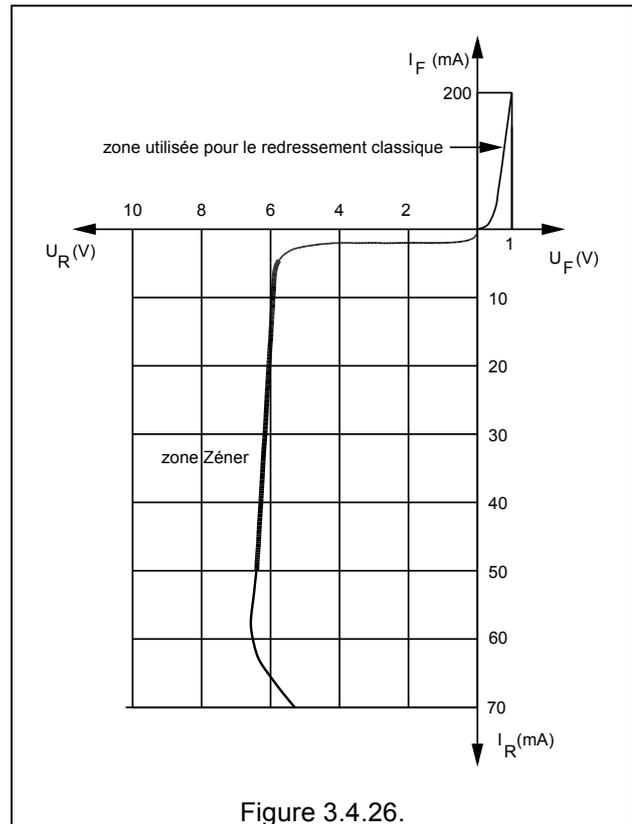


Figure 3.4.26.

Les diodes zéner sont disponibles en une large gamme de tension, depuis 3V jusque 150 V environ, dans une large plage également de puissance, depuis 0,25 Watts jusqu'à 50 Watts.

Il faudra toujours ajouter une résistance afin de limiter le courant. Sans cette résistance la diode zéner est immédiatement détruite dès que le point d'avalanche est dépassé. La résistance se calcule simplement selon la loi d'Ohm

$$R = \frac{E - U_z}{(I_z + I_{out})}$$

formule dans laquelle:

- E représente la tension d'entrée, comme elle varie, il faudra bien sûr prendre une valeur moyenne,
- I_z est donné par le constructeur, et en fait I_z va varier en fonction de la tension d'entrée,
- I_{OUT} est le courant de sortie, dans la plupart des cas I_{OUT} sera négligeable vis-à-vis de I_z .

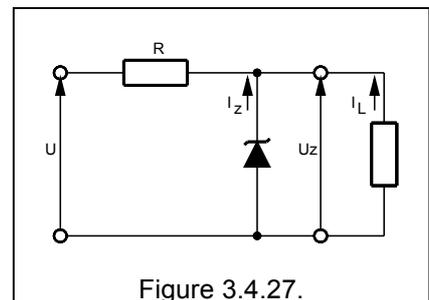


Figure 3.4.27.

³⁴ Tous les montages de stabilisations font appel à une tension de référence, cette tension est toujours obtenue par une diode zéner. Les montages plus compliqués sont donc tous basés sur ce type de régulation.

Rappelons aussi que les diodes zéners de 6,2 V ont un coefficient de température nul, ce qui les fait préférer comme diode de référence.

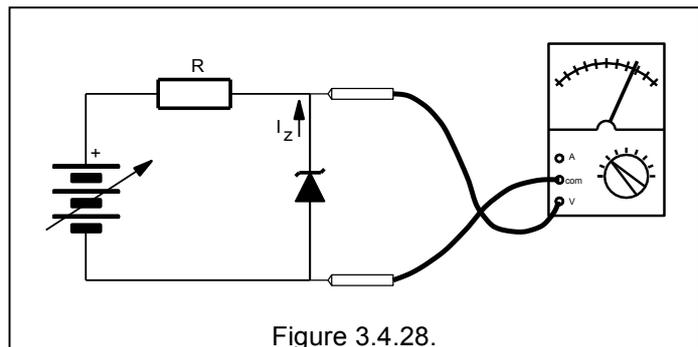
Application: On a besoin d'une tension de 12 V et d'un courant de 150 mA, mais on dispose d'une tension qui varie de 18 à 32 V ? Déterminez la zéner et la résistance série ?³⁵

Question: Peut-on utiliser une diode zéner comme diode de redressement ?

La réponse est "OUI MAIS" ... comme la tension inverse est faible (de l'ordre de quelques Volts à quelques dizaines de Volts), on ne pourra l'utiliser que pour des tensions très basses, alors qu'une diode 1N4007 à une $V_{inverse}$ de 800 V !

Question pratique: Comment vérifier une diode zéner ?

On utilise une alimentation de laboratoire qui peut fournir une tension au moins supérieure à la tension de la diode zéner et on utilise une résistance en série pour limiter le courant à 5 mA par exemple. Le voltmètre indiquera alors la tension zéner. Si on se trompe dans les polarités, le voltmètre va indiquer une tension de l'ordre de 0,6 à 0,7 V. Le problème consistera à limiter le courant à une valeur raisonnable (5 mA par exemple).



³⁵ Solution : La zéner devra forcément avoir une tension de 12 V. S'il on suppose un courant zéner minimum de 15 mA, lorsque la tension est minimum (18V) que la résistance série soit de $R = (E - U_z) / (I_z + I_{out}) = (18 - 12) / (150 + 15) = 34 \Omega$. Lorsque la tension va monter à 32 V, le courant dans la résistance série sera de $(32 - 12) / 34 = 588 \text{ mA}$, en d'autres termes, le courant I_z qui était de 15 mA, va monter à $588 - 150 = 438 \text{ mA}$ et la zéner devra dissiper alors $12 \text{ V} \times 438 \text{ mA} = 5,2 \text{ W}$. Il faudra donc prendre une zéner de 12 V pouvant dissiper 10 Watts ! Quand à la résistance série elle devra dissiper au moins $20 \text{ V} \times 588 \text{ mA}$ soit $11,76 \text{ W}$, il faudra prendre une résistance qui puisse dissiper 20 ou 25 W pour être dans des conditions "sûres". Quand on sait que la charge utile consomme 1,8 Watt, et que lorsque la tension d'entrée atteint 32 V le courant est de 588 mA (soit 18 Watts), on se rend compte de la perte d'énergie !!!

3.4.14. Les régulateurs séries

Mais le rendement d'une régulation par diode zéner n'est pas très bon, par conséquent les diodes zéners sont réservées à l'alimentation des circuits à faible consommation, ou à fournir des références de tension dans les circuits régulateurs. Le circuit régulateur le plus classique consiste à utiliser un transistor en série, ce transistor va agir comme résistance variable et modifier la valeur de cette résistance en vue de maintenir la tension de sortie constante.

Le transistor en série est monté en émetteur commun (voir paragraphe sur les transistors plus loin) et tout se passe comme si le transistor augmentait artificiellement la charge par le facteur β . Le transistor Q1 est parfois appelé transistor ballast.

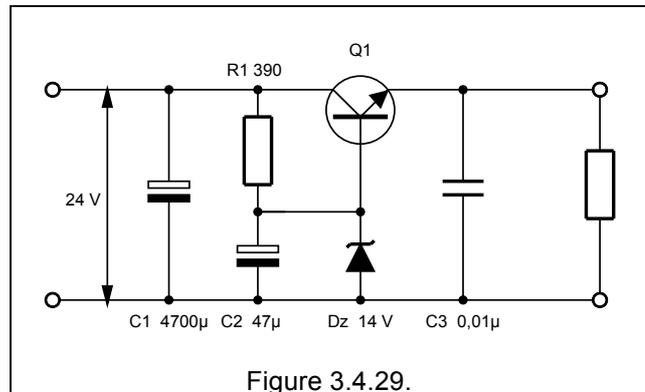


Figure 3.4.29.

Dans cette configuration, la diode zéner DZ fournit une référence de tension. Le condensateur C2 supprime (ou réduit d'avantage) le ronflement qui pourrait subsister sur la diode zéner. C3 fournit un dernier filtrage. La tension de sortie VO est égale à la tension de la diode zéner (ici 14 V) moins la chute de tension dans la jonction émetteur-base (0,6 à 0,7 V). Donc dans notre exemple la tension de sortie VO sera égale à 13,4 V à peu près.

La tension d'entrée doit au moins être égale à la tension de sortie, plus la chute de tension entre le collecteur et l'émetteur. Cette tension minimum collecteur-émetteur est appelée tension de déchet, elle est généralement de l'ordre de 1 à 4 Volts. Plus la tension d'entrée sera élevée, meilleure sera la marge pour stabiliser la tension. Mais il ne faut pas oublier que ce transistor va dissiper une puissance qui sera égale à la tension entre collecteur-émetteur multiplié par le courant. Dès qu'on commence à vouloir faire des alimentations de plus de 0,5 A, on doit donc avoir recours à des transistors de moyenne puissance ou à des transistors de puissance. Donc dans notre cas il faudra que la tension d'entrée soit au moins égale à $13,4 \text{ V} + 4 \text{ V} = 17,4 \text{ V}$. Tenant encore compte des variations de tension du réseau (+- 10%), la tension d'entrée pourrait très bien monter à 19 ou 20 V. Dans ce cas la dissipation du transistor ballast s'élèvera à $(20 \text{ V} - 13,4 \text{ V}) \times 0,5 \text{ A} = 3,3 \text{ Watts}$.

Il est possible d'obtenir une meilleure stabilisation, en utilisant un schéma avec une contre réaction. On obtient ainsi une régulation série à contre-réaction. Un ampli d'erreur mesure la différence entre une fraction de la tension de sortie (déterminée par le rapport $R2 / R1 + R2$) et une tension de référence V_{REF} . Ce signal d'erreur est alors appliqué sur la base du transistor.

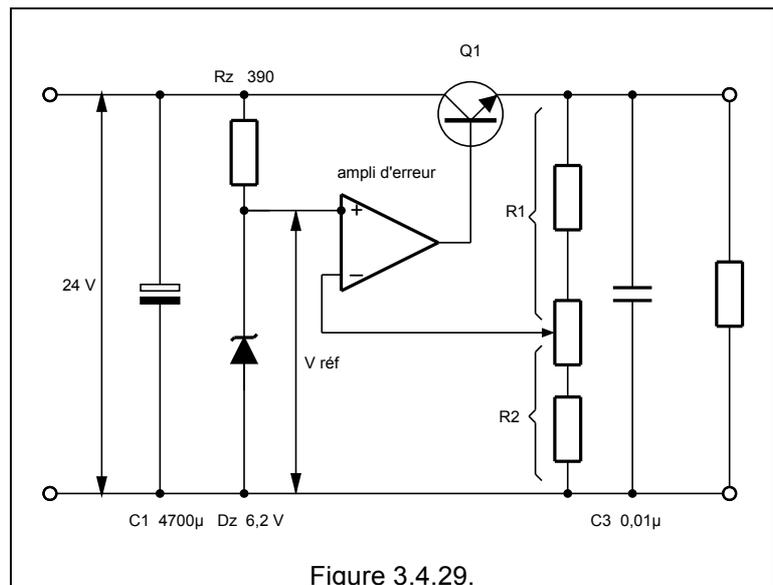


Figure 3.4.29.

Il peut aussi y avoir une chute de tension dans les câbles. Pour éviter cela, on le diviseur R1 R2 est connecté sur la charge. Les points de connexions sont appelés "+ sense" et "- sense".

Les fils de connexion "sense" peuvent avoir une section relativement faible car il ne circule qu'un très faible courant. Remarquez aussi les deux résistances de 100 Ω qui servent à assurer la régulation lorsqu'on a oublié de brancher les fils "sense". Parfois un dispositif de barrettes de court circuit permet de court circuiter la borne "+" avec "+ sense" et la borne "-" avec la borne "-sense" lorsqu'on n'a pas besoin d'utiliser ce genre de régulation ultra précise.

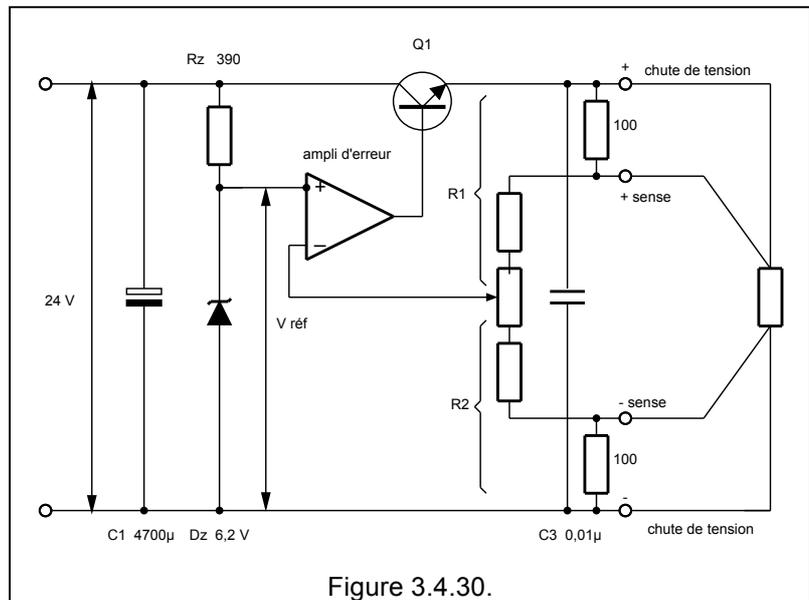


Figure 3.4.30.

Cette technique est appelée régulation à contre-réaction à distance ou remote-sensed feedback regulation.

3.4.15. Protection contre les surcourants

Un des gros problèmes est celui des courts-circuits à la sortie, en cas de court-circuit de la sortie. Un fusible n'est pas assez rapide pour garantir cette protection.

On ajoute donc généralement un circuit de protection contre les surcharges. Le courant de sortie traverse la résistance R2 de 2,2 Ω, dès que le courant excède 0,5 A, la tension aux bornes de cette résistance ($2,4 \text{ V} \times 0,5 \text{ A} = 1,2 \text{ V}$) pourra faire circuler un courant

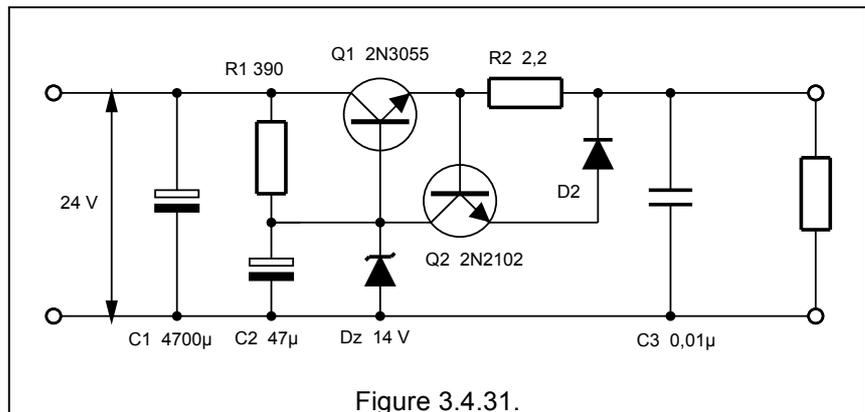


Figure 3.4.31.

dans la jonction base-émetteur de Q2. dès lors Q2 va devenir conducteur. Le courant dans RS qui auparavant passait dans la zéner et le transistor Q1, va maintenant se partager aussi dans Q2 et va tendre à faire passer moins de courant dans le transistors ballast Q1. A la limite si la sortie est en court-circuit, la tension aux bornes de la diode zéner se réduit à la tension entre émetteur et collecteur de Q2 qui est saturé, donc à 2 ou 3 Volts.

3.4.16. Protection contre les surtensions

On peut protéger un appareil (un émetteur, un récepteur, ...) en ajoutant un fusible et une diode zéner. Une petite diode zéner se mettra en court-circuit franc et pourra supporter jusqu'à 6 ou 10 A pendant un temps assez long que pour faire fondre un fusible. Pour un équipement d'une tension nominale de 12 à 13,8 V, on utilisera par exemple une diode zéner de 15 V 0,5W.

En cas d'inversion de polarité, la diode conduira dans son sens passant direct, limiter la tension inverse à moins d'un volt, et fera sauter le fusible rapidement.

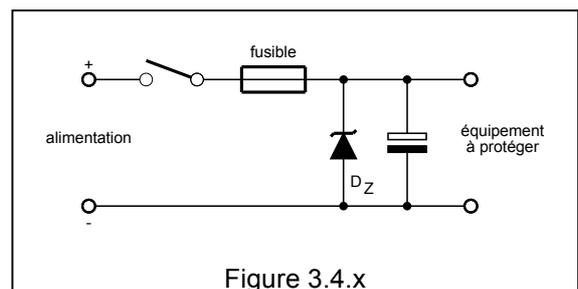


Figure 3.4.x

En cas de surtension supérieure à la tension de la zéner (15 V par exemple) la diode conduira par effet zener et fera sauter rapidement le fusible. Si la diode claque, elle se met en général en court-circuit.

Mais la protection peut aussi être **intégrée dans l'alimentation**, il s'agit d'une protection contre les surtensions, en effet l'appareil alimenté peut être cher (dans les deux sens du terme !) transceiver. Pour ce faire on utilise le montage ci-contre.

Lorsque la tension de sortie devient trop élevée, la diode zéner DZ commence à conduire, la tension aux bornes de RZ devient suffisante pour déclencher le thyristor qui met l'entrée en court-circuit et qui évite toute nouvelle augmentation de la sortie. Par le fait que le thyristor est conducteur, le fusible F saute et supprime donc définitivement le danger.

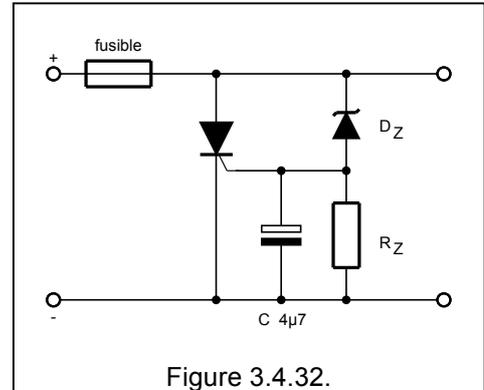


Figure 3.4.32.

Mais parfois la limitation de courant dans un circuit de régulation constitue un obstacle pour faire fondre le fusible. On doit donc "reporter" l'ensemble fusible-thyristor avant la régulation. La figure ci-contre montre un montage pour une alimentation positive (= négatif à la masse).

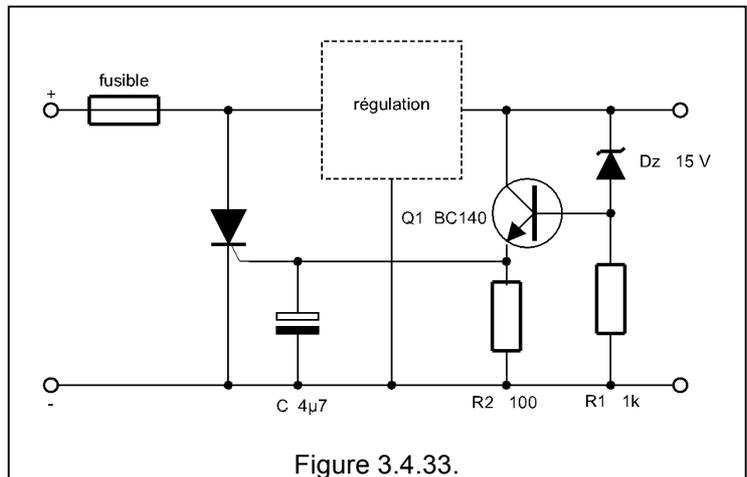


Figure 3.4.33.

Et la troisième figure donne un exemple pour une tension négative (= positif à la masse).

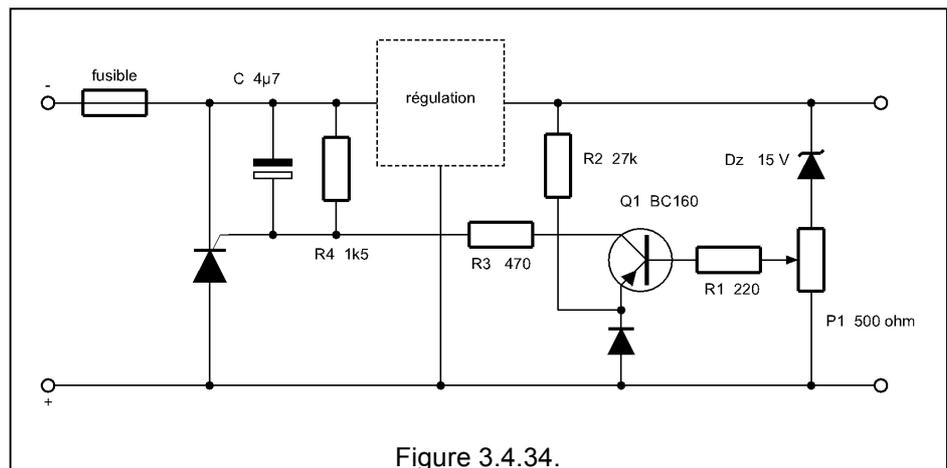


Figure 3.4.34.

3.4.17. Le transistor ballast

Dans un régulateur série, le transistor série, encore appelé **transistor ballast** est chargé de dissiper une puissance importante. Dans le cas d'une alimentation 13,5 V 20 A , la tension d'entrée est de l'ordre de 22 à 25 V. Par conséquent la puissance à dissiper est de l'ordre de

$$(25 - 13,5) \times 20 = 230 \text{ W}$$

Si l'alimentation est mise en court circuit le transistor devra pouvoir dissiper $22 \times 20 = 440 \text{ W}$

Or, les transistors de puissance peuvent dissiper un maximum de l'ordre de 100 à 150 W. Lorsque le transistor dissipe une telle puissance, il est à la limite de ses capacités, c-à-d que la température de sa jonction atteint la valeur maximale 200°C.

Pour un fonctionnement sûr il est préférable de tabler sur la moitié de cette puissance maximale et même en pareil cas, il faudra équiper le transistor d'un refroidisseur.

Pour dissiper des puissances supérieures à celle permise par un seul transistor, on peut réaliser le montage ci contre. Pour une alimentation 13,5 V / 20 A, on met habituellement 4 transistors en parallèle. Chaque transistor sera alors traversé par un courant de $20/4 = 5 \text{ A}$. La dissipation en fonctionnement normal sera alors de $(25 - 13,5) \times 5 = 57,5 \text{ W}$

En mettant "n" transistors en parallèle, on divise aussi le courant par "n". Mais comme les caractéristiques des transistors peuvent être légèrement différentes et que ces caractéristiques dépendent de la température, on ajoute des résistances d'équilibrage en série dans leurs émetteurs (R1 à R4). La règle consiste à avoir une chute de tension de l'ordre de 0,5 à 1 V dans les résistances d'équilibrage.

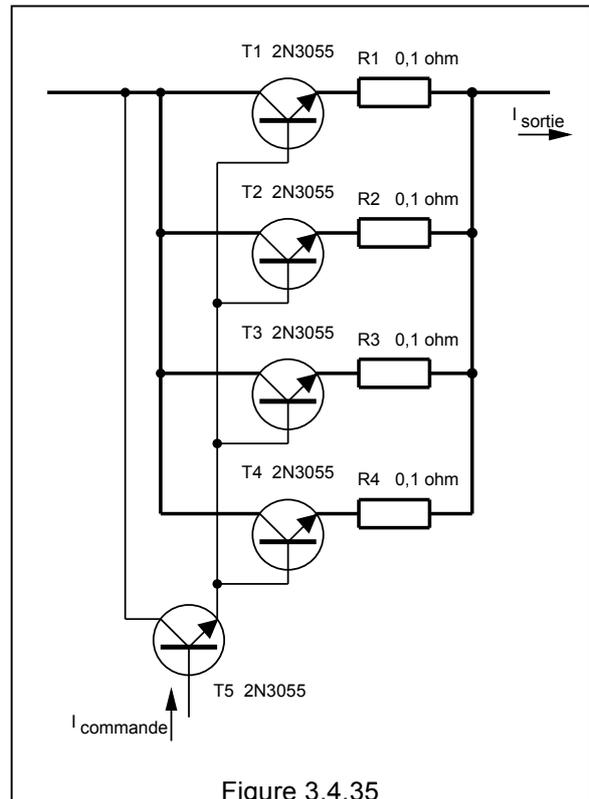


Figure 3.4.35

Le circuit en trait gras représente la partie "courant fort".

Le rapport $I_{\text{sortie}} / I_{\text{commande}}$ est égal au facteur d'amplification β du transistor ou du montage équivalent de transistor. Pour les transistors de puissance, β est de l'ordre de 20.

En d'autres termes : le courant total est de 20 A, chaque transistor est parcouru par un courant de 5 A, et chaque base doit être attaquée par un courant de $5 / 20 = 0,25 \text{ A}$. En d'autres termes, le courant de collecteur T5 sera de $4 \times 0,25 \text{ A}$ soit 1 A et son courant de base sera de $1/20 = 0,05 \text{ A}$. Il faudra donc fournir un courant de commande de 50 mA pour réguler un courant de sortie de 20 A !

Le montage précédent n'est donc qu'un "super transistor de très forte puissance"

Pour augmenter ce facteur β , on peut utiliser, pour T1 à T4, des transistors du type Darlington, on atteint alors β de l'ordre de 1000.

Dans le cas d'un court circuit de la sortie, le transistor ballast devra supporter toute la tension d'entrée. Par conséquent la tension VCE de ces transistors devra au moins être égale à la tension présente à vide sur le condensateur de filtrage.

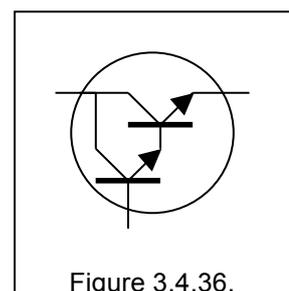


Figure 3.4.36.

Un dernier paramètre important est la tension de déchet du transistor. Il faudra veiller à choisir un transistor dont la tension de déchet est la plus faible possible.

Exemple: Dans le montage ci-dessus, on a une perte de 0,5 V dans les résistances d'émetteurs, avec une tension de déchet de 3 V, il faudra donc une tension d'alimentation de $13,5 + 0,5 + 3 = 19$ V. Mais il faudra également tenir compte des variations de tension du réseau, qui peut atteindre $\pm 10\%$. Donc la tension à la sortie du redresseur pourrait atteindre 23,2 V en charge et un peu plus à vide!

Dans une alimentation "heavy duty" 30 A, il n'est pas rare de voir une montage avec 8 transistors en parallèle.

En fonction du courant de sortie du montage régulateur, on trouve donc toute une série de variantes allant

- du simple transistor de puissance en boîtier TO-220 par exemple et sans refroidisseur,
- ou d'un simple transistor TO-3 menu d'un petit refroidisseur
- deux transistors TO-3 en parallèle avec une résistance d'émetteur pour l'équilibrage
- au montage ci-dessus avec 4 à 8 transistors en parallèle ...

Cas particulier d'une alimentation de laboratoire 0 à 30 V : Le montage ci-dessous commute la tension d'entrée de façon à limiter la puissance dans les transistors ballasts. Le redresseur est attaqué par une tension de 15 V~. U1 compare une tension de référence de 5,5 V à une fraction ($8k2 / (6k8 + 8k2) = 0,547$) de la tension de sortie de l'alimentation. Si la tension de sortie dépasse une certaine valeur $5,5 / 0,547$ soit 10 V, le comparateur³⁶ U2 (741) bascule. La tension de sortie passe à une tension voisine de la masse, la base de Q1 est alimentée, il devient conducteur et le relais RL est attiré, ce qui a pour effet d'alimenter le pont redresseur par une tension égale à $2 \times 15 V \sim$. R4 produit un effet d'hystérésis évitant un basculement intempestif lorsqu'on est à la tension limite. U1 fournit une tension stabilisée de 18 V stable et indépendante du reste du montage. D2 est la diode de redressement (mono alternance) pour ce circuit. Dz évite le passage progressif du courant et rend la commutation plus franche. D3 est la protection de Q1 contre les surtensions produite par la self de RL. La réduction de la tension d'entrée évite ainsi de devoir dissiper inutilement des watts dans les transistors ballasts.

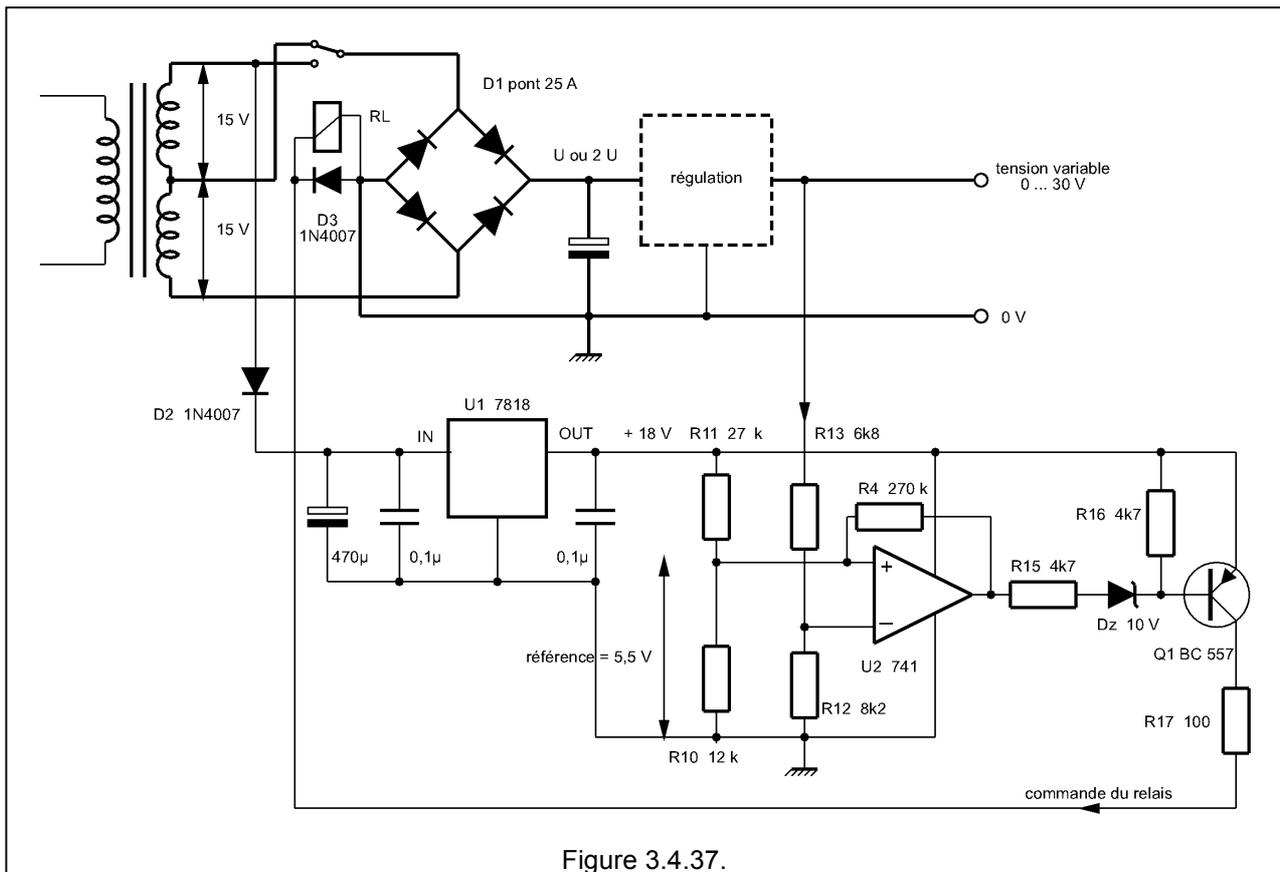


Figure 3.4.37.

Quelques transistors à recommander pour les ballasts :

| NPN | | PNP |
|---------------------|------------|----------------|
| 2N 3055 | | |
| 2N 3771 ... 2N 3773 | | 2N 3792 |
| 2N 4347 | | |
| BUX 20 | | |
| BDX63 et BDX65 | darlington | BDX62 et BDX64 |
| TIP 142 | darlington | |
| 2N 5303 | | |

³⁶ Le chapitre 3.9 est consacré au ampli opérationnel et ce montage sera étudié en détails.

3.4.18. Les régulateurs "3 pattes"

La tendance est maintenant d'utiliser des circuits régulateurs tout faits, dans un seul boîtier qui comporte 3 pattes c.-à-d. 3 connexions : une entrée, une masse et une sortie. Tout est à l'intérieur de ce CI, le transistor ballast, le régulateur différentiel, la protection contre les surcourants et la protection contre les surtensions. Il faut ajouter à cela un faible prix et une facilité d'utilisation.

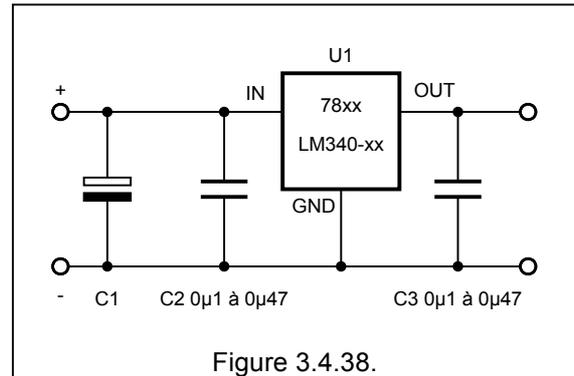


Figure 3.4.38.

Il existe deux types de régulateurs, ceux qui ont un transistor ballast dans la ligne positive et ceux qui ont ce transistor ballast dans la ligne négative, on les appelle "régulateurs positifs" et "régulateurs négatifs".

Les régulateurs 3 pattes existent pour des tensions standardisées de 5 V, 12 V, 15 V, 24 V.

Il existe aussi une version "low voltage drop" où la différence de tension entre entrée et sortie est réduite à 0,5 à 1,2 V, par rapport à la série conventionnelle des 78xx et 79xx où cette tension est de 3 V minimum!

Avec un régulateur positif et un régulateur négatif, on peut réaliser une alimentation pour les circuits opérationnels³⁷. Ci-dessous une alimentation typique, pour ces montages à ampli op. Elle peut aussi servir d'alimentation de laboratoire délivrant +15 V et -15 V.

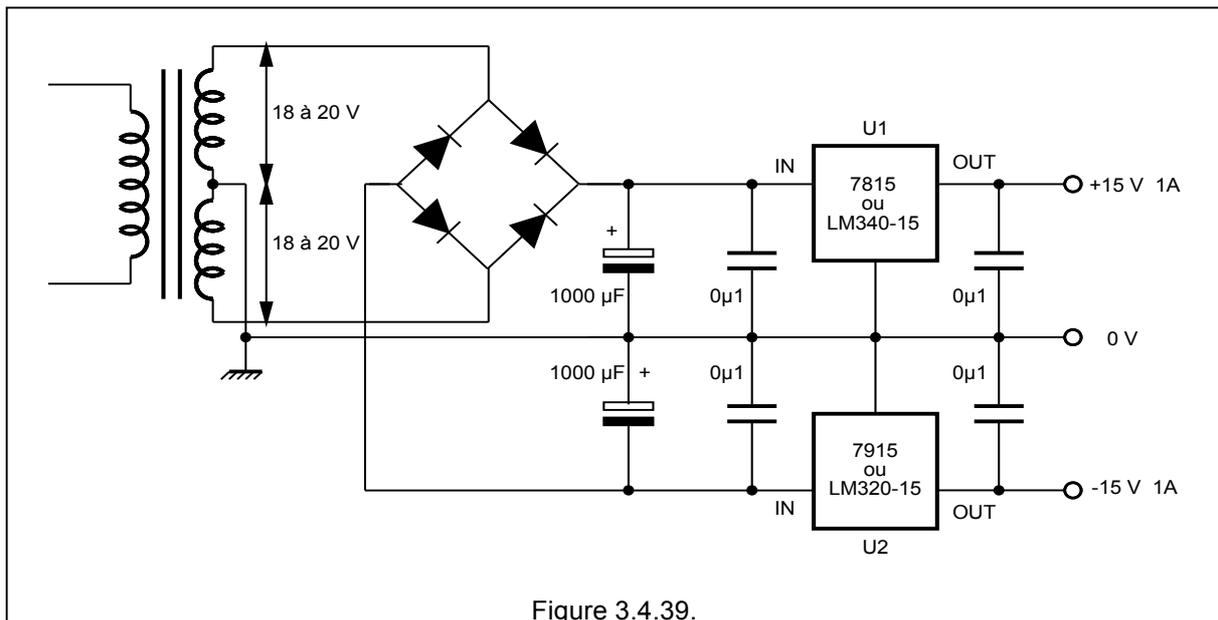
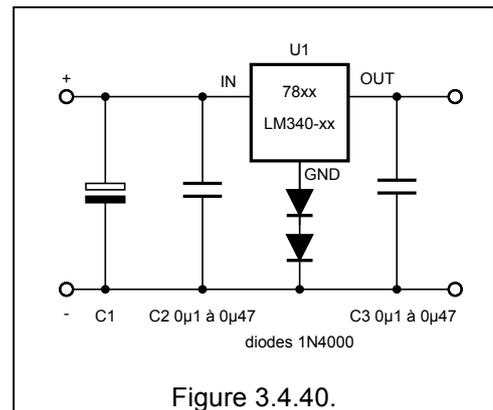


Figure 3.4.39.

³⁷ Voir chapitre 3.9

Il est possible d'augmenter la tension nominale d'un régulateur 3 pattes de 0,6 ou 1,2 V ou même plus en mettant en série avec la connexion de masse une diode au silicium si on veut 0,6 V de plus, ou deux diodes si on veut 1,2 V de plus (cas de la figure ci-contre) et ainsi de suite. Le courant dans la connexion de masse est en général très faible et ces quelques diodes ne dégradent pas les caractéristiques du régulateur. Dans ce cas il faut être prudent car la connexion de masse est bien souvent le boîtier. Sans diode supplémentaire le boîtier va directement à la masse, avec une ou des diodes supplémentaires, il faut isoler le boîtier.

Les régulateurs trois pattes sont caractérisés par un courant maximum. Ce courant maximum ne peut toutefois être garantis que si la dissipation n'est pas dépassée.



Le tableau ci-dessous donne un résumé des différents types de régulateurs de tensions couramment utilisés:

| |
|--|
| série 78xx = série LM340xx = tension positive |
| série 79xx = série LM320xx = tension négative |
| séries 78xx ou 79xx = boîtier TO220 ou TO3, courant maximum 1,5 A |
| séries 78Mxx ou 79Mxx = boîtier TO202 ou TO39, courant maximum 0,5 A |
| séries 78Lxx ou 79Lxx = boîtier TO92, courant maximum 0,1 A |

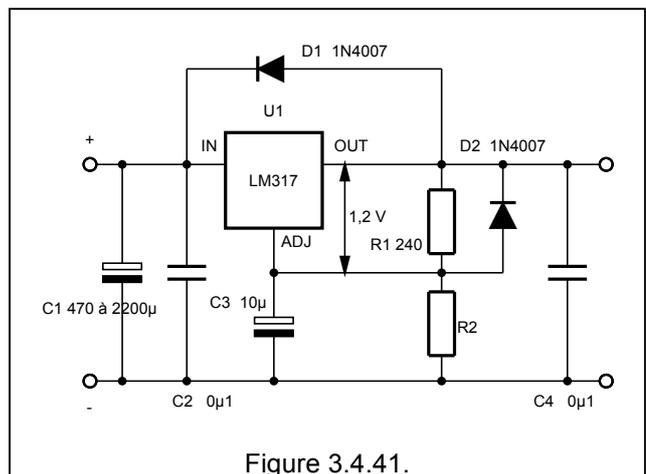
| | V _{out} | I _{out} | boîtier |
|--------|------------------|------------------|---------|
| LM323K | + 5 V | 3 A | TO3 |
| LM309K | + 5 V | 1 A | TO3 |
| LM345K | - 5 V | 3 A | TO3 |

Pour tous les types mentionnés ci-dessus, la tension maximale d'entrée est de 35 V et la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie doit être d'au moins 3 V.

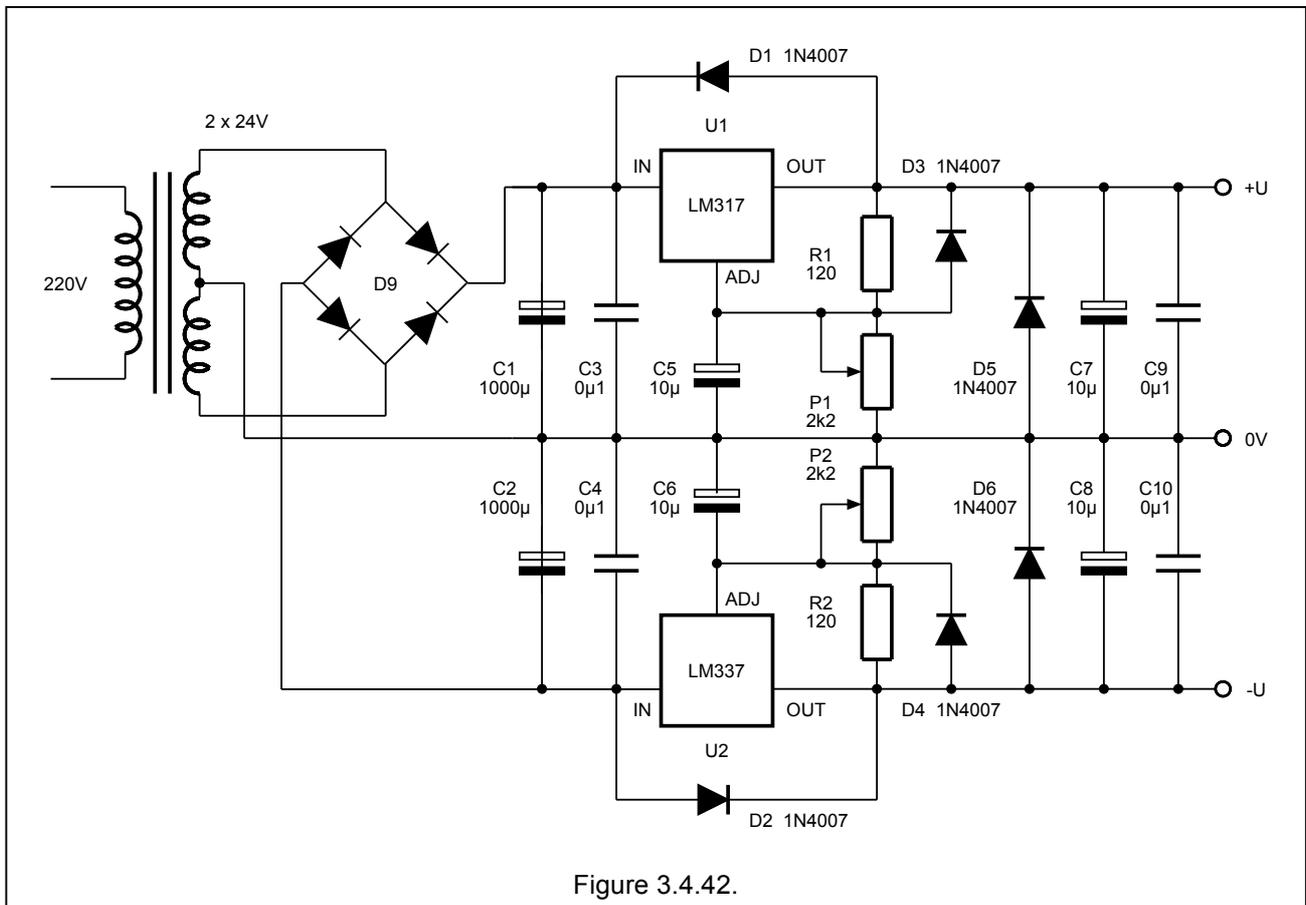
Il existe aussi des régulateurs ajustables : Ils sont similaires aux régulateurs 3 pattes, sauf que la connexion de masse s'appelle maintenant "ADJUST" et elle va permettre grâce à un diviseur de tension de fixer la tension. La tension de référence VREF entre la connexion de sortie et la connexion ADJUST, c.-à-d. aux bornes de R1 est par exemple de 1,2 V, il n'est alors pas difficile de trouver la valeur de R2.

R2 peut aussi être un potentiomètre, ce qui transforme le montage en alimentation variable.

Les diodes D1 et D2 protègent le LM317 contre les courts-circuits. C2 évite la décharge de C3.



Le schéma ci-dessous montre une alimentation double variable réglée à l'aide de régulateurs ajustables.



Liste de quelques régulateurs 3 pattes

| | | $V_{IN\ max}$ | V_{OUT} | $I_{OUT\ max}$ | boitier |
|--------|---|---------------|--------------|----------------|---------|
| LM 317 | + | 40 V | 1,2 à 37 V | 1,5 A | TO3 |
| LM 350 | + | 35 V | 1,2 à 32 V | 3 A | TO3 |
| LM 338 | + | 35 V | 1,2 à 32 V | 5 A | TO3 |
| LM 396 | + | 20 V | 1,25 à 15 V | 10 A | TO3 |
| LM 337 | - | 37 V | -1,2 à -37 V | 1,5 A | TO3 |

Application: Si $V_{réf} = 1,2\ V$, quelle est la tension minimum que l'on peut obtenir d'un régulateur 3 pattes ? ³⁸

Application: Avec un LM317, la tension d'entrée est de 32 V. $R_1 = 240\ \Omega$, Calculez R_2 pour avoir une tension variable jusqu'à 24 V ? ³⁹

³⁸ $V_{minimum} = V_{réf} = 1,2\ V$

³⁹ $R = (25 - 1,2) \times 240 / 1,2 = 4560\ \Omega$, un potentiomètre de 4k7 fera l'affaire ...

Le principe de régulation des régulateurs 3 pattes peut encore permettre une régulation de courant qui sera égal à $I = V_{réf} / R$.

Si on prend un 78xx, la tension $V_{réf}$ sera égale à xx, ce qui n'est pas très commode, tandis que pour un LM317 elle sera de 1,2V. La préférence va donc au LM317. Si la charge est nulle, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée moins la tension de chute dans U1.

Ce montage peut par exemple servir à alimenter des relais au bout d'une longue ligne et dans le cas où on veut que ces relais reçoivent assez de tension pour fonctionner. Le cas typique d'utilisation de ce montage est l'alimentation de relais de commutation d'antennes avec un boîtier de commutation à grande distance.

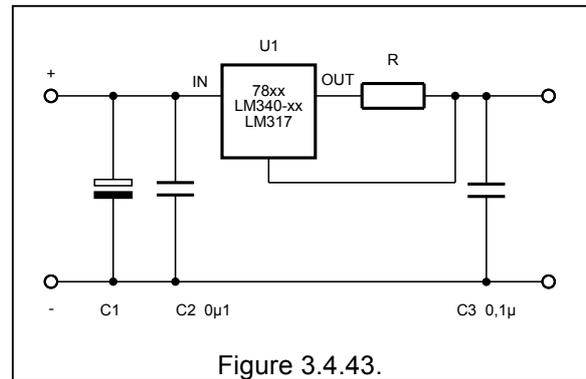


Figure 3.4.43.

Application: Avec un LM317, calculer R pour avoir un courant de 100 mA ?⁴⁰

3.4.19. Variantes utilisant les régulateurs à 3 pattes

Il est possible d'ajouter d'autres éléments autour d'un régulateur 3 pattes afin d'en faire un montage plus sophistiqué :

En ajoutant un transistor ballast extérieur Q1, on va augmenter considérablement le courant de sortie. I_0 est pratiquement égal à $(\beta_1 + 1) I_R \text{ max}$. Ainsi, si β_1 est égal à 15 et que $I_R \text{ max}$ est de 1 A, on pourra obtenir une alimentation de 16 A. Dans la pratique il faudra cependant limiter cette alimentation à 10 ou 12 A.

Le circuit en trait gras représente la partie "courant fort". Le transistor Q1 devra pouvoir supporter un courant de collecteur I_{C1} de 16 A et une puissance supérieure à la tension $V_{CE1} \times (I_0 - I_R)$. Il faut choisir R tel que $R = V_{be1} / (I_{R \text{ max}} - (I_0 \text{ max} / \beta_1))$

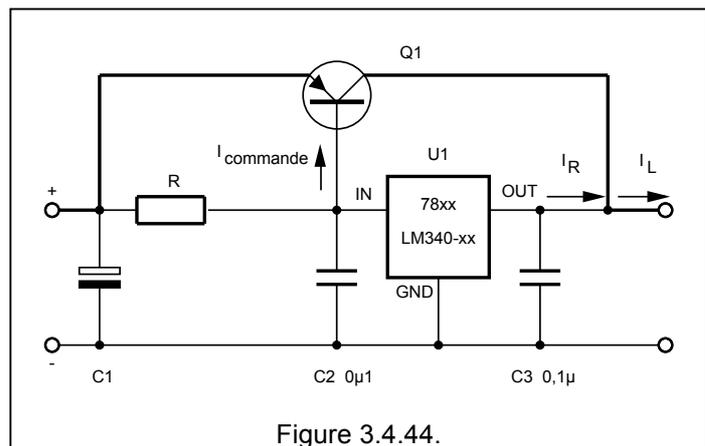


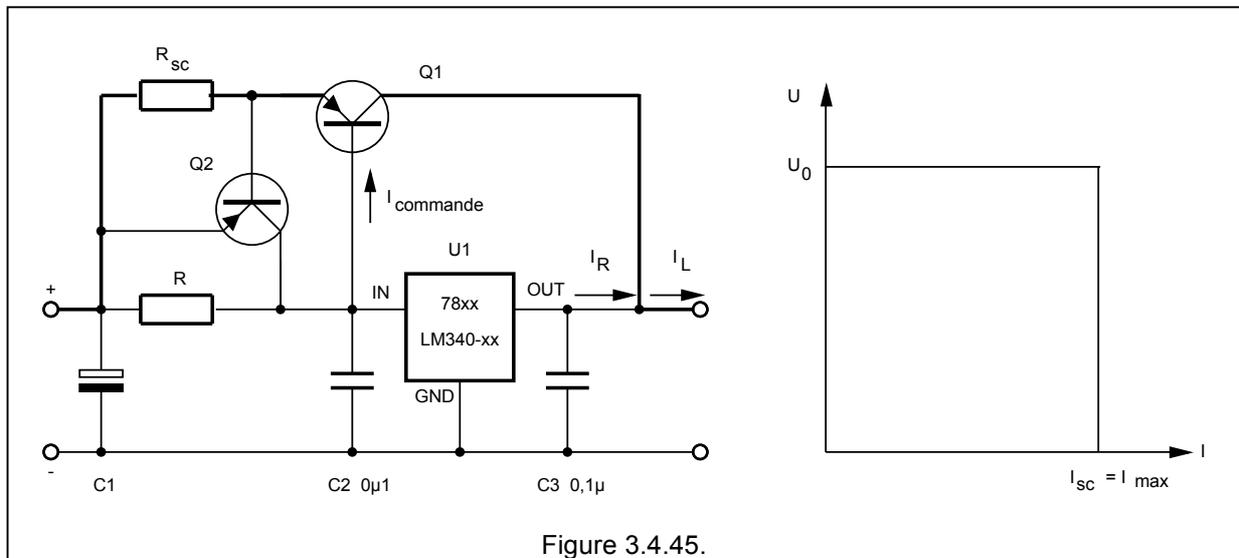
Figure 3.4.44.

Application: Sachant que l'on a un régulateur LM340-12 ($I_{\text{max}} = 1,5 \text{ A}$), que le transistor Q1 est un dont le β est de 20 et que le courant de sortie est de 10 A, calculez R ? Si cette valeur de R n'est pas disponible, allez vous prendre une valeur légèrement inférieure ou légèrement supérieure ?⁴¹

En ajoutant encore un transistor Q2 qui va limiter le courant maximum en cas de court-circuit $R_{SC} = V_{be2} / I_{SC}$ avec I_{SC} comme courant de court-circuit à partir duquel l'alimentation se met en limitation. La courbe U/I de ce montage est représentée ci-dessous. L'inconvénient est que le transistor de by-pass (Q1) dissipe énormément de puissance durant le court circuit.

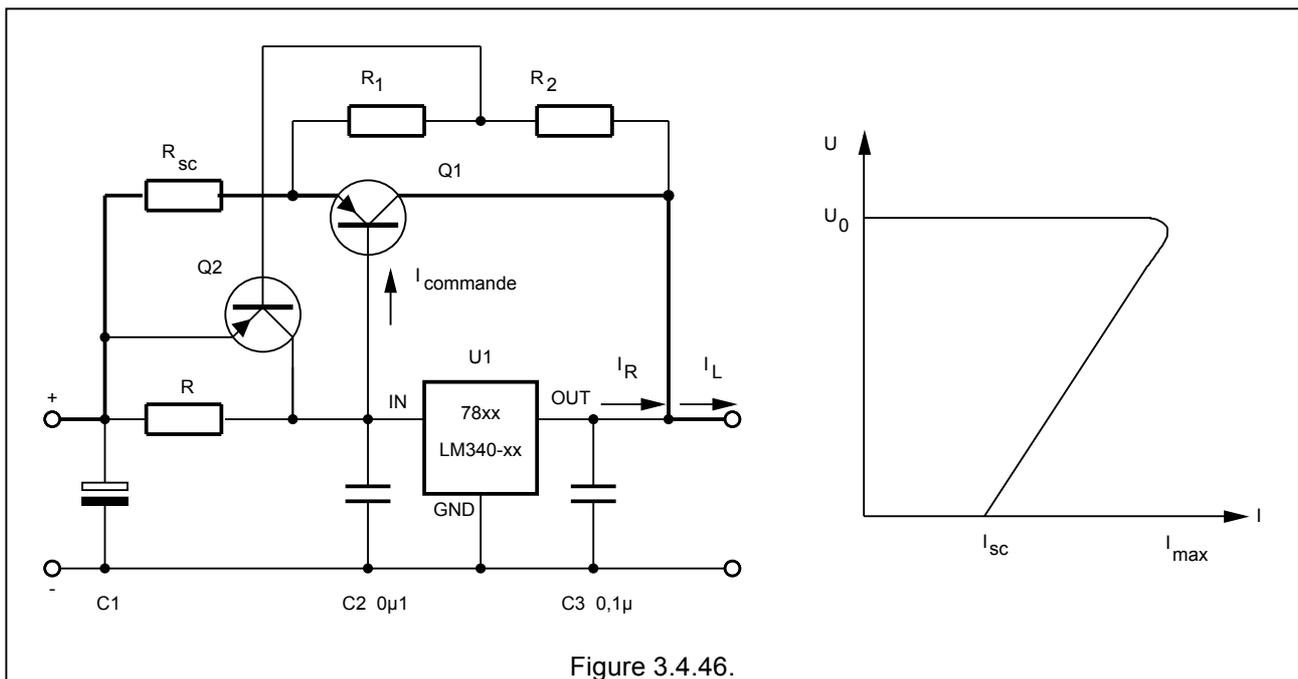
⁴⁰ Réponse : $R = 1,2 / 0,1 = 12 \Omega$, $P = 1,2 \times 0,1 = 0,12 \text{ W}$. Si la tension est de 25 V, le régulateur devra pouvoir dissiper $25 \times 0,1 = 2,5 \text{ W}$ au minimum !

⁴¹ Réponse : $R = V_{be1} / (I_{R \text{ max}} - (I_0 \text{ max} / \beta_1)) = 0,7 / (1 - (8,5 / 20)) = 1,21 \Omega$



En modifiant le montage, on va obtenir une protection foldback (ou "en épingle à cheveux"), c'est-à-dire que une fois que le courant maximum I_{sc} sera atteint, l'alimentation va se mettre en protection et le courant sera alors limité à une valeur beaucoup plus faible I_{fb} .

On calcule d'abord R_{sc} comme ci-dessus puis $I_{max} = U_0 (R_1 / (R_1 + R_2) + V_{be2}) / R_{sc}$



3.4.20. Autres régulateurs de tensions

Rappelez-vous du schéma du régulateur série à contre-réaction. Il existe des CI qui regroupent l'amplificateur différentiel, la détection de surcourant qui sont capables de délivrer une centaine de milliampères. Ces CI constituent aussi "un bloc" avec lequel on peut construire une alimentation régulée. Avec un transistor darlington on obtient un régulateur 3A.

L'avantage de ce bloc, par rapport au régulateur trois pattes est que sa régulation est encore meilleure. Le $\mu A723$ ou LM723 est le meilleur exemple de ce genre de régulateur.

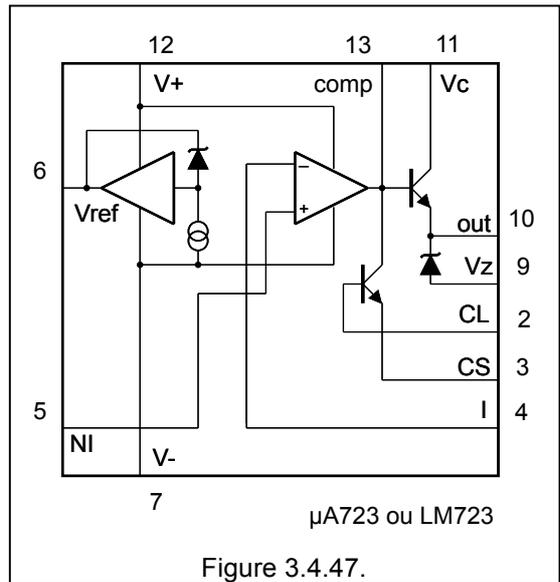


Figure 3.4.47.

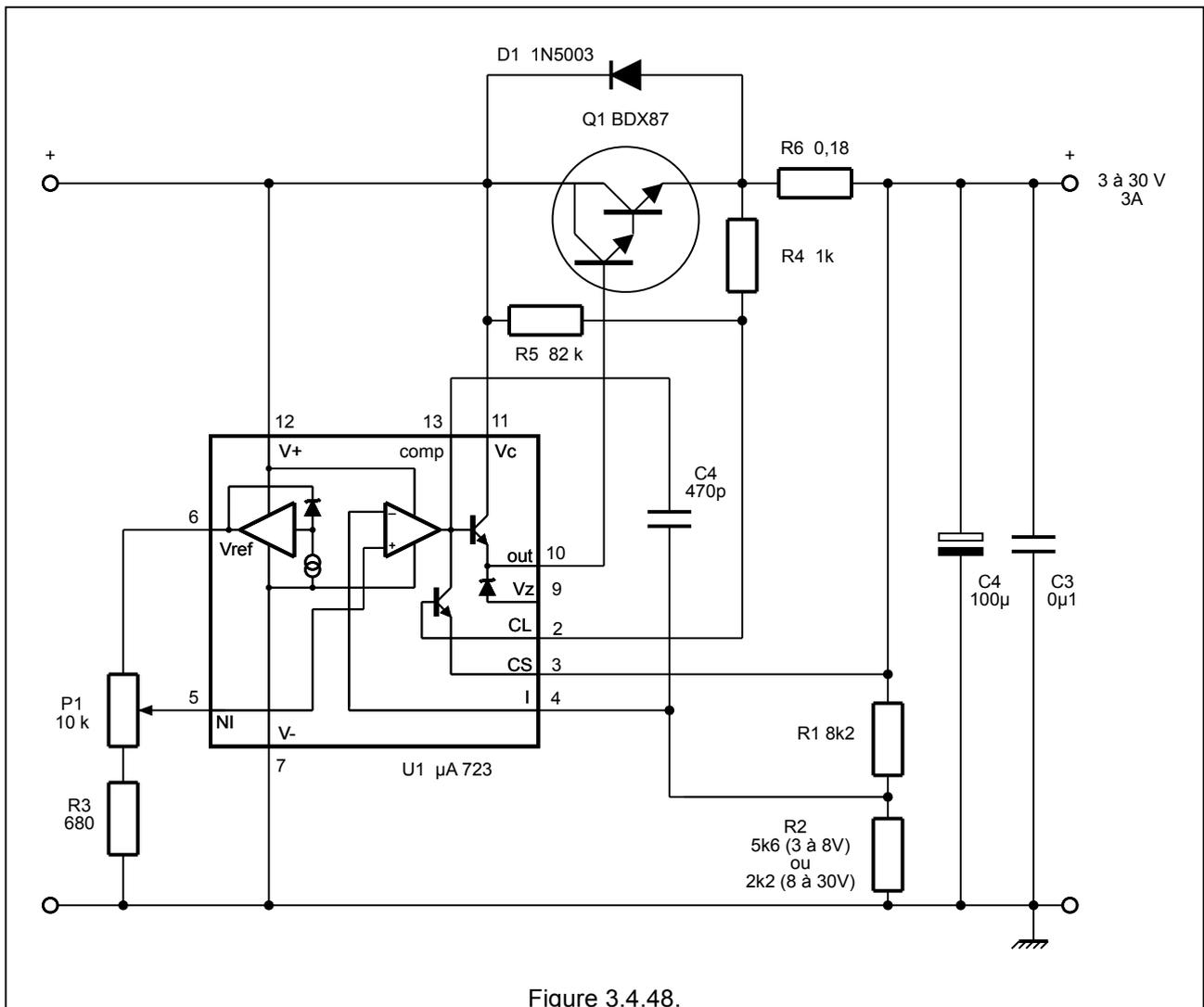


Figure 3.4.48.

Le schéma suivant montre une alimentation de laboratoire⁴² permettant d'obtenir 0 à 30 V avec un débit de 10 A :

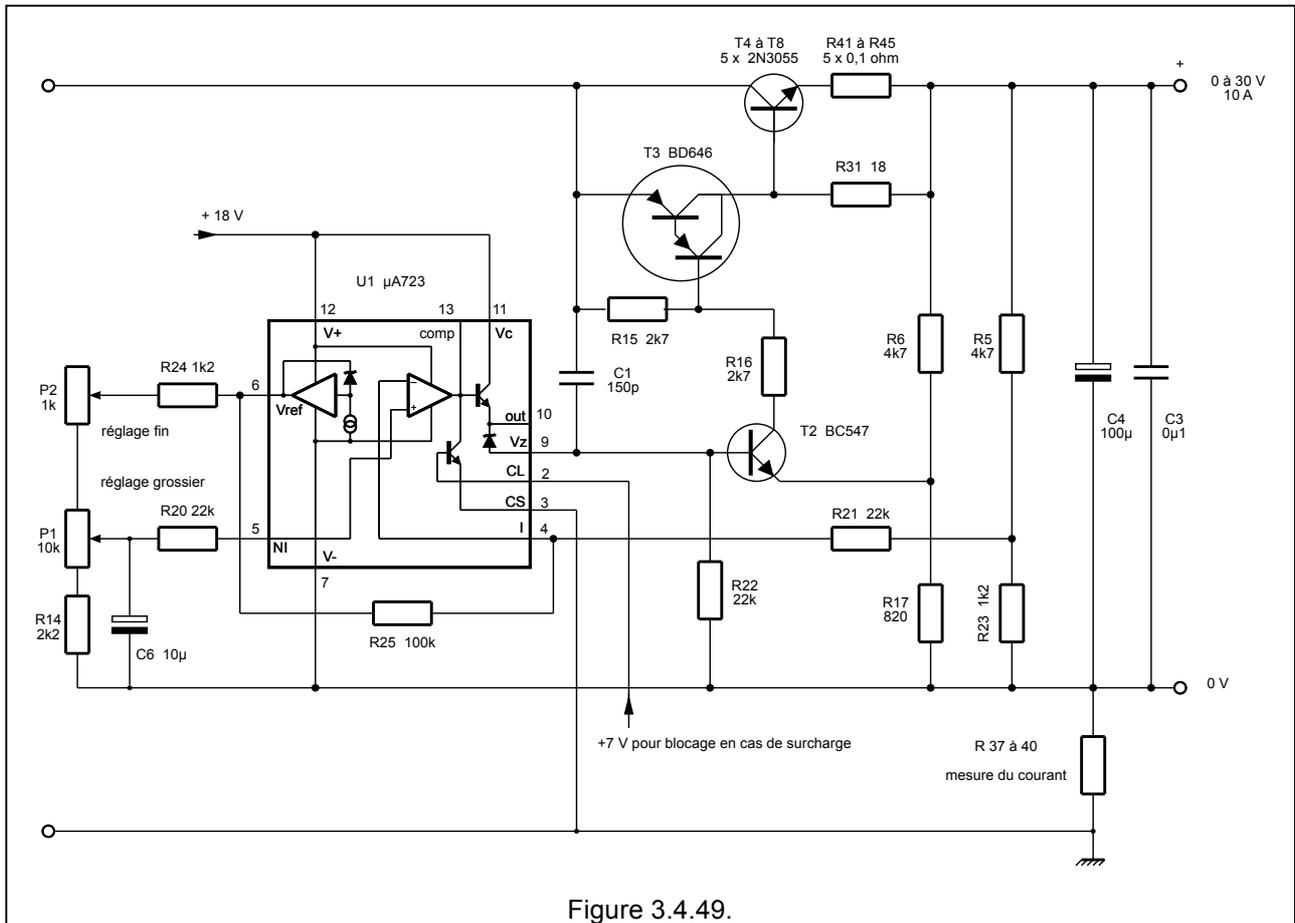


Figure 3.4.49.

⁴² Il s'agit au fait du schéma partiel de l'alimentation K-7200 de Velleman.

Le dernier schéma intéressant est une alimentation haute tension de 45 à 250 V avec un débit limité à 600 mA. Le LM723 est flottant et son alimentation est limitée à 36 V par une diode zéner.

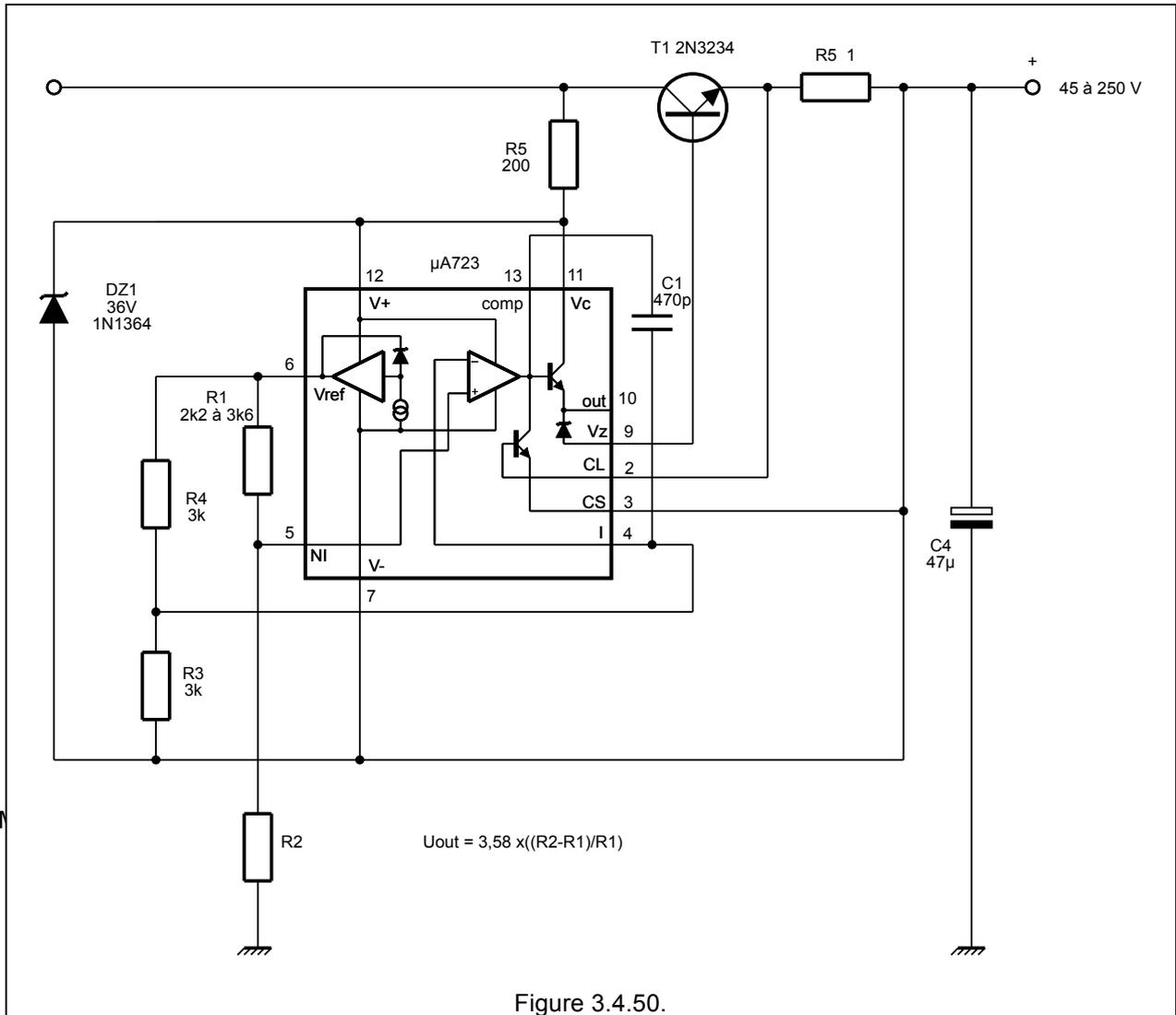


Figure 3.4.50.

3.4.21. Le refroidisseur⁴³

En analysant le problème du transistor ballast, nous avons aussi abordé le problème de l'énorme puissance à dissiper. Pour une alimentation 13,8V / 20 A cela représente 170 W en régime permanent et 440 W en cas de court circuit.

Le cours de physique nous apprend que la chaleur peut être transmise par 3 méthodes différentes

- par conduction : la chaleur passe par conduction de la jonction, vers le boîtier et du boîtier vers le refroidisseur
- par convection : la chaleur passe par convection du radiateur vers l'air ambiant
- par rayonnement : la chaleur passe du radiateur vers l'air ambiant, c'est la puissance 4 de la différence de température qui intervient ici ($T_2 - T_1$)

Soit donc un transistor monté sur un refroidisseur. Deux paramètres de température sont fixes:

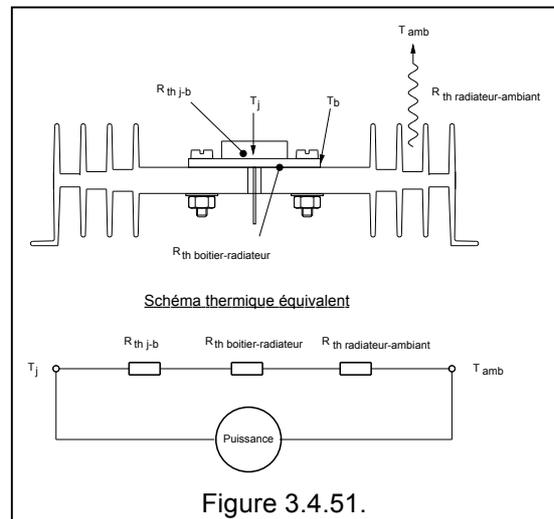
- la température ambiante qu'il ne faut pas prendre à 20°C, mais plutôt dans les conditions réelles (à l'intérieur du boîtier) et extrêmes (un jour de canicule !), prenons donc 45°C .
- la température maximum de la jonction : pour le silicium cette température ne peut JAMAIS dépasser 150 à 200°C.

La température et la puissance sont liées par une sorte de "loi d'Ohm" :

$$T_j - T_{amb} = P R_{th}$$

R_{th} s'appelle résistance thermique et elle s'exprime en °C / W. Un bon refroidisseur aura donc une faible R_{th} !

Les R_{th} s'additionnent et la R_{th} totale est égale à la R_{th} entre la jonction et le boîtier $R_{th\ j-b}$ + la R_{th} entre le boîtier et le refroidisseur $R_{th\ j-r}$ + la R_{th} entre le refroidisseur et l'air ambiant $R_{th\ j-a}$.



- la R_{th} entre la jonction et le boîtier $R_{th\ j-b}$: elle dépend de la construction du transistor et si nous classons les boîtiers de transistors, l'ordre sera le suivant TO-92 , TO-18 , TO-39 , TO-126 , TO220 , TO-3
- la R_{th} entre le boîtier et le refroidisseur $R_{th\ j-r}$: Si le transistor doit être isolé de la masse, on peut réaliser cette isolation
 - en isolant le transistor du refroidisseur à l'aide de mica et en le fixant à l'aide de colorette isolante
 - soit isoler le refroidisseur du reste du montage, cette solution est nettement supérieure car on n'introduit aucune R_{th} supplémentaire entre le transistor et le refroidisseur.
 - D'autres parts, on peut diminuer cette résistance en serrant convenablement le transistor, et en mettant une pâte conductrice de la chaleur⁴⁴.
 - la R_{th} entre le refroidisseur et l'air ambiant $R_{th\ j-a}$: C'est probablement sur ce facteur qu'on aura le plus d'influence !
- en sélectionnant le bon profil de refroidisseur et la bonne dimension : certains refroidisseurs se vendent en largeur différentes, d'autres se vendent au mètre.
 - en orientant les ailettes dans le sens vertical pour que la convection se fasse dans les meilleures conditions. En mettant un refroidisseur dans le sens contraire, on perd jusqu'à 20% de sa R_{th} ,

⁴³ Ce chapitre n'est pas spécialement lié aux alimentations. Il est également valable pour les amplificateurs de puissance.

⁴⁴ La pâte conductrice vieillit avec le temps. De plus il ne faut pas en mettre de trop sinon elle dégouline avec la température !

- en noircissant le radiateur, on peut gagner jusqu'à 10% de la R_{th} . Pratiquement tous les radiateurs sont en aluminium anodisé de couleur noire.⁴⁵
- en forçant l'air au moyen d'un ventilateur, On peut réduire la R_{th} d'un facteur de 3 à 5 environ grâce à un flux d'air !
- en extrayant les calories par un passage d'eau : c'est le cas extrêmes de refroidisseur pour de TRES TRES grosses puissances

Valeurs de quelques $R_{th\ j-b}$ et $R_{th\ refroidisseur}$ extraits de catalogue de fabricants de refroidisseurs :

| boîtier | $R_{th\ j-b}$ | | | $R_{th\ refroidisseur}$ |
|---------|----------------------|-------------------------|---------------------------------|-------------------------|
| | transistor en direct | transistor avec graisse | transistor avec mica et graisse | °C/W |
| TO-92 | | | | 30 à 85 |
| TO-5 | | | | 12 à 72 |
| TO-202 | 1,5 à 2 | 0,9 à 1,2 | 1,2 à 1,7 | 12,5 à 44 |
| TO-220 | 1 à 1,3 | 0,6 à 0,8 | 0,8 à 1,1 | 4,2 à 26 |
| TO-3 | 0,5 à 0,7 | 0,3 à 0,5 | 0,4 à 0,6 | 0,4 à 13 |

Exemple pratique: Soit un transistor 2N3055 qui peut dissiper 115 W. Imaginons que nous lui fassions dissiper 30 W (le 1/4 du maximum autorisé). La t° de la jonction ne peut pas dépasser 200°C, prenons 175°C par mesure de précaution, et le montage doit encore fonctionner lorsque la température ambiante est de 45°C (il s'agit de la température à l'intérieur du montage). La $R_{th\ j-b}$ annoncée par le constructeur est de 1,5°C / W. Calculez la R_{th} du refroidisseur ?

$$R_{th\ tot} = (175 - 45) / 30 = 4,3 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{th\ ra} = R_{th\ tot} - R_{th\ j-b} = 4,3 - 1,5 = 2,8 \text{ }^\circ\text{C/W.}$$

Même avec nos facteurs de sécurité élevés (30 W au lieu de 115 maximum autorisé), une marge pour ne pas dépasser les 200°C au niveau de la jonction et une marge de sécurité au niveau de la température ambiante, on constate qu'il faudra prendre ce problème avec beaucoup d'attention.⁴⁶

⁴⁵ Oui , je sais le noir n'est pas une couleur !!!

⁴⁶ Que dire alors des alimentations vendue 30 A , qui devraient donc alors pouvoir dissiper 300 W dans le ballast et qui sont munis de minuscules petits refroidisseurs ??.

3.4.22. Le transformateur

Quelques informations complémentaires sur le transformateur

| | simple alternance | double alternance transfo à prise médiane | double alternance redresseur en pont |
|----------------------|-------------------------|--|---|
| V _{moyen} = | 0,45 V _{eff} | 0,90 V _{eff} | 0,90 V _{eff} |
| V _{eff} = | 2,22 V _{moyen} | 1,11 V _{moyen} | 1,11 V _{moyen} |

Exemple pratique: Soit une alimentation 13,5 V sous 30 A. Nous avons aussi vu que le transistor ballast perdait au minimum (= tension de déchet) 3 à 4 V et que la chute de tension dans les résistances d'équilibrage était de 0,6 V. Il faudra donc, après filtrage une tension de $13,5 + 4 + 0,6 = 18,1$ V. Puisqu'il s'agit d'une alimentation "sérieuse", nous n'allons pas utiliser un montage simple alternance, donc il faudra un transfo dont la tension au secondaire soit de $V_{eff} = 1,1$ $V_{moyen} = 18,1 \times 1,11 = 20$ V

En charge il y aura donc une tension moyenne de 18 V sur le condensateur de filtrage, mais à vide cette tension va monter jusque $\sqrt{2} V_{eff} = 1,41 \times 20$ V = 28 V !

La puissance du transfo peut être déterminée par une formule empirique :

$$P_{\text{transfo}} = 1,5 \times P_{\text{continu}}$$

Reprenons notre exemple : la puissance en continu vaut $18,1$ V x 30 A = 543 W, donc le transfo devra pouvoir fournir une puissance de $1,5 \times 543 = 814$ W.

Toutefois, dans le domaine radioamateur une alimentation n'est pas chargée en permanence par le courant maximum :

- tout d'abord à cause de nos cycles transmission / réception
- puis à cause du mode de modulation : en effet en CW ou en SSB on peut admettre que la puissance moyenne est environ 0,5 x la puissance maximale.

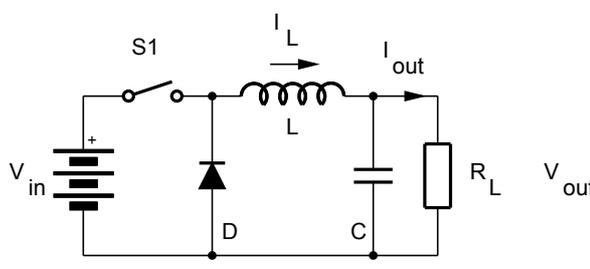
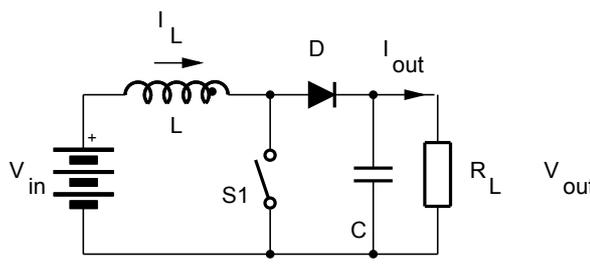
Dans ce cas la puissance du transfo peut être réduite à 40 % de la valeur calculée ci-dessus. Mais on ne peut pas réduire cette puissance dans le cas de la FM, de la RTTY ou du Packet Radio !

3.4.23. La régulation par découpage

Les montages que nous avons étudiés jusqu'à présent font partie de la famille des montages "linéaires". Le transistor ballast, joue un peu le rôle de "grosse résistance série" que l'on peut contrôler. Le principal inconvénient de ces montages est un rendement en puissance très faible. Nous avons, par exemple, vu que pour une alimentation 13,8 V, on parlait d'une tension de l'ordre de 20 à 25 V, ce qui signifie que pratiquement 100 % de la puissance de sortie est également dissipée en chaleur dans le transistor ballast, donc un rendement de 50 % ! Si on ajoute les pertes dans le transfo, les pertes dans les diodes de redressements, on arrive à un épouvantable rendement de l'ordre de 30 à 40 %. Il y a moyen de faire beaucoup mieux, mais c'est un peu plus compliqué ... avec les alimentations à découpage encore appelée "hacheurs" (par les français) ou **switched mode power supplies** ou **SMPS**⁴⁷.

Contrairement aux régulateurs linéaires, les régulateurs à découpages permettent aussi d'élever la tension de sortie et de produire des tensions multiples à partir d'une seule boucle de régulation. Les régulateurs à découpage permettent aussi d'inverser la polarité.

La régulation par découpage permet de nombreux montages qui seront examinés ci-dessous:

| | |
|--|--|
| <p>Le hacheur Buck ou Forward Regulator ou hacheur série : Quand l'interrupteur S1 se ferme, la self emmagasine l'énergie. La diode est bloquée. Quand l'interrupteur s'ouvre L fournit une tension inverse, ce qui rend la diode conductrice et C se décharge dans la charge. La tension de sortie dépend de la tension d'entrée et du rapport cyclique k : $V_{out} = V_{in} k$</p> <p>Quand l'interrupteur S1⁴⁸ se ferme, le courant I_L croît de façon linéaire, une partie de ce courant va dans le condensateur, l'autre dans la charge. La self emmagasine de l'énergie.</p> <p>Ce montage est donc toujours un montage abaisseur de tension.</p> |  <p style="text-align: center;">Figure 3.4.52.</p> |
| <p>Le hacheur Boost ou hacheur parallèle : Quand l'interrupteur est fermé, la self emmagasine de l'énergie et la diode est bloquée. Quand l'interrupteur s'ouvre la diode devient conductrice et la charge est alimentée. La tension de sortie vaut : $V_{out} = V_{in} (1 - k)$</p> |  <p style="text-align: center;">Figure 3.4.53.</p> |

⁴⁷ La très grande crainte des radioamateurs vis-à-vis des alimentations à découpage est la production de "birdies". En balayant les bandes de fréquences, on peut retrouver à intervalles réguliers des "chouillis", des bruits ressemblant à des oiseaux (les "birdies"). Ces bruits sont très gênant pour l'écoute. Ce phénomène était réel pour les toutes premières alimentations à découpage, depuis lors la plupart des constructeurs ont dotés leurs alimentations de sérieux filtres et les "birdies" ne sont plus (ou presque plus ...) audibles.

⁴⁸ En réalité ce n'est pas un interrupteur, mais un transistor bipolaire ou un transistor MOSFET !

Le montage **flyback**: il ressemble au montage boost, où la self serait remplacée par un transformateur. L'énergie n'est stockée que pendant le temps de la conduction de l'interrupteur

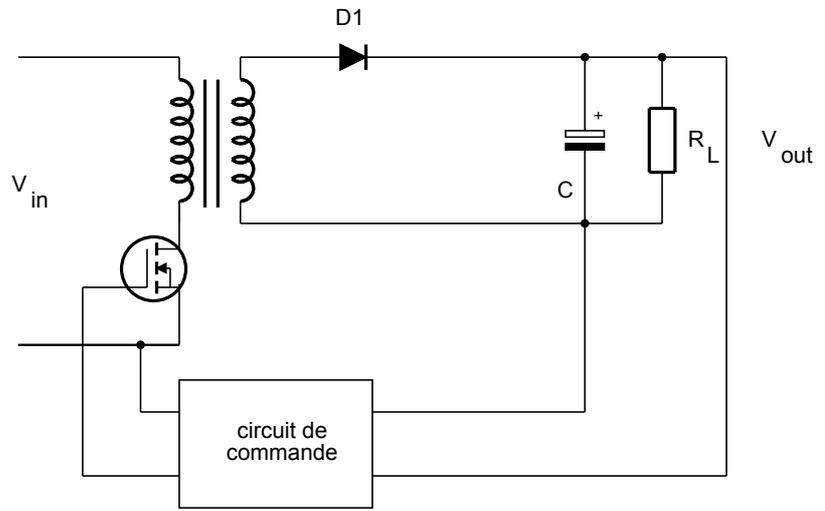


Figure 3.4.53.

Le montage **forward** : Quand le transistor conduit, l'énergie est simultanément stockée dans L et passe par la diode D1 vers la charge, D2 est bloquée. Quand le transistor est bloqué, l'énergie de L passe vers la charge par la diode D2. Le troisième enroulement limite la tension de crête sur le drain.

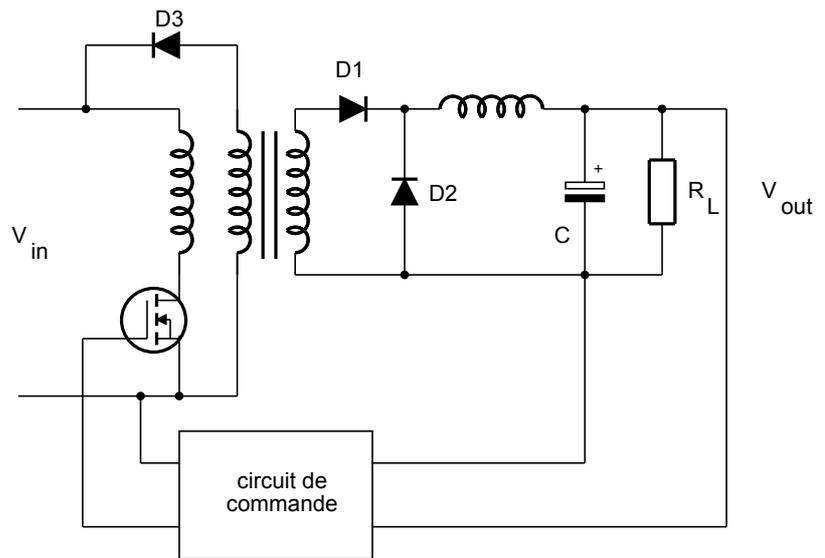
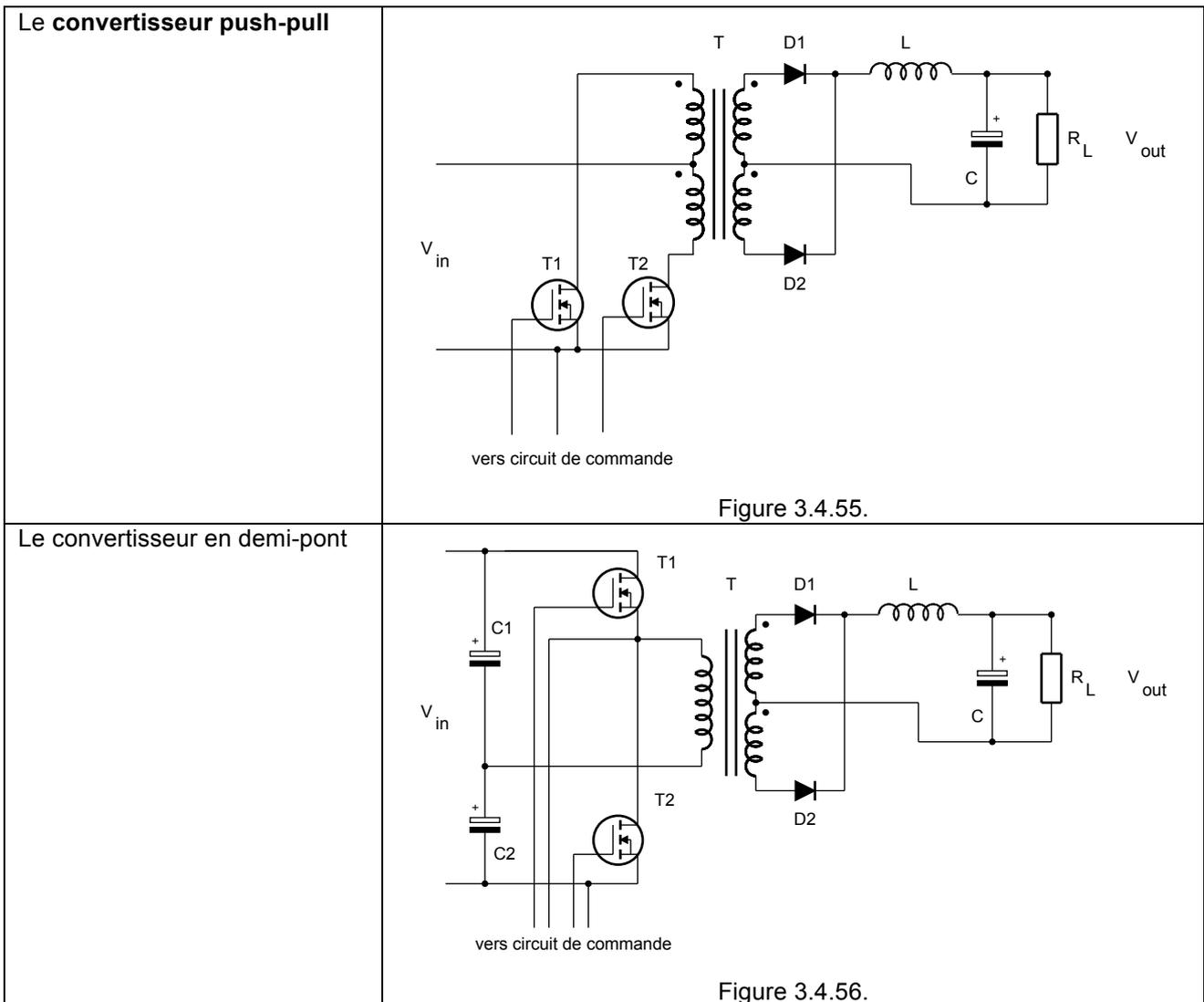


Figure 3.4.54.



Un transistor qui fonctionne par tout ou rien ne dissipe pas beaucoup d'énergie.

$$0,6 \times 20 = 1,2 \text{ W}$$

$$25 \times 0,01 = 0,25 \text{ W}$$

Dans le montage si contre, lorsqu'on ferme l'interrupteur, le courant dans la self croît de façon linéaire. L'énergie s'accumule alors sous forme d'énergie magnétique dans la self. Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, l'énergie dans la self se libère dans le condensateur. Il y a inversion de la tension aux bornes de la self.

Un des circuits les plus utilisé est le TL497, il comporte (presque) tous les éléments pour faire un régulateur avec un courant de 0,5A . Le TL497 ne comporte par la self ! On peut évidemment adjoindre des transistors extérieurs pour obtenir des puissances plus importante. La fréquence est fixée par un condensateur extérieur

| | | | | |
|----------------------------------|------|------|------|------|
| C_T (pF) | 250 | 500 | 1000 | 2000 |
| t_{on} (μS) | 22 | 44 | 80 | 180 |
| f (si $t_{on} = t_{off}$) (kHz) | 22,6 | 11,3 | 6,25 | 2,77 |

3.4.24. Débit sur force contre-électromotrice

3.4.24.1. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur simple alternance

Jusqu'à présent nous avons supposé que nos circuits redresseurs étaient chargés par des résistances pures, mais il est encore un cas très intéressant à étudier, celui où le redresseur débiterait sur une batterie d'accumulateurs. Nous ne considérerons que le cas le plus fréquent celui d'un redresseur simple alternance.

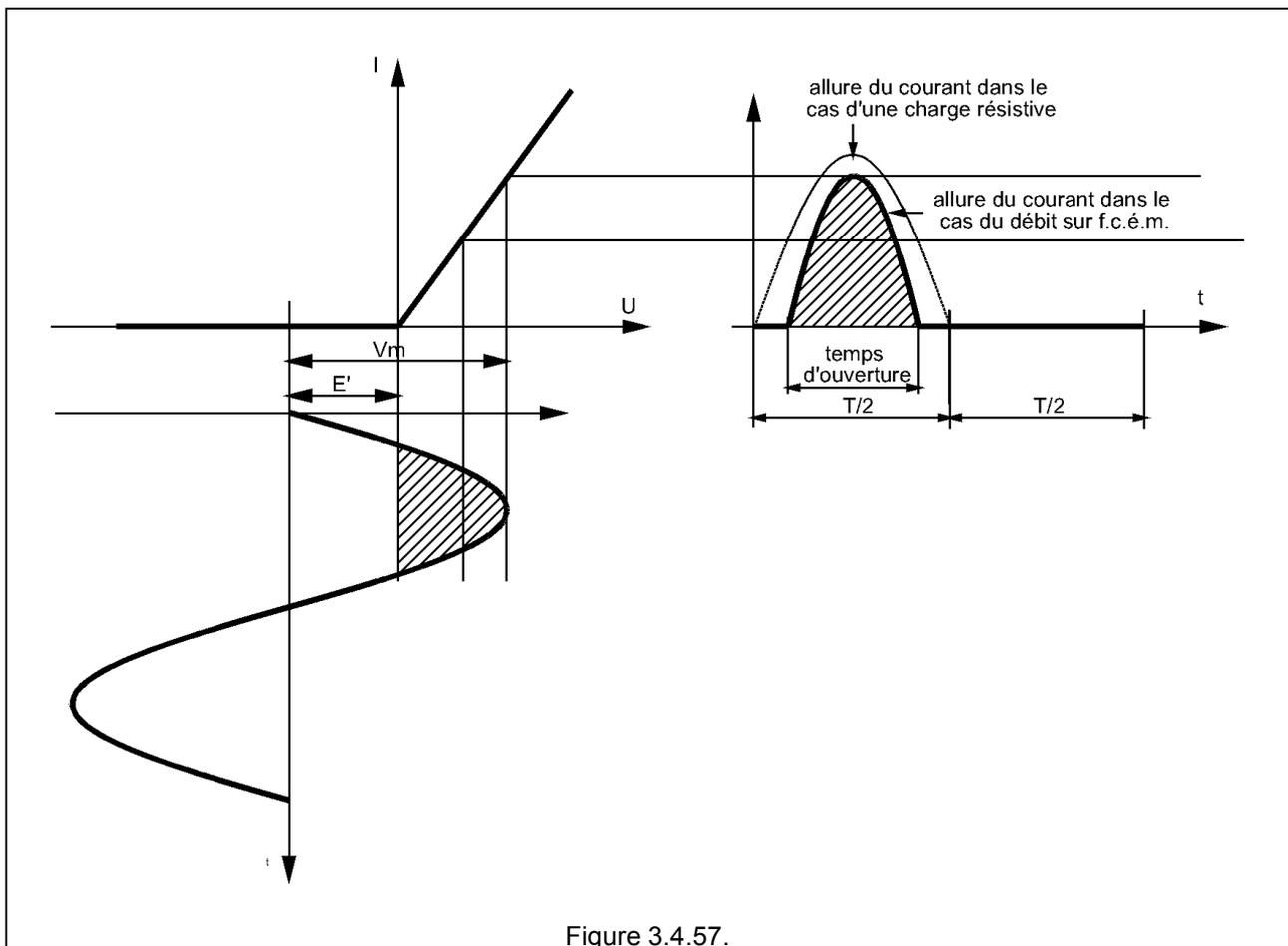


Figure 3.4.57.

Le redresseur ne débite que lorsque $v \geq E'$, c'est à dire deux fois par période. L'allure du courant est une calotte de sinusoïde, alors que pour une charge résistive c'était une demi sinusoïde. Le temps d'ouverture c'est à dire la durée du passage du courant pendant chaque période est inférieur à la période et peut tendre vers zéro.

Le redresseur conduit dès l'instant t_0 tel que $v = V \sin \omega t = E'$ c.-à-d. pour une valeur telle que $\sin \alpha = E'/V$ et s'arrête de conduire à l'instant $T/2 - t_0$.

On définit aussi le facteur d'ouverture comme le rapport du temps d'ouverture à la période

$$a = (\pi - 2 \alpha) / 2 \pi$$

On définit l' excédent moyen de tension comme étant la tension moyenne durant le temps d'ouverture, elle s'obtient en calculant l'aire de la calotte de sinusoïde et on obtient

$$E_c = (V_m / \pi) (\cos \alpha - \pi a \sin \alpha)$$

Le courant redressé moyen I_m s'obtient en divisant l'excédent moyen par la résistance équivalente du circuit.

Exemple: Si une batterie dont $E' = 12,5 \text{ V}$ et la résistance interne ρ est de $0,2 \Omega$, et une tension efficace de 11 V . Calculez l'excédent moyen et le courant moyen dans la batterie ? Calculez le courant de pointe ?

Calculons la tension maximum : $V_m = 11 \times \sqrt{2} = \overline{15,5} \text{ V}$

puis $\sin \alpha = E' / V_m = 12,5 / 15,5 = 0,806$ d'où $\alpha = 0,937$ radians

a $\pi = (\pi - 2 \alpha) / 2 = 0,633$

puis l'excédent de tension : $E_c = (V_m / \pi) (\cos \alpha - \pi a \sin \alpha)$

$E_c = (15,5 / \pi) (\cos 0,937 - 0,633 \sin 0,937) = 4,93 (0,592 - 0,510) = 4,93 \times 0,082 = 0,404 \text{ Volt}$

puis le courant moyen : $I_c = 0,404 / 0,2 = 2,02 \text{ A}$

et le courant de pointe : $I_m = (V_m - E') / \rho = 15,5 - 12,5 / 0,2 = 3 / 0,2 = 15 \text{ A}$

3.4.24.2. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur double alternance

Dans le cas d'un redresseur double alternance, l'excédent moyen est double et le courant moyen également. Le rapport courant maximum / courant moyen est plus faible.

3.4.25. Alimentation avec batterie en tampon

Dans certaines applications il est nécessaire d'avoir une alimentation garantie même pendant les coupures de la tension secteur. En supposant que l'installation soit sous 12 V (13,8 V) voici une application.

Lorsque la tension du secteur est présente, le relais RL est attiré, la batterie ne débite pas dans la charge, par contre la résistance R et la diode D5 assurent le courant de maintien de charge. Ce courant peut être fixé à 1/50ème de la capacité.

Lorsque la tension du secteur disparaît, le relais RL est relâché et c'est maintenant la batterie qui alimente la charge.

La combinaison d'une diode zéner en série avec un relais permet de diminuer l'hystérésis. La valeur exacte de la tension de la diode zéner dépendra de la tension "normalement" présente à la sortie du redresseur.

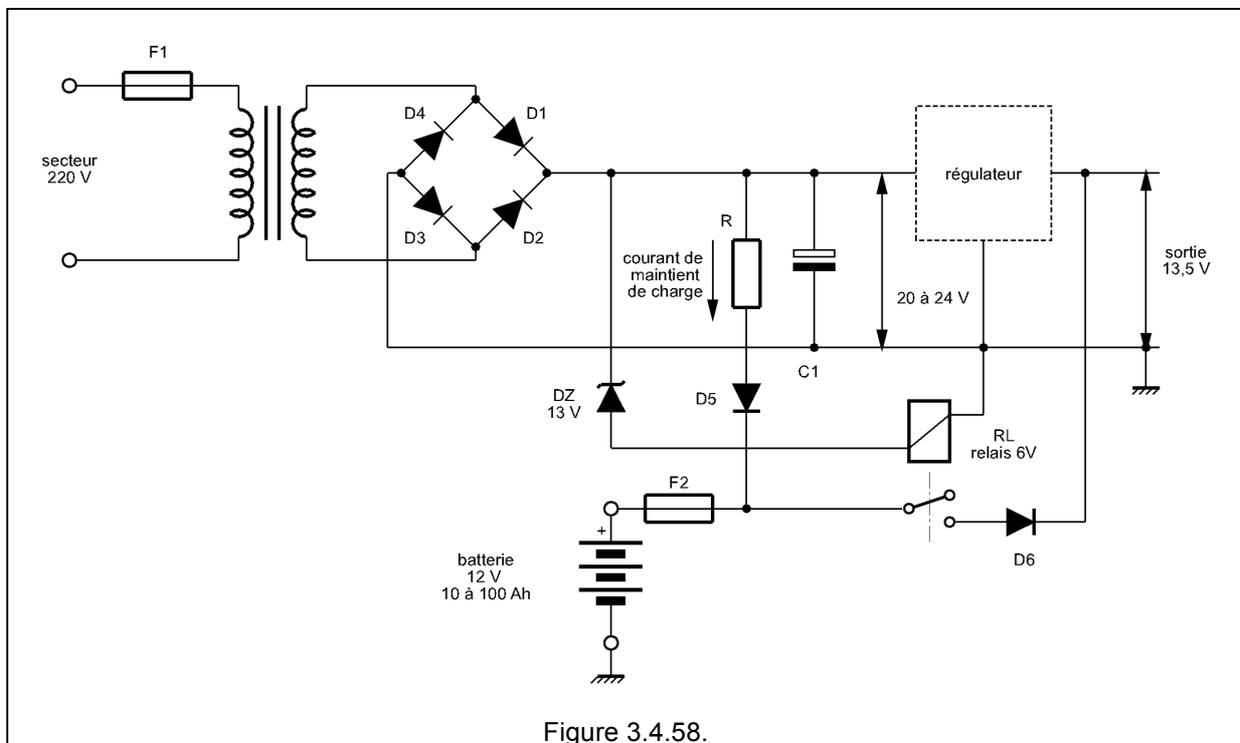


Figure 3.4.58.

Application: Si le redresseur fournit 22 V et que la capacité de la batterie est de 50 Ah, calculez R ?⁴⁹

L'inconvénient de ce circuit est de nécessiter un temps relativement important pour la recharge de la batterie (50 h puisque le courant est de 1/50ème). Une solution alternative consiste à remplacer la résistance R par une ampoule. L'ampoule doit être sous alimentée. Donc ici, comme il y a 7,9 V de chute de tension, on prendra une ampoule de 12 V. Une ampoule sous alimentée se comporte comme une résistance à coefficient de température négatif, si la tension de la batterie est faible, la résistance de l'ampoule sera plus faible et le courant sera plus important. Par contre, au fur et à mesure que la batterie se charge la résistance de l'ampoule va augmenter et le courant va diminuer. Le choix de l'ampoule se fera de façon empirique en fonction de la capacité et de la tension redressée et filtrée, mais on veillera, dans l'exemple ci-dessus, à avoir le courant de maintien de charge à 1/50ème de la capacité.

Le fusible F1 protège le transfo, F2 protège la batterie.

⁴⁹ Solution : $R = (22 - 13,5 - 0,6) / 1 = 7,9 \Omega$, $P = 7,9 \times 1^2 = 7,9 W$

Le montage suivant utilise un transistor FET et un optocoupleur pour le commander.

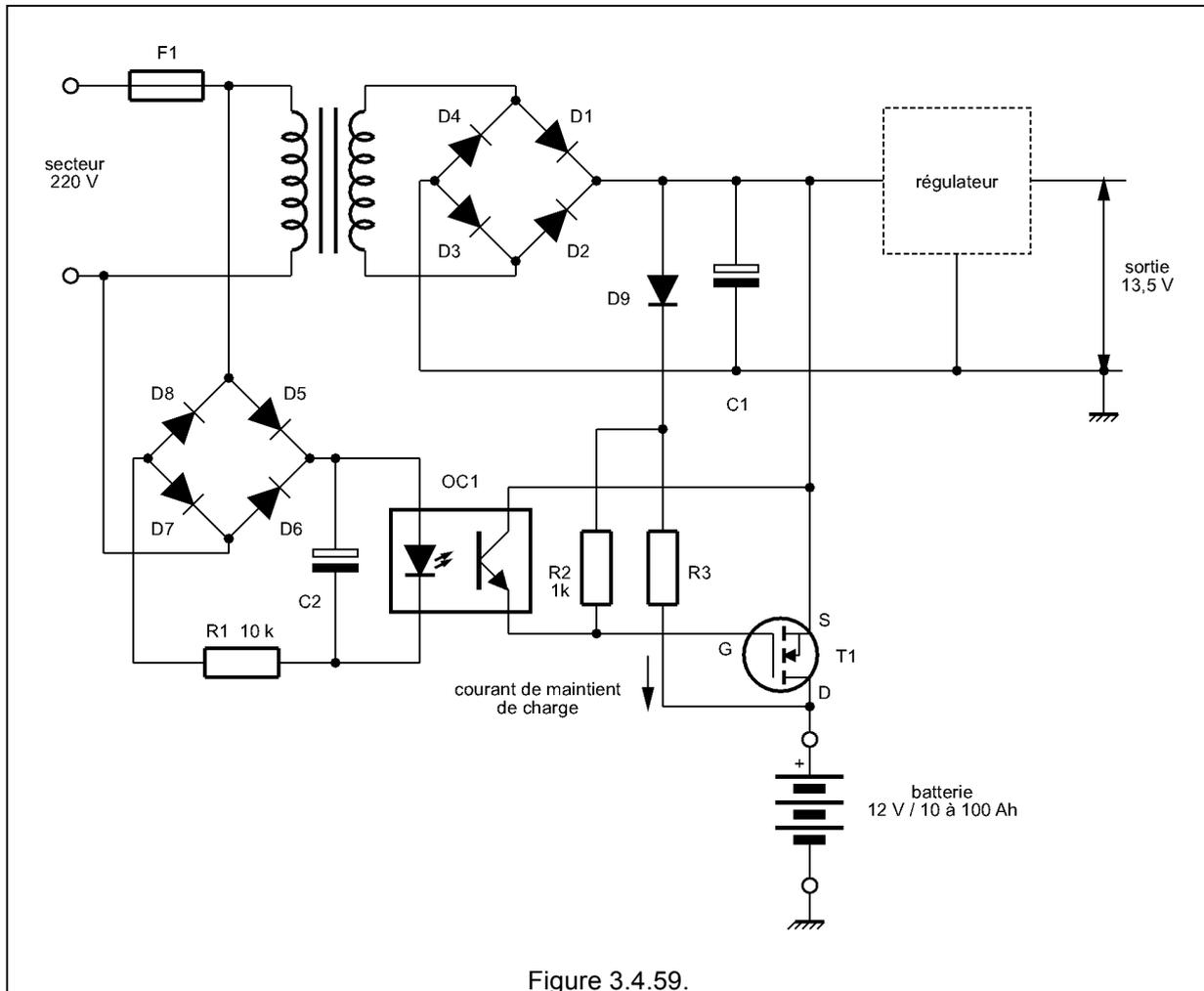


Figure 3.4.59.

3.4.26. Alimentation pour montages à tubes

La figure ci-contre représente un schéma typique pour alimenter un récepteur à tubes ou pour un appareil de mesures à tubes. Ce montage est donc plein de nostalgie ...

Il s'agit d'un montage redresseur double alternance avec une double diode appelée "redresseuse". Le filament de celle-ci est alimenté par un enroulement séparé.

Ce redresseur est suivi d'un circuit de filtrage en pi avec une self et deux condensateurs. Typiquement ce genre d'alimentation délivrait entre 150 et 350 V et un courant de 50 à 500 mA suivant le transfo et le redresseur.

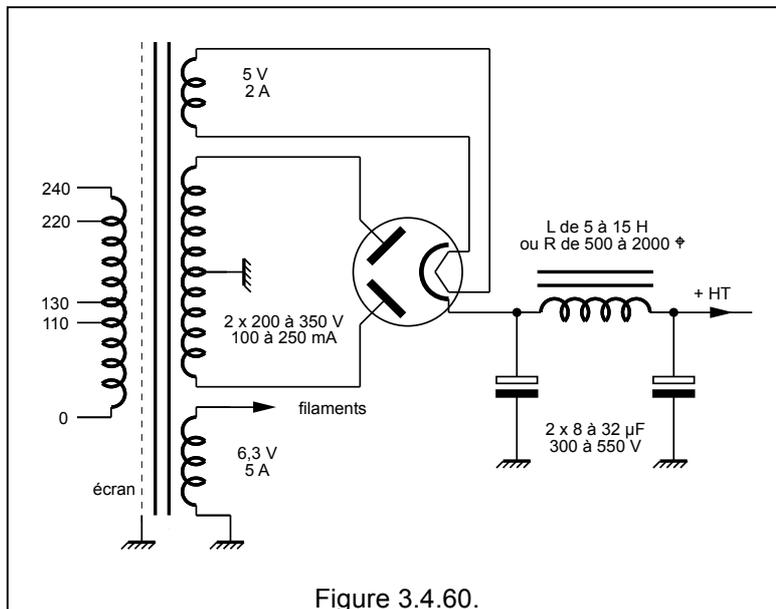


Figure 3.4.60.

Notez :

- la forte tension de service des condensateurs de filtrage (au moins 1,5 x la tension du primaire).
- l'enroulement avec une tension typique de 6,3 V pour les filaments des autres tubes
- l'écran électrostatique qui n'est qu'une feuille de cuivre entre le primaire et le(s) secondaire(s) mais qui ne forme pas une boule. Cet écran est mis à la masse et empêche les parasites d'être transmis au(x) secondaire(s)
- un primaire "multi tension" pour pouvoir s'adapter aux différentes normes des réseaux.

Vous trouverez la suite de ce chapitre dans un autre document.

3.14a. Tables des matières

| | |
|---|----|
| 3.1. Les combinaisons de composants | 2 |
| 3.1.1. Circuits série et parallèle..... | 2 |
| 3.1.2. Combinaisons de résistances | 3 |
| 3.1.3. Combinaison de condensateurs | 11 |
| 3.1.4. Combinaisons de bobines..... | 14 |
| 3.1.5. Résumé..... | 16 |
| 3.1.6. Théorème de Kennely ou transformation de circuit triangle/ étoile (Té en π)..... | 17 |
| 3.1.7. Mise en parallèle et en série de diodes | 20 |
| 3.2. Circuits RLC série et parallèle | 21 |
| 3.2.1. Circuit RLC en courant continu | 21 |
| 3.2.1.1. Circuit RC en courant continu | 21 |
| 3.2.1.2. Circuit RL en courant continu | 23 |
| 3.2.2. Circuit RLC en courant alternatif..... | 24 |
| 3.2.2.1. Rappel des circuits ne comportant qu'un élément R, L ou C | 24 |
| 3.2.2.2. Circuit RC série..... | 25 |
| 3.2.2.3. Circuit RC série | 26 |
| 3.2.2.4. Circuit RLC série | 27 |
| 3.2.2.5. Circuit RLC parallèle | 29 |
| 3.2.2.6. Résumé : Circuit RLC série et parallèle | 30 |
| 3.2.2.7. La résonance dans les circuits RLC série et parallèle | 31 |
| 3.2.2.8. Facteur de qualité des bobines et des condensateurs..... | 32 |
| 3.2.2.9. Facteur de qualité des circuits RLC parallèle..... | 33 |
| 3.3. Les filtres | 34 |
| 3.3.1. Généralités..... | 34 |
| 3.3.2. Circuits RC..... | 35 |
| 3.3.2.1. Filtre RC passe haut et passe bas | 35 |
| 3.3.2.2. Pont de Wien | 36 |
| 3.3.2.3. Filtre en double Té | 36 |
| 3.3.2.4. Le réseau déphaseur ("phase shifter")..... | 36 |
| 3.3.3. Circuits LC | 37 |
| 3.3.3.1. Circuit LC série ou parallèle | 37 |
| 3.3.3.3. Passe-haut | 39 |
| 3.3.3.4. Trucs et astuces | 40 |
| 3.3.4. Circuits couplés..... | 43 |
| 3.3.5. La réponse d'un filtre et l'ordre d'un filtre | 44 |
| 3.3.6. La phase dans les filtres | 45 |
| 3.3.7. Les types de filtres | 45 |
| 3.3.8. Les filtres piézo-électriques, les filtres à quartz ou à céramiques et les filtres à ondes de surfaces | 46 |
| 3.3.9. Les filtres actifs | 46 |
| 3.3.10. Les filtres DSP | 46 |
| 3.4. Les alimentations..... | 47 |
| 3.4.1. Généralités..... | 47 |
| 3.4.2. Le redresseur mono alternance | 48 |
| 3.4.3. Le redresseur double alternance avec transfo à prise médiane | 49 |
| 3.4.4. Le redresseur double alternance avec pont de diodes | 50 |
| 3.4.5. Tableau récapitulatif..... | 52 |
| 3.4.6. Choix des diodes | 53 |
| 3.4.7. Redressement triphasé..... | 55 |
| 3.4.8. Les redresseurs contrôlés..... | 56 |
| 3.4.9. Les multiplicateurs de tensions..... | 57 |
| 3.4.10. Les cellules de filtrages..... | 59 |
| 3.4.11. Variantes de montages redresseurs | 62 |
| 3.4.12. La régulation de tension..... | 63 |
| 3.4.13. Régulateur à diode zéner..... | 63 |
| 3.4.14. Les régulateurs séries..... | 65 |
| 3.4.15. Protection contre les surcourants | 66 |

| | |
|---|----|
| 3.4.16. Protection contre les surtensions | 66 |
| 3.4.17. Le transistor ballast..... | 68 |
| 3.4.18. Les régulateurs "3 pattes" | 71 |
| 3.4.19. Variantes utilisant les régulateurs à 3 pattes | 74 |
| 3.4.20. Autres régulateurs de tensions | 76 |
| 3.4.21. Le refroidisseur | 79 |
| 3.4.22. Le transformateur..... | 81 |
| 3.4.23. La régulation par découpage | 82 |
| 3.4.24. Débit sur force contre-électromotrice | 85 |
| 3.4.24.1. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur simple alternance | 85 |
| 3.4.24.2. Débit sur force contre-électromotrice et redresseur double alternance | 86 |
| 3.4.25. Alimentation avec batterie en tampon..... | 87 |
| 3.4.26. Alimentation pour montages à tubes | 89 |
| 3.14a. Tables des matières | 90 |