

Chapitre 3 : Les circuits

(suite)

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

Dans un document précédent nous avons vu

- 3.1. Les combinaisons de composants
- 3.2. Les circuits RLC série et parallèle
- 3.3. Les filtres
- 3.4. Les alimentations

nous continuons maintenant avec

3.5. Les amplificateurs

L'énergie captée par une antenne est excessivement faible. L'énergie nécessaire pour faire fonctionner un haut parleur est plus importante. C'est pourquoi dès les premiers temps de la radio on s'est préoccupé d'amplifier des signaux. L'avènement de la triode (1907) puis celui du transistor (1949) ont été les aubaines de la radio et de l'électronique, car ces deux éléments sont les piliers de l'amplification.

L'amplification est probablement la plus importante des fonctions électroniques.

Mais on ne peut pas amplifier de façon infinie, sinon on risque l'auto oscillation, on doit prendre des précautions de façons à ne pas déformer le signal (c'est le problème de la distorsion).

On doit aussi veiller à ce qu'il n'y a pas plus de souffle sur le signal (c'est le problème du bruit propre à chaque amplificateur et celui du facteur de bruit qui en découle).

3.5.1. Principe de l'amplification

3.5.1.1. Principe de l'amplification avec un transistor bipolaire

Soit le montage à transistor de la figure ci-contre qui a pour but de tracer les courbes caractéristiques.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques $I_C(V_{CE})$ ¹. On garde I_B constant et on fait varier V_{CE} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_C(V_{CE})$. Puis on fait la même chose pour une autre valeur de I_B . On obtient ainsi un réseau de courbes.

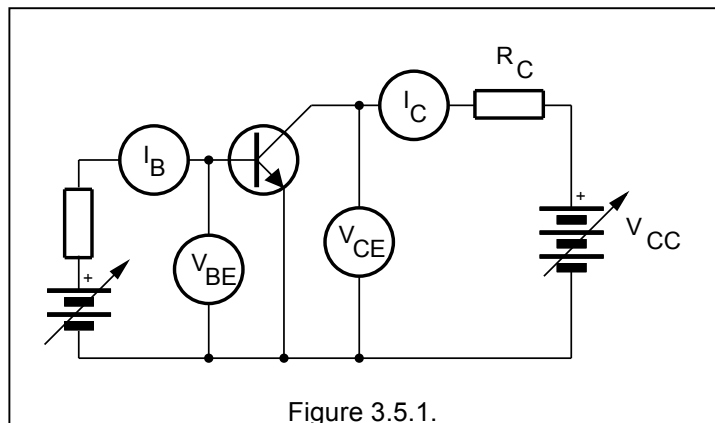


Figure 3.5.1.

On peut aussi tracer la caractéristique $I_B(V_{BE})$. Notons que cette caractéristique ressemble à celle d'une diode.

La troisième courbe dont nous avons besoin est $I_C(I_B)$. Cette courbe fait apparaître le rapport I_C / I_B que l'on appelle amplification en courant et qui est représenté par β ou par h_{FE} . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite !

¹ $I_C(V_{CE})$ est une représentation mathématique et se lit " I_C en fonction de V_{CE} " d'autres auteurs utilisent $I_C = f(V_{CE})$ qui se lit également I_C en fonction de V_{CE} .

Ordre de grandeur :

- pour les transistors pour les petits signaux $100 < \beta < 500$
- pour les transistors de puissance $10 < \beta < 50$
- pour les transistors Darlington $500 < \beta < 30000$

Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

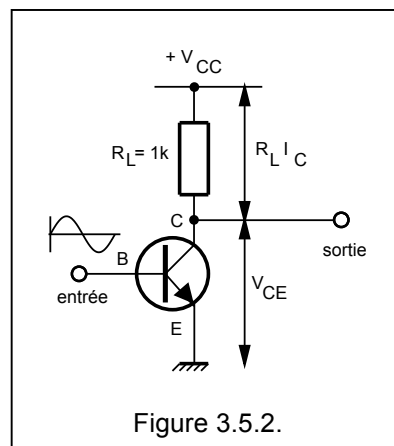
Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le collecteur. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{CE} = V_{CC} + R_C I_C$.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :

si $I_C = 0$, alors $V_{CE} = V_{CC}$, soit $V_{CC} = 10\text{ V}$

si $V_{CE} = 0$, alors $I_C = V_{CC} / R_C$, si $R_C = 1\text{ k}\Omega$, alors $I_C = 10\text{ mA}$

Le point de fonctionnement (P) du transistor se trouve toujours sur cette droite de charge. Le point de fonctionnement ne peut faire qu'une seule chose : voyager sur la droite de charge ! Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.



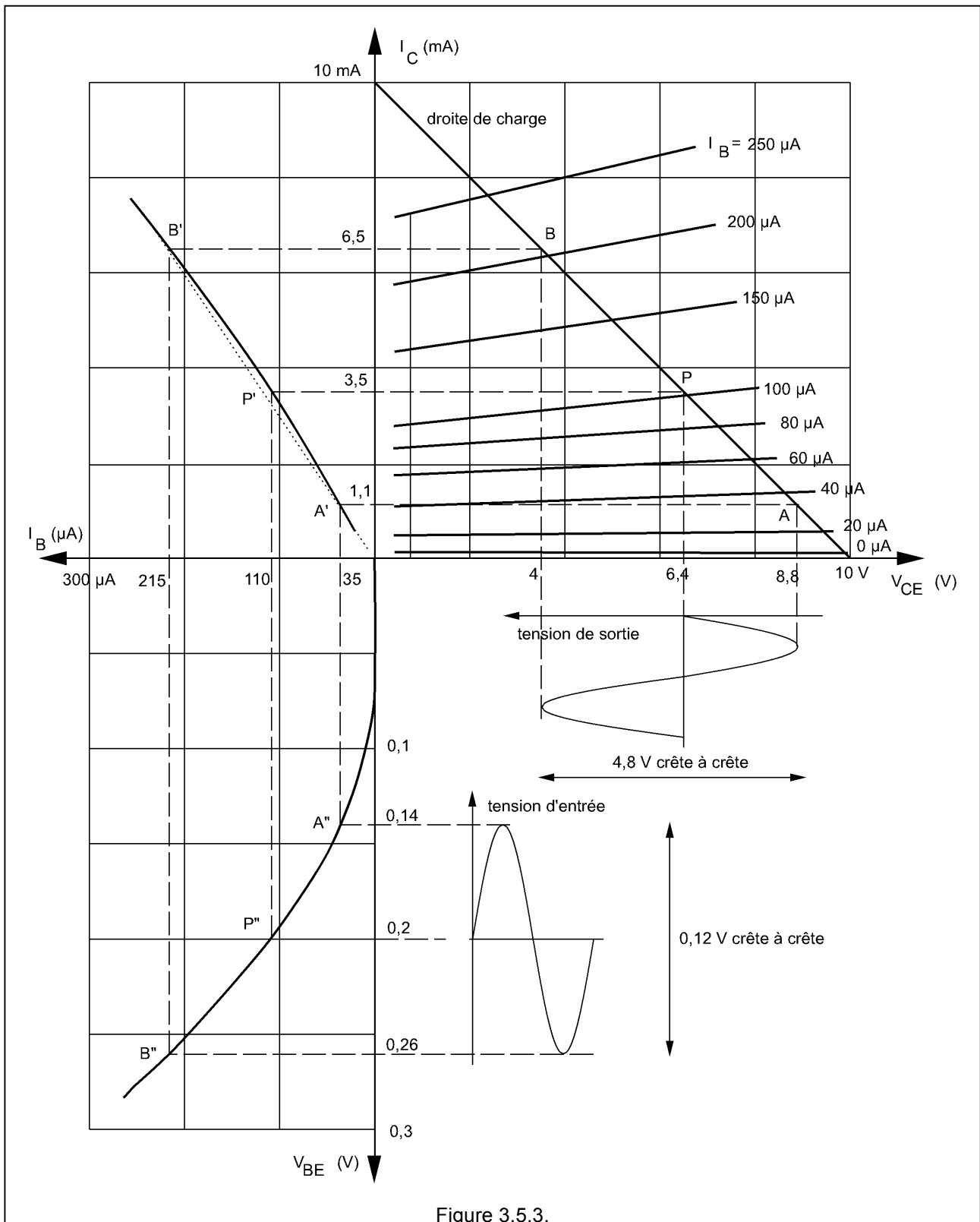


Figure 3.5.3.

Dans notre cas particulier avec $V_{CC} = 10$ V et $R_C = 1$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_{CE} = 6,4$ V, nous aurons un courant de collecteur $I_C = 3,5$ mA et un courant de base $I_B = 110$ μ A

A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.

Si on applique sur la base un signal sinusoïdal de 60 mV crête soit 120 mV crête à crête. La tension de base va varier de $0,2 \text{ V} \pm 0,6 \text{ V}$ soit entre 0,14 et 0,26V. Le courant dans la base va varier de $35 \mu\text{A}$ à $215 \mu\text{A}$. Ce courant va produire des variations du courant de collecteur de 1,1 à 6,5 mA qui à son tour va produire une variation de V_{CE} de 4 à 8,8 V soit une amplitude de 4,8 V. A l'entrée il y avait 0,12 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $40 \times (4,8 / 0,12)$.

Notez que,

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.2. Principe de l'amplification avec un transistor FET

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du transistor FET. Soit donc un transistor FET (un J-FET dans ce cas) alimenté comme ci-contre.

Le courant de gâchette est extrêmement faible (de l'ordre de 1 nA) et nous n'allons pas le mesurer.

Remarquons aussi que, contrairement au transistor bipolaire, la gâchette est polarisée par une tension négative.

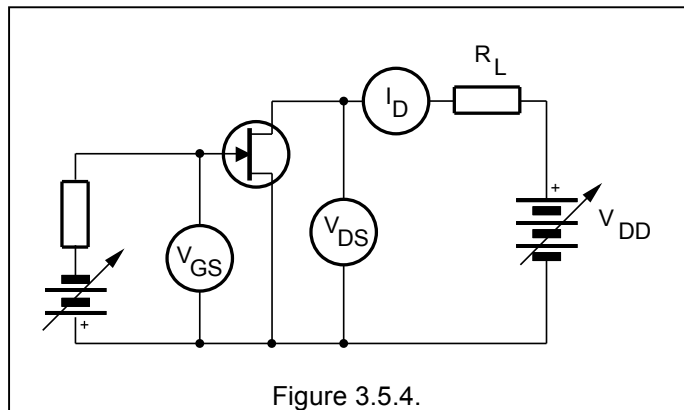


Figure 3.5.4.

Traçons la courbe $I_D (V_{DS})$. On garde V_{GS} constant et on fait varier V_{DS} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_D (V_{DS})$. Cette courbe ressemble à la courbe $I_C (V_{CE})$ d'un transistor bipolaire. Ce qui est fondamentalement différent c'est que dans un transistor bipolaire on fait varier le courant de base I_b , tandis que dans un FET on fait varier la tension entre gâchette et source !

D'une façon simplifiée on pourrait dire que le transistor bipolaire est commandé en courant, alors qu'un transistor FET est commandé en tension ! Comme il n'y a presque pas de courant de gâchette, l'impédance d'entrée est très grande.

On peut aussi tracer la caractéristique $I_D (V_{GS})$. Le rapport I_D / V_{GS} s'appelle transconductance et est représenté par g_m . Cette transconductance s'exprime en Siemens, et généralement en μS ou en mS^2 . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite ! Ordre de grandeur de g :

Transistor	canal	type	V_{DSmax}	I_{Dmax}	g
2N5459	N	jonction	25 V	10 mA	6 mS
40673	N	dual gate , enhanc.	20 V	50 mA	12 mS
BF245	N	jonction	30 V	25 mA	3 à 6,5 mS
MPF102	N	jonction	25 V	10 mA	2 à 7,5 mS

Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor FET. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

² 1 Siemens = 1 Ampère / 1 Volt → 1 mS = 1mA / 1V et 1 μ S = 1 μ A / 1 V

Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le drain. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{DS} = V_{DD} + R_L I_D$.

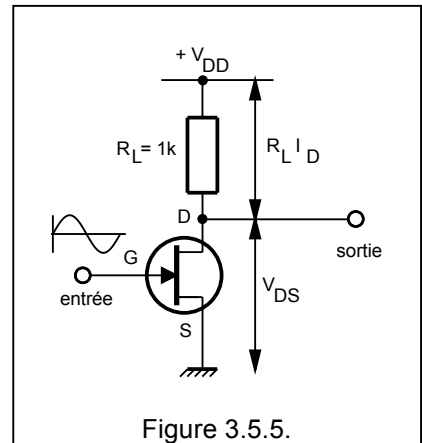


Figure 3.5.5.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :
 si $I_D = 0$, alors $V_{DS} = V_{DD}$, soit $V_{DD} = 12\text{ V}$
 si $V_{DS} = 0$, alors $I_D = V_{DD} / R_L$, si $R_L = 1\text{ k}\Omega$ alors $I_D = 12\text{ mA}$.

Le point de fonctionnement (P) du transistor FET se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite. Dans notre cas, le point de repos est fixé à $I_D = 5,8\text{ mA}$ et $V_{DS} = 7,2\text{ V}$.

Si maintenant on fait varier la tension d'entrée de 0,5 V (1 V crête à crête) autour d'un point de repos P, le courant de drain va varier de 4,1 mA à 7,9 mA, ce qui va faire varier la tension de sortie de 4,8 à 9,2 V, produisant une tension de sortie de 4,4 V crête à crête.

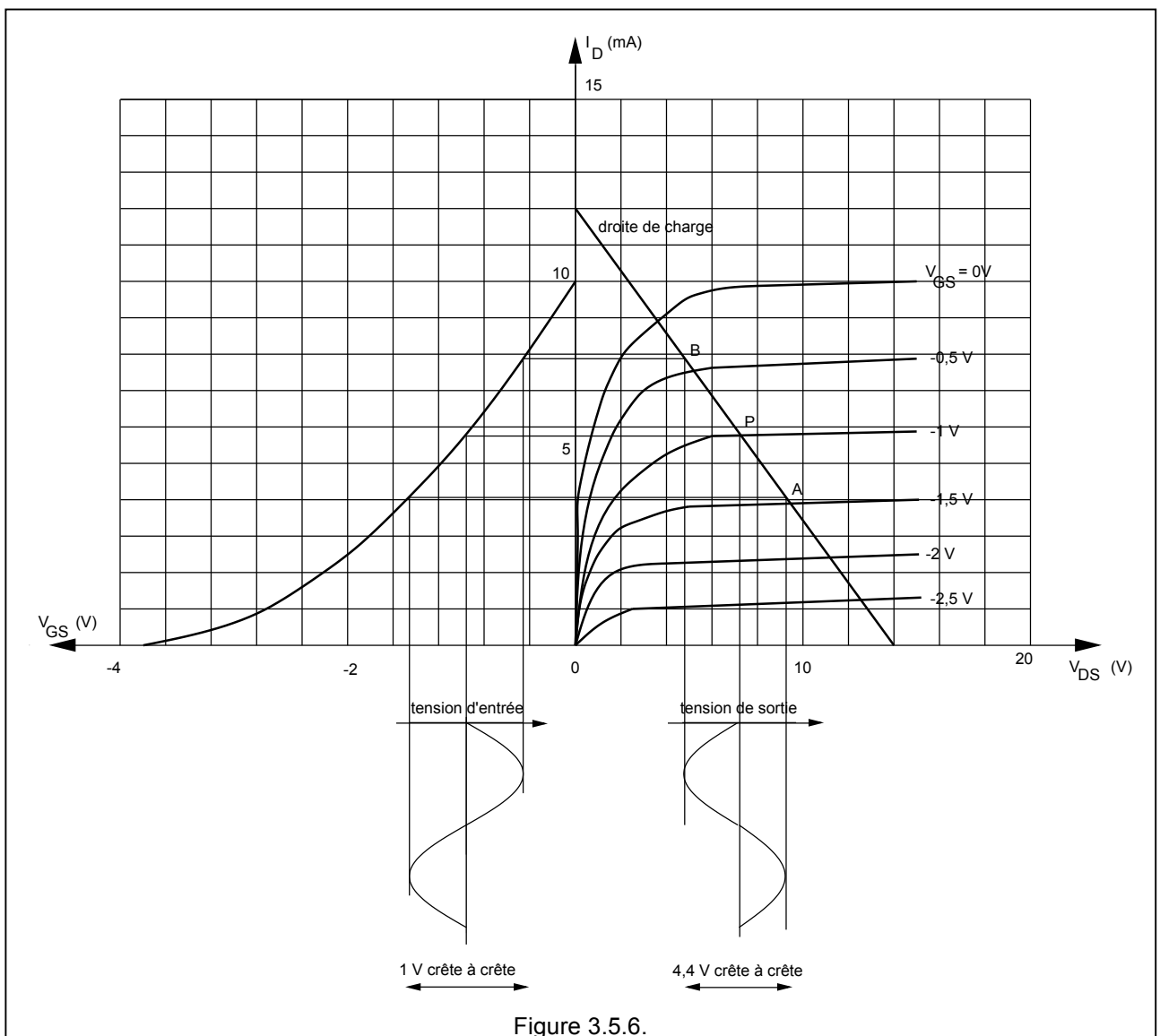


Figure 3.5.6.

Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.3. Principe de l'amplification avec un tube

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du montage à tube. Soit donc une triode montée comme dans la figure ci-contre.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques I_a (V_a). On garde I_b constant et on fait varier V_a (en faisant varier V_b par exemple) et on relève la courbe I_a (V_a). Puis on fait la même chose pour une autre valeur de V_g . On obtient ainsi un réseau de courbes.

On peut aussi tracer la caractéristique V_g (I_a). Le rapport I_a / V_g s'appelle pente du tube et est représenté par s

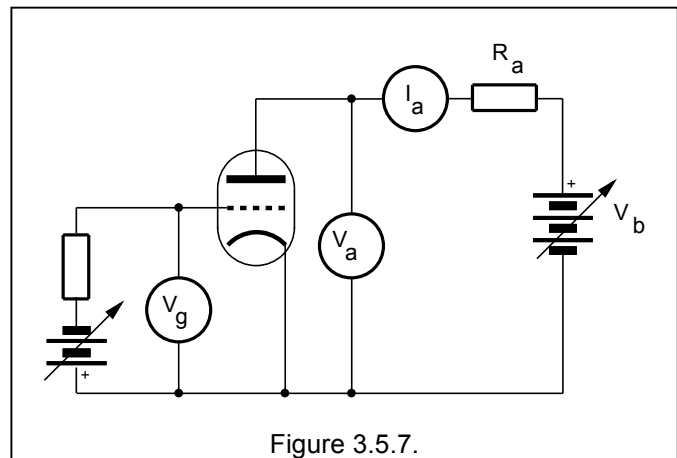


Figure 3.5.7.

La dernière courbe est appelée droite de charge, elle représente la loi des mailles de Kirchoff : $V_a = V_b + R_a I_a$. Pour la tracer, on prend deux points particuliers :
si $I_a = 0$, alors $V_a = V_b$
si $V_a = 0$, alors $I_a = V_b / R_a$

Le point de fonctionnement (P) du tube se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.

Dans notre cas particulier avec $V_b = 250$ V et $R_a = 25$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_a = 178$ V, nous aurons un courant d'anode $I_a = 3,5$ mA.

A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.

Si on applique sur la grille un signal sinusoïdal de 8 V crête à crête. La tension de grille fait varier le courant d'anode de 1,35 à 6,1 mA qui à son tour va produire une variation de V_a de 126 à 216 V soit une amplitude de 90 V. A l'entrée il y avait 8 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $11 \times (90 / 8)$.

Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique.

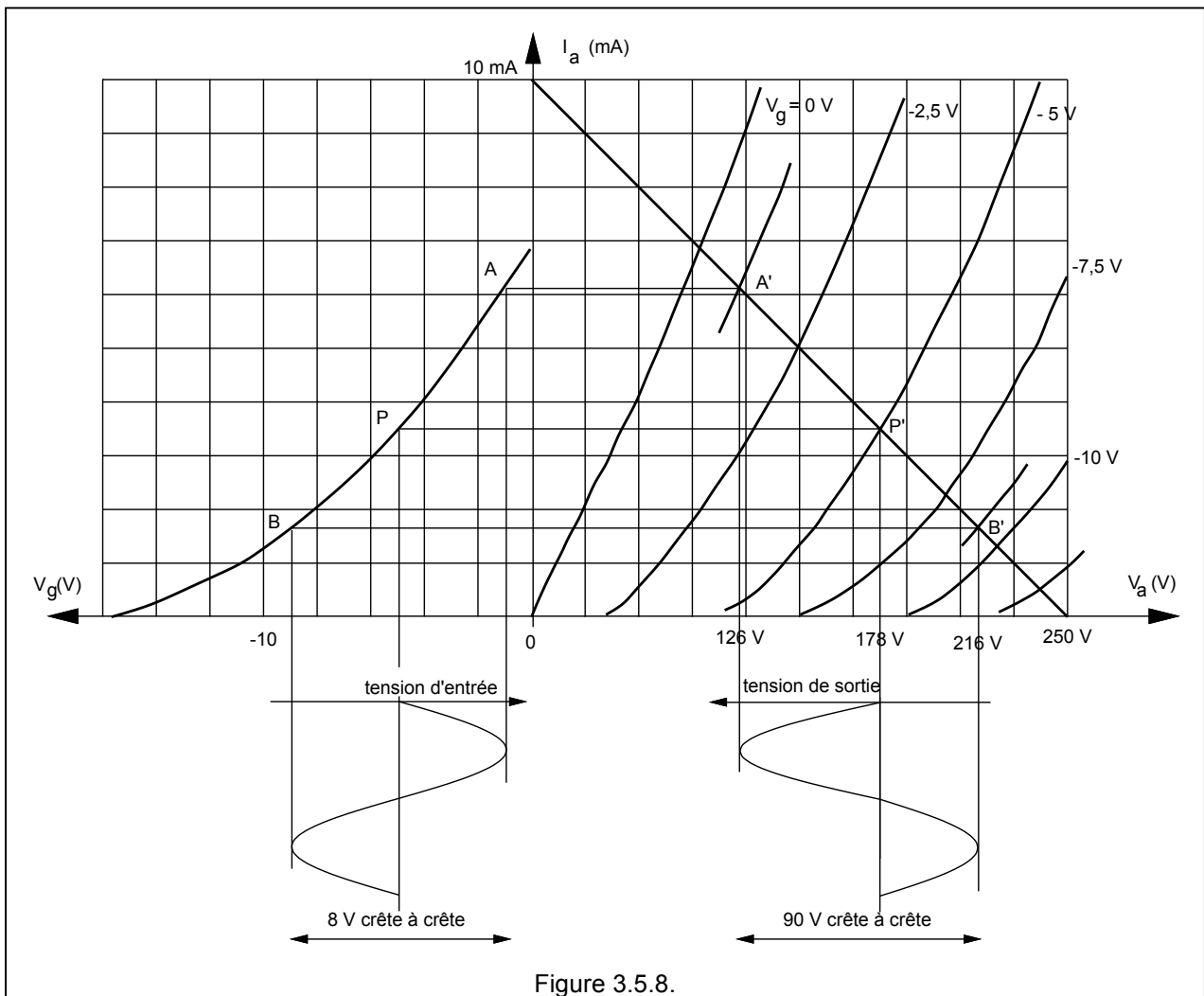


Figure 3.5.8.

3.5.1.4. Remarques générales

Qu'il s'agisse de transistor bipolaire, de transistor FET ou d'un tube, nous avons vu, que pour faire un amplificateur,

- il fallait une tension d'alimentation (V_{CC} , V_{DD} ou V_b),
- il fallait une résistance de charge pour "récupérer" le signal de sortie,
- il fallait polariser le composant (ce problème sera détaillé plus tard),
- il fallait s'intéresser aux courbes caractéristiques,
- et ces courbes caractéristiques permettaient de démontrer qu'il y avait "amplification" du signal d'entrée.

Chacun des montages pourrait être le sujet d'une étude de plusieurs pages, mais cela sortirait du cadre du présent cours.

3.5.2. Les classes d'amplifications

Nous avons déjà vu, mais nous reverrons plus en détails ici, qu'un transistor bipolaire, qu'un FET, qu'un MOSFET ou qu'un tube devaient être polarisé. Le point de polarisation doit être judicieusement choisi, car il va déterminer la classe d'amplification.

Il a essentiellement 4 classes d'amplification, la classe A, la classe B, la classe C et une classe A-B quelque part à mi chemin entre la classe A et la classe B.

Pour bien comprendre ce qu'est la classe d'amplification, on va faire appel à la fonction de transfert d'un amplificateur. C'est en fait une courbe qui représente comment varie la sortie en fonction de l'entrée. Chaque amplificateur a sa propre fonction de transfert, mais toutes ces courbes se ressemblent. Il y a généralement un point où même si on continue à augmenter le signal d'entrée, le signal de sortie n'augmentera plus. La zone située au delà de ce point s'appelle la zone de saturation. Il se pourrait aussi (et c'est le cas des amplificateurs en classe C que nous verrons plus loin), qu'en dessous d'une certaine tension d'entrée, il n'y ait pas de tension de sortie, en dessous de ce point on est dans la zone de cut-off. Entre ces deux zones (zone de saturation et zone de cut-off), il y a une plage où l'amplification est linéaire.

Il y a deux paramètres excessivement important pour déterminer le type d'opération d'un amplificateur, ce sont

- la polarisation
- l'amplitude du signal d'entrée

Dans un amplificateur **classe A**, le point de polarisation et l'amplitude du signal d'entrée, sont tels que tout le signal est compris dans la partie entre la zone de cut-off et la zone de saturation. Ce qui veut dire que l'amplificateur travaille dans la zone linéaire et que le signal de sortie est donc linéairement proportionnel au signal d'entrée. Il y a un signal de sortie pour les 360° du signal d'entrée. La portion du cycle pendant lequel il y a un signal à la sortie est appelée l'angle de conduction. Dans un amplificateur classe A, l'angle de conduction est de 360°. La figure ci-contre représente la l'évolution du signal d'entrée. Le point de repos est idéalement placé à mi chemin entre le cut-off et la saturation. Le rendement d'un ampli classe A est faible, parce qu'il y a toujours du courant dans le transistor (ou dans le tube), même s'il n'y a pas de tension à l'entrée. Le courant qui circule dans le transistor (ou dans le tube), lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée est appelé courant de repos de l'amplificateur. Le rendement maximum théorique d'un amplificateur en classe A est de 50%, mais en pratique il est plutôt situé entre 25 et 30 %

Dans un amplificateur **classe A-B**, le niveau de polarisation est ajusté de telle façon que le transistor (ou le tube) conduise pendant plus d'une demi période (donc pendant plus de 180°). Le rendement est ainsi amélioré et atteint généralement un peu plus de 50%. La tension de

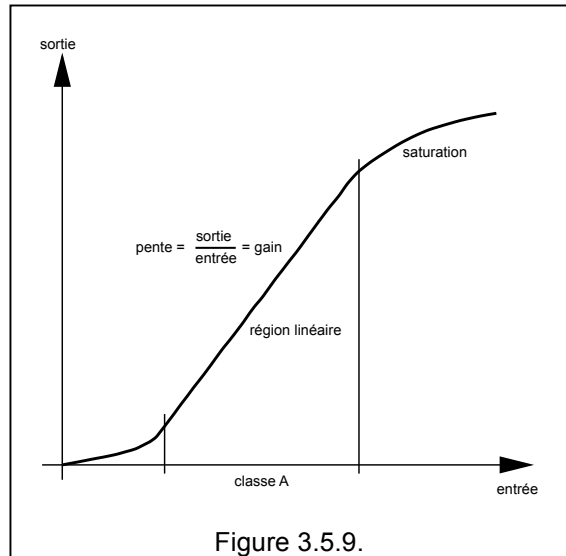


Figure 3.5.9.

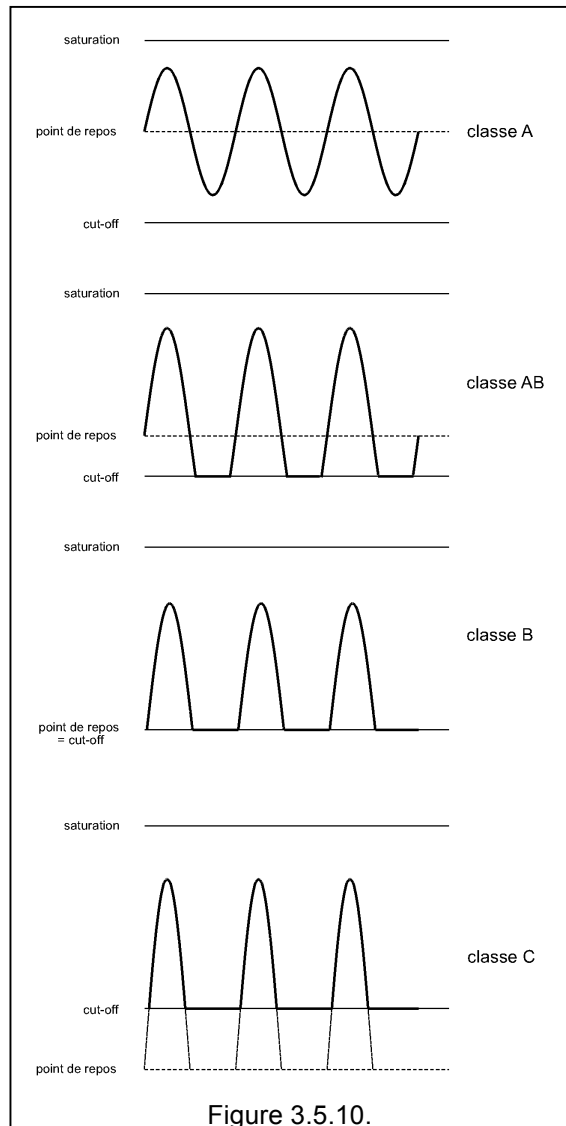


Figure 3.5.10.

sortie n'est plus l'image de la tension d'entrée, mais elle est déformée, puisque le transistor (ou le tube) ne conduit plus pendant 360° .

Dans un amplificateur **classe B**, la polarisation est fixée exactement au cut-off. Dans ce cas, il y a un courant de sortie uniquement pendant une demi période, c.-à-d. que l'angle de conduction es égal à 180° . L'ampli n'est plus linéaire comme dans le cas de la classe A, mais est cependant acceptable surtout si on tient compte que le rendement atteint maintenant un maximum de 78,5 %.

Dans un amplificateur en **classe C**, la polarisation est plus basse que le cut-off. Dans ce cas l'angle de conduction du transistor (ou du tube) est inférieur à 180° . Le courant de sortie est constitué d'impulsions de courant. Le rendement dépend de l'angle de conduction : avec un angle de conduction de 180° , le rendement est de 78,5 % et avec un angle de conduction de 0° le rendement atteint 100%. Mais évidemment avec un angle de conduction de 0° (ou voisin de 0°) on n'amplifie pas de signal.

La linéarité d'un amplificateur est donc une caractéristique TRES importante, parce qu'elle dit avec quelle fidélité le signal de sortie va représenter le signal d'entrée. Toute non-linéarité va entraîner de la distorsion.

Un amplificateur classe A aura donc le moins de distorsion, tandis que le signal à la sortie d'un amplificateur classe C présentera une forte distorsion. Une cause indirecte est qu'un amplificateur classe C va fournir des harmoniques. Vous allez donc probablement vous demander pourquoi donc emploie t'on des amplificateurs en classe C alors ? Tout simplement parce que lorsqu'on veut amplifier et atteindre des puissances importantes, le facteur rendement devient beaucoup plus important que lorsqu'on doit amplifier quelques milliwatts. En fait dans un amplificateur en classe C on a presque toujours une charge qui est un circuit accordé et ce circuit, par son "effet de volant", va limiter les harmoniques et donc la distorsion.

Une solution intermédiaire est la classe AB qui a un excellent rendement et une non linéarité acceptable. Cette non linéarité disparaît lorsque l'on réalise un montage push-pull.

3.5.3. Amplificateurs de tension, de courant et de puissance

Lorsqu'un radioamateur parle d' "amplificateur" ou d' "ampli", il pense immédiatement à amplificateur de puissance, un équipement qui va lui permettre de "sortir 1500 Watts" au lieu de 100 Watts qui lui son fourni par son émetteur-récepteur. Dans ce genre d'amplificateur l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sont pratiquement égales et de l'ordre de 50Ω .

Mais nous pouvons aussi construire des montages qui amplifie la tension. On peut par exemple amplifier des signaux provenant d'un microphone (quelques mV). Dans ce cas ce qui nous préoccupe c'est d'amplifier en tension en se souciant peu de l'impédance.

Nous pouvons aussi amplifier des courants. Le chapitre 4 était consacré aux alimentations et nous avons vu comment un circuit de régulation qui fournissait quelques milliampères pouvait commander les dizaines d'ampères fournis à la charge. Le transistor ballast était donc essentiellement un amplificateur de courant.

Généralement un amplificateur n'est qu'un élément d'une chaîne, on dit qu'il s'agit d'un étage de la chaîne.

3.5.4. Facteur d'amplification ou gain d'un amplificateur

Le gain d'un amplificateur de tension est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de courant est le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de puissance est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

Les gains peuvent s'exprimer en nombre de fois, mais aussi en décibel.

- pour un amplificateur en tension : $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en courant : $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en puissance : $A = 10 \log P_{\text{sortie}} / P_{\text{entrée}}$

Au sens académique, les deux premières relations (c.-à-d. $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$ et $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$) ne sont pas tout à fait exactes, il faudrait en plus tenir compte des impédances d'entrée et de sortie.

Rappelons également (si cela est nécessaire³) que :

dB	en puissance	en tension
3 dB	2 x	$\sqrt{2} = 1,414 \text{ x}$
6 dB	4 x	2 x
10 dB	10 x	$\sqrt{10} = 3,162 \text{ x}$
20 dB	100 x	10
30 dB	1000 x	31,62
40 dB	10000 x	100
avec toutes les combinaisons possibles par exemple ...		
9 dB = 3 dB + 6 dB	$2 \times 4 = 8$	$1,414 \times 2 = 2,828$
12 dB = 6dB + 6dB	$4 \times 4 = 16$	4
16 dB = 10 dB + 6 dB	$10 \times 4 = 40$	
25 dB = 16 dB + 9 dB	$40 \times 8 = 320$	
7 dB = 10 dB – 3 dB	$10 / 2 = 5$	
4 dB = 10 dB – 6 dB	$10 / 4 = 2,5$	
1 dB = 4 dB – 3 dB	$2,5 / 2 = 1,25 \text{ x}$	$1,12 \text{ x}^4$

³ Un radioamateur qui ne connaît pas sa table des dB est indigne de sa licence ...

⁴ Pour des mesures à l'oscilloscope par exemple, il est bon de retenir de + 1 dB correspond à 12 % de plus. En dessous de 1 dB, on peut, en première approximation, considérer que la loi de variation est linéaire. Donc 0,2 dB correspond, grosso modo à $0,2 \times 12 \% = 2,4 \% \dots$

L'essentiel de la suite de notre étude va se limiter aux amplificateurs à transistors.

Toutefois les amplificateurs HF ont été replacés au chapitre 4 pour ce qui concerne l'amplification des signaux de faible puissance et au chapitre 5 pour ce qui concerne l'amplification de signaux de forte puissance

Dans une annexe nous parlerons des amplificateurs de puissance avec grille à la masse puisqu'on retrouve ceux-ci dans beaucoup d'amplificateurs linéaires utilisés par les radioamateurs.

3.5.5. Les amplificateurs à transistors bipolaires

Pour fonctionner comme amplificateurs, les transistors bipolaires doivent être polarisés dans le sens passant afin de produire une certaine amplification. Par conséquent, si on utilise un transistor NPN, le collecteur et la base doivent être positif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus positif que l'émetteur. Par contre, si on utilise un transistor PNP, le collecteur et la base doivent être négatif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus négatif que l'émetteur.

La polarisation est obtenue en appliquant les tensions nécessaires entre collecteur et émetteur et entre émetteur et base. Chacun des deux types de transistor (PNP et NPN) peut être utilisé avec soit le plus à la masse, soit le moins à la masse.

Moins on polarise un transistor, moins il y a du courant de collecteur. Lorsque la polarisation devient plus importante, le courant de collecteur augmente, et la température de la jonction augmente aussi.

Si la polarisation est excessive, le transistor peut s'emballer thermiquement et se détruire.

Les amplificateurs à transistors peuvent être classés en 3 catégories:

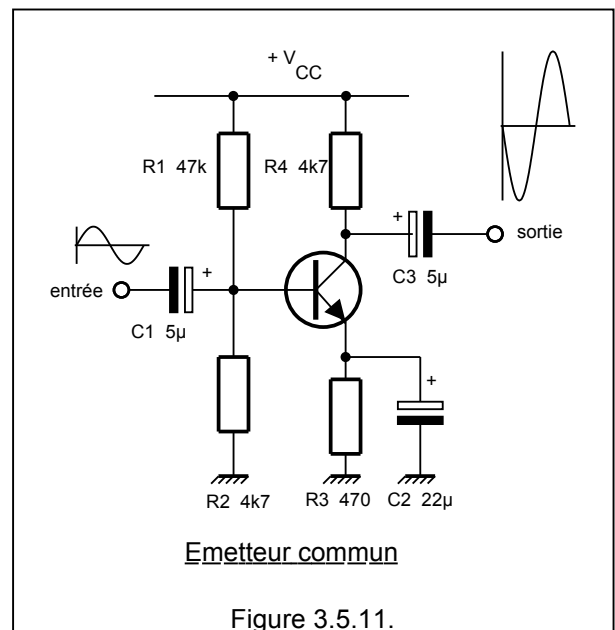
- les amplificateurs à émetteur commun,
- les amplificateurs à base commune, et
- les amplificateurs à collecteur commun.

3.5.5.1. Le montage émetteur commun

Ce montage est représenté à la figure ci-contre. Le courant de base est faible et l'impédance d'entrée est relativement élevée (en moyenne quelques milliers d'ohms). La résistance de collecteur est de l'ordre de quelques kilohms.

Le circuit émetteur commun à une fréquence de coupure plus basse que le circuit à base commune, mais, des 3 configurations, il donne la plus grande amplification.

Dans ce circuit, le courant de sortie (c.-à-d. le courant de collecteur) est en opposition de phase avec celui d'entrée (c.-à-d. le courant de base). Aux bornes de la résistance d'émetteur il apparaît une tension proportionnelle au courant de collecteur et donc en opposition de phase avec la tension d'entrée : la contre-réaction est donc toujours négative, ce qui du point de vue courant continu stabilise le montage. En d'autres termes, puisque le potentiel de la base est fixé par le diviseur R_1 et R_2 , si le courant de collecteur tend à monter trop fort, la tension aux bornes de R_3 monte également, ce qui réduit la tension base-émetteur et tend donc à réduire le courant de collecteur.

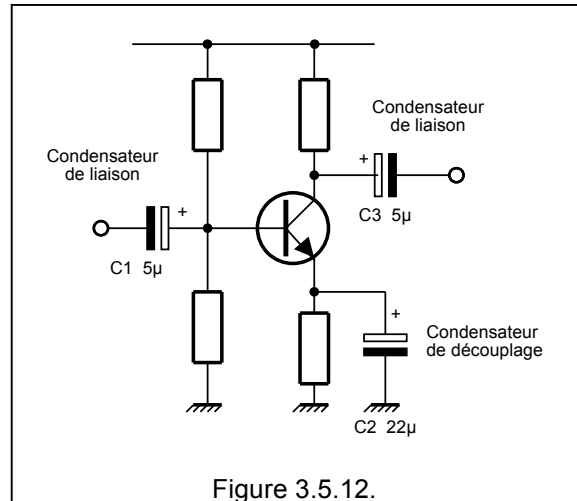


Le circuit à émetteur commun est probablement le montage le plus utilisé du moins dans le domaine des basses et moyenne fréquences (disons jusque 10 MHz).

Nous allons donc utiliser ce montage pour expliquer plus en détails quelques notions relatives à la polarisation : R_1 et R_2 forment un pont diviseur de tension qui a pour but de polariser la base. Ces résistances fournissent un potentiel fixe. R_3 va fixer la tension entre base et émetteur. Une règle empirique recommande de fixer $V_E = 0,1 V_{CC}$. Cette méthode est parfois appelée polarisation automatique.

Si on ne met pas de condensateur C_3 , le gain va être limité à la valeur égale à R_4/R_3 , si on met un condensateur C_3 , le gain va être beaucoup plus élevé. Le condensateur de découplage C_3 aura une impédance très faible pour la plus basse des fréquences à transmettre, il faudra donc que $1 / \omega C_3 \ll R_3$.

C_1 et C_2 sont des condensateurs de liaison que l'on utilise pour laisser passer la tension alternative, mais pour bloquer la tension continue. Leur réactance ($1/\omega C$) devra être faible vis-à-vis de la résistance d'entrée d'un part et de la résistance de sortie d'autre part.



Donc :

- un **condensateur de découplage** crée un chemin de retour (pour le courant alternatif) vers la masse
- un **condensateur de liaison** laisse passer le signal (courant alternatif) et bloque la tension continue

La résistance entre émetteur et base est pratiquement égale à

$$R_{e-b} = 26 / I_e$$

où I_e représente le courant d'émetteur en mA. Le facteur d'amplification est égal à

$$A_V = R_L / R_{e-b}$$

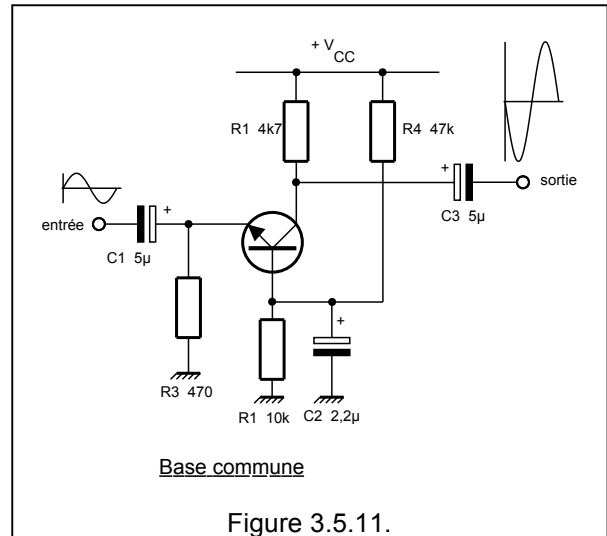
Ainsi si $I_e = 1,6$ mA, $R_{e-b} = 16,25 \Omega$ et le gain vaut $A_V = 4,7 \text{ k} / 16,25 = 289$ et si on veut exprimer ce gain en décibels on aura $A_V = 20 \log(289) = 49$ dB

Comme nous avons déjà dit plus haut, si on supprime C_3 le gain sera pratiquement égal à R_4 / R_3 soit 10, sans le condensateur de découplage d'émetteur, le gain est donc très faible.

La résistance de base est égale à $R_b = \beta R_{e-b}$, si $\beta = 100$, alors $R_b = 100 \times 16,25 = 1625 \Omega$. La résistance d'entrée peut être calculée comme étant la mise en parallèle de R_b , R_1 et R_2 , en faisant le calcul on trouve 1177Ω .

3.5.5.2. Le montage base commune

Le montage base commune à une faible impédance d'entrée, en fait elle est égale à $R_{e-b} = 26 / I_e$, relation que nous avons déjà vu plus haut. Dans ce circuit le courant de collecteur est en phase avec le courant de la base.

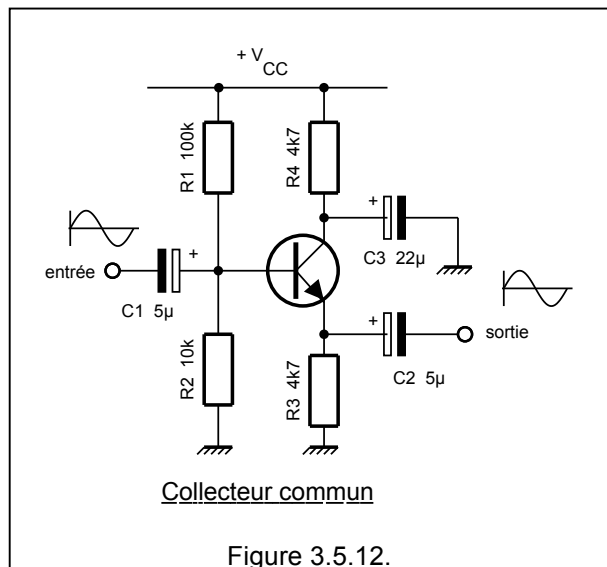


3.5.5.3. Le montage collecteur commun

Ce montage est encore appelé émetteur suiveur. Il a une très grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

La fréquence de coupure est égale à celle du montage émetteur commun.

On emploie généralement un montage émetteur suiveur comme étage d'entrée et lorsque la première chose à faire consiste à passer d'une impédance élevée, vers une impédance moyenne ou faible.



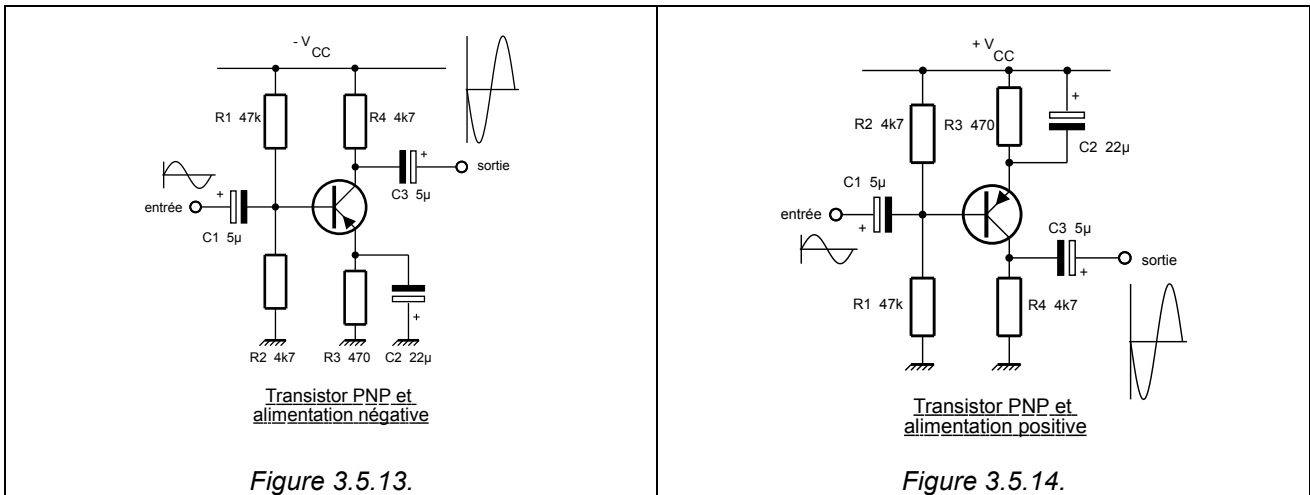
Résumé

	EC	BC	CC
résistance d'entrée	moyenne ($\approx 1k\Omega$)	faible ($\approx 100\Omega$)	élevée ($\approx 200 k\Omega$)
résistance de sortie	moyenne ($\approx 30 k\Omega$)	élevée ($\approx 1M\Omega$)	faible ($\approx 200\Omega$)
gain en courant	élevé (10 à 100)	≈ 1	élevé
gain en tension	élevé	élevé	≈ 1
gain en puissance	élevé (20 à 35 dB)	moyen (≈ 20 dB)	faible (≈ 10 dB)
fréquence de coupure	faible	élevé	faible
phase	inversion	pas d'inversion	pas d'inversion

3.5.5.4. PNP , NPN , alimentation positive, alimentation négative

Ci-dessus, nous avons considéré des transistors NPN et une source de tension positive par rapport à la masse.

Si on utilise des transistors PNP, la source sera généralement négative. Mais, si on inverse tout le montage on peut aussi avoir des transistors PNP dans un système avec une source de tension positive par rapport à la masse.



La flèche de l'émetteur peut nous servir de moyen mnémotechnique :

la flèche indique le sens du courant électrique (du + vers le -)

la flèche entre dans un P N P
t
r
e

3.5.5.5. Le montage Darlington

Deux transistors peuvent être montés dans un montage appelé Darlington. Un tel montage offre de nombreux avantages par rapport à un seul transistor. Un montage Darlington possède

- un plus grand gain,
- une plus haute impédance d'entrée, et,
- une plus faible impédance de sortie.

Si β_1 et β_2 sont les gains en courant des deux transistors, alors le gain du montage Darlington (montage EC) vaut :

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

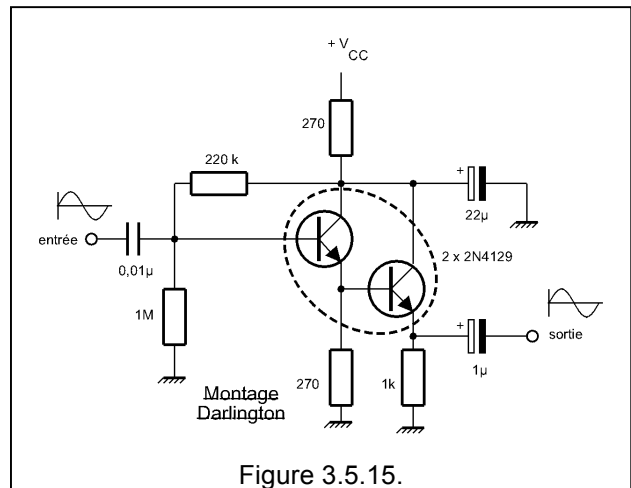


Figure 3.5.15.

Sélection de quelques transistors Darlington intégrés dans un même boîtier :

NPN	complémentaire PNP	$I_{C \text{ max}}$ (A)	h_{FE}	boîtier
2N2785			> 20 000	
BC 517	BC 516	0,4	> 30 000	TO-92
BD 645	BD 646	8	> 750	TO-3
BD 679	BD 680	4	> 750	
TIP122	TIP 127	8	> 1000	TO-220
TIP 142	TIP 147	15	> 1000	TO-218
BDX65	BDX64	12	> 750	TO-3

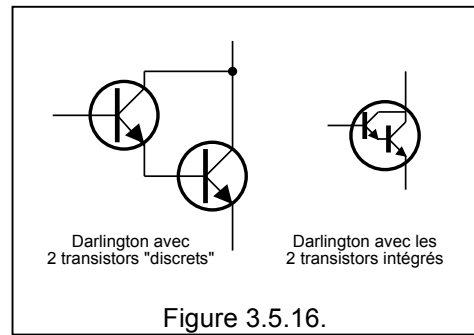


Figure 3.5.16.

3.5.5.6. Le montage push-pull

Un montage en classe B ne traite qu'une demi alternance.

Pour éviter la déformation, on peut monter deux transistors en push-pull. Chaque transistor va traiter une demi alternance. L'avantage est d'obtenir une puissance importante, une faible distorsion et un grand rendement.

Les montages push-pull sont essentiellement utilisés dans les amplis audio de puissance.

Les transistors T1 et T2 sont de type différents (NPN/PNP) mais leurs caractéristiques sont similaires, on dit qu'ils sont complémentaires. Les constructeurs fournissent ainsi des "paires" de transistors dont ils garantissent la complémentarité.

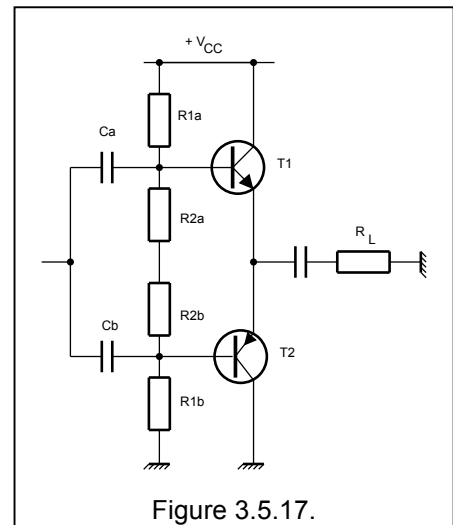


Figure 3.5.17.

On pourrait aussi alimenter le montage en +Vcc et -Vcc, ce qui a pour avantage de pouvoir supprimer CL.

La figure ci-contre montre le pilotage d'un push-pull.

L'ensemble R2a R2b a été remplacé par deux diodes ce qui assure une meilleure stabilité en température. D'autres part, un transistor T3 assure le pilotage.

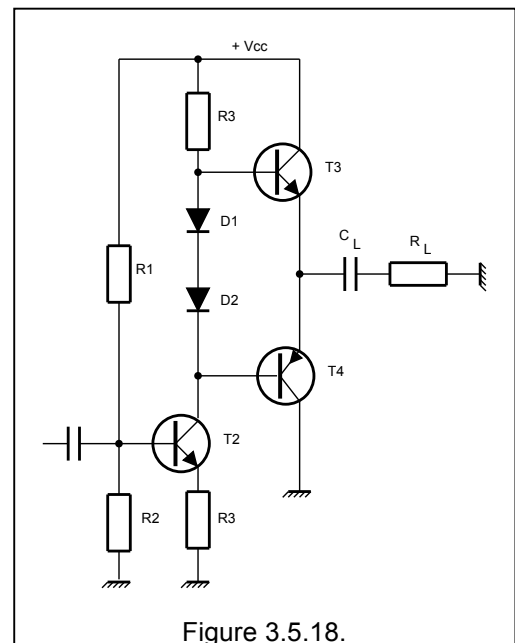


Figure 3.5.18.

Retour à la classe A : Le montage ci-contre est un amplificateur classe A. Remarquez qu'ici les 2 transistors sont du même type (NPN), remarquez aussi la symétrie du transistor d'attaque. Il n'y a plus de problème pour trouver un transistor NPN et un PNP complémentaire. La distorsion est plus faible mais le rendement est nettement moins bon qu'un ampli classe B.

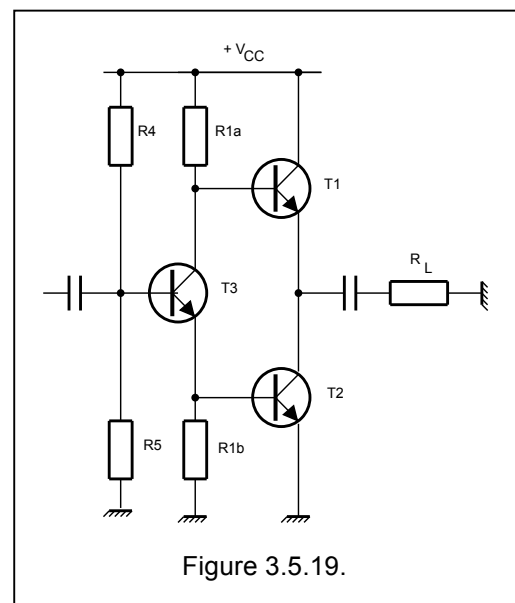


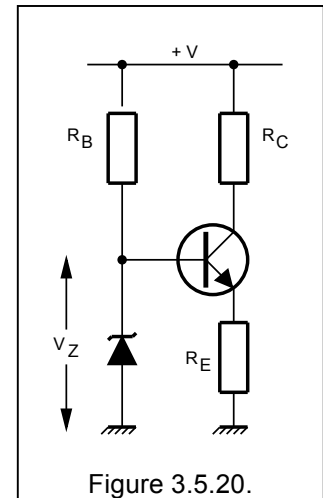
Figure 3.5.19.

3.5.5.7. Le montage cascode

3.5.5.8. Le montage "source de courant"

Il est parfois nécessaire de disposer d'un générateur de courant au lieu d'un générateur de tension. Un transistor et une diode zéner permettent précisément d'obtenir ce résultat.

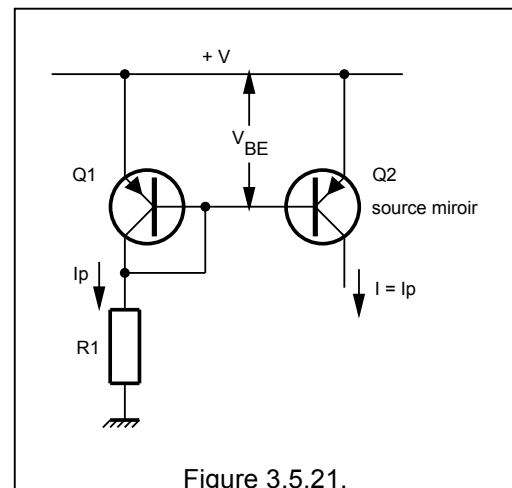
Le potentiel de l'émetteur est égal à $V_Z - V_{be}$ où V_{be} est voisin de 0,6 V et ce potentiel est donc constant. Le courant d'émetteur sera égal à $I_e = (V_Z - V_{be}) / R_E$ et le courant de collecteur sera $I_C \approx I_E$. Le courant qui circule dans la résistance de charge (c-à-d la résistance de collecteur) est donc indépendant de cette charge.



3.5.5.9. Le montage "miroir de courant"

Dans ce montage, le courant de collecteur de Q2, prend exactement la valeur du courant I_p. Ceci est dû au fait que la tension V_{BE} est identique pour les 2 transistors.

Ce montage possède l'avantage d'avoir une grande plage dynamique et il est très fréquemment implémenté dans des circuits intégrés.



3.5.5.10. L'amplificateur différentiel

Les amplificateurs opérationnels que nous avons vu au paragraphe 2.7.2. avaient deux entrées : une entrée + et une entrée -. En fait l'étage d'entrée d'un ampli op est basée sur un amplificateur différentiel. En fait il s'agit d'un étage du type collecteur commun, mais qui possède dans sa résistance d'émetteur une résistance commune R_1 . Ou mieux encore (fig. 3.5.22.) un transistor monté en générateur de courant constant.

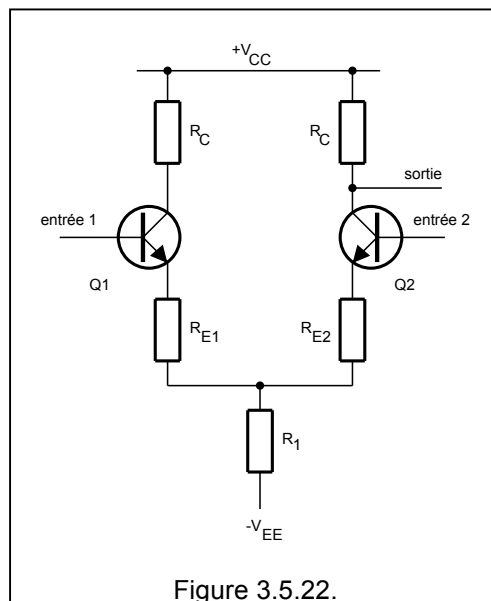


Figure 3.5.22.

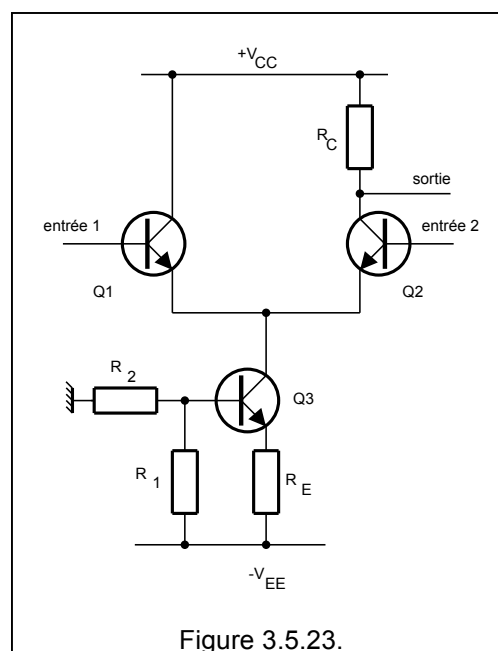


Figure 3.5.23.

3.5.5.11. Le transistor en tant que commutateur

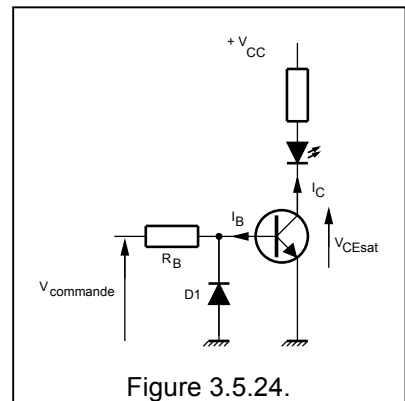
Dans certaines application un transistor doit commander une charge, une LED, un relais, ou un dispositif qui consomme "assez bien de courant". Dans ce cas on ne doit pas amplifier de façon linéaire comme nous avons exposé plus haut, mais il s'agit bien de faire conduire ou non un transistor. Le transistor fonctionne alors par tout ou rien. Prenons d'abord le cas d'un transistor bipolaire :

Il faudra que

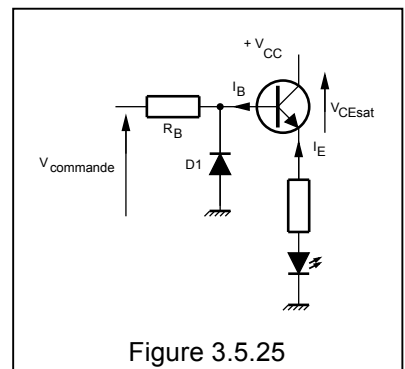
- le transistor soit parfaitement bloqué lorsqu'il n'y a pas de tension. C'est pour cette raison que l'on met une résistance R_1 et la diode D_1 .
- le transistor soit tout à fait conducteur lorsqu'il y a une tension sur la base. Il faudra donc prendre un transistor dans la tension de saturation (encore appelée tension de déchet") soit aussi faible que possible. Le produit tension de saturation x courant va déterminer la puissance qui sera dissipée dans le transistor, c.-à-d. une puissance perdue. Pour que le transistor soit saturé il faudra que le courant dans la base soit $\gg I_C / \beta$

La charge peut être mise entre collecteur et $+V_{CC}$. la tension de commande peut donc être différente de V_{CC} et en particulier elle peut être plus faible.

Application: Soit $V_{CC} = +24 V$, une LED qui nécessite 10 mA, une chute de tension aux bornes de la LED de 2,8 V, un transistor 2N2222A, dont le $h_{FE} = 150$. Calculez R_B ?



La charge peut aussi être mise entre l'émetteur et la masse. Dans ce cas, la tension de commande devra être légèrement supérieure à la tension entre émetteur et masse.



Un problème particulier est celui de la commande d'un relais. La bobine d'un relais comporte une partie résistive (valeur typique : 100 à 1000 Ω pour des relais d'une tension nominale de 12 V) et une partie inductive (valeur typique de quelques H pour des relais d'une tension nominale de 12 V). Voyons le schéma équivalent :

A la fermeture de l'interrupteur (c.-à-d. lorsque le transistor devient conducteur, le courant croît selon une loi exponentielle) et atteint une valeur limitée par la partie résistive.

Le problème se pose au fait lorsque l'interrupteur s'ouvre. La self s'oppose au passage du courant en produisant une tension $E = -L di/dt$, et cette tension peut atteindre plusieurs centaines de volts c.-à-d. des valeurs bien supérieures à la tension de claquage du transistor.

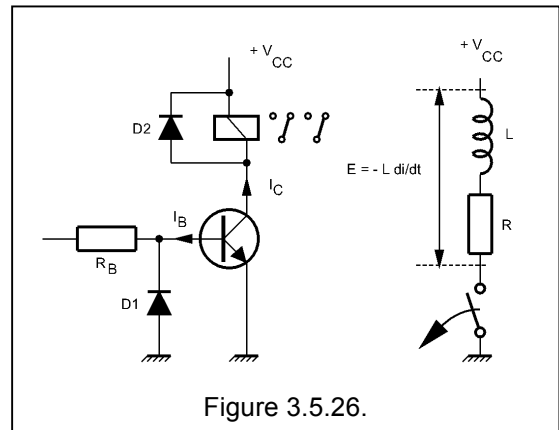


Figure 3.5.26.

La seule façon d'annuler cette tension est de la court-circuiter à l'aide de la diode D2. Pour des petits relais on peut utiliser une 1N4148, pour des relais moyens une 1N4007. Sans cette diode, le transistor ne fonctionnera malheureusement "qu'une seule fois" ...

Pour la commande des moteurs à courant continu et dans le cas où on doit pouvoir inverser le sens de rotation, on utilise un montage appelé "pont en H". La puissance de ce moteur est toutefois limitée à un maximum d'une centaine de Watts. Ce montage comporte deux transistors NPN et deux transistors PNP.

L'interrupteur S1 permet de rendre T1 et T4 conducteurs, de même l'interrupteur S2 permet de rendre T2 et T3 conducteurs.

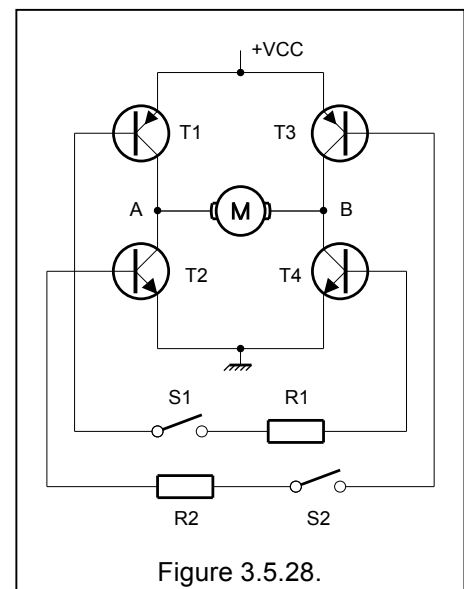


Figure 3.5.28.

3.5.6. Effet de la température dans les transistors bipolaires

La figure ci-dessous montre comment les courbes se déplacent lorsque la température augmente.

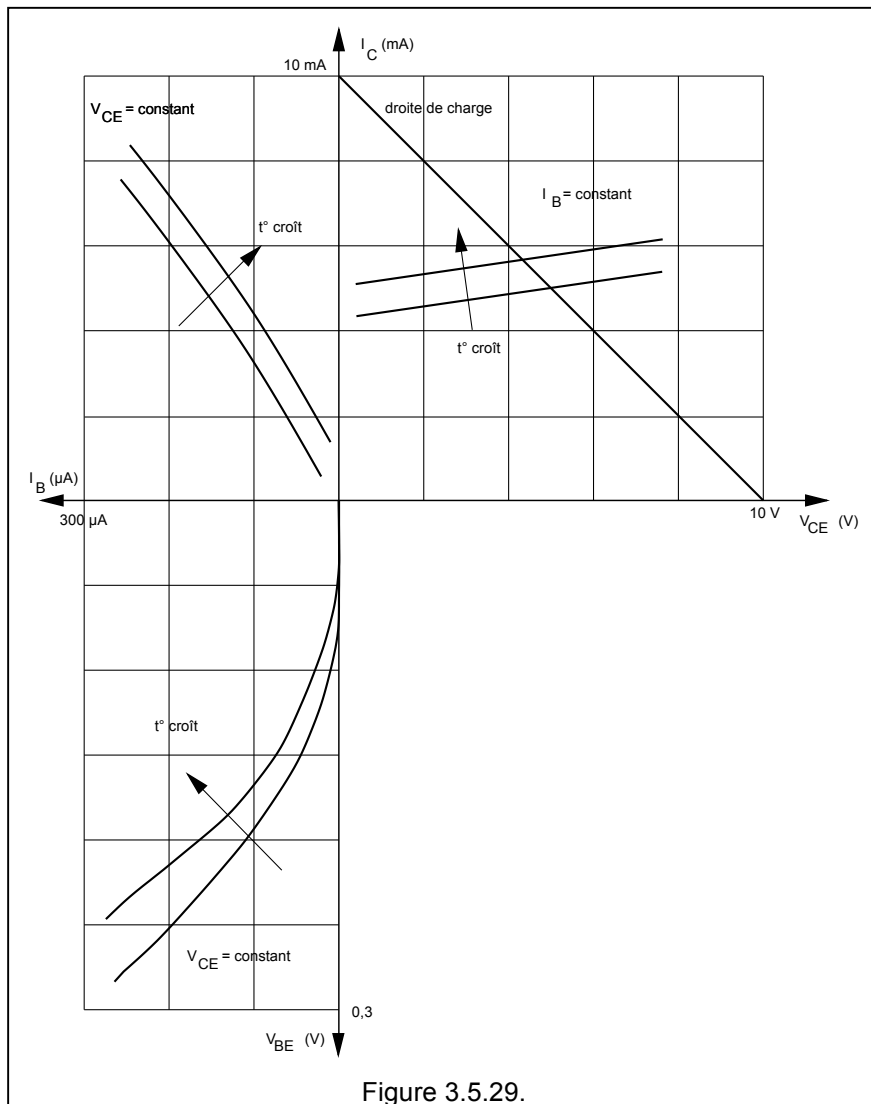


Figure 3.5.29.

Trois phénomènes contribuent à l'augmentation du courant de collecteur avec la température :

- l'accroissement du courant I_{CB0}
- l'accroissement du courant de base par le déplacement des caractéristiques d'entrée
- l'augmentation du gain en courant.

On obtient la stabilisation thermique

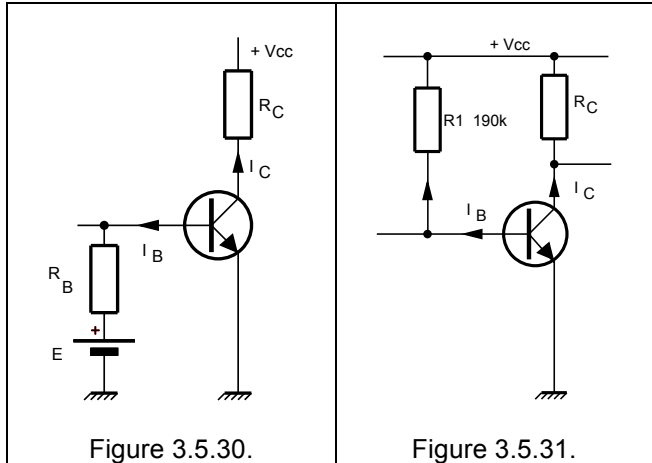
- par la résistance de charge en choisissant $V_{CE} < V_{CC} / 2$
- par la résistance d'émetteur

3.5.7. Procédés de polarisation des transistors bipolaires

3.5.7.1. Polarisation par pile (source séparée) et résistance de base

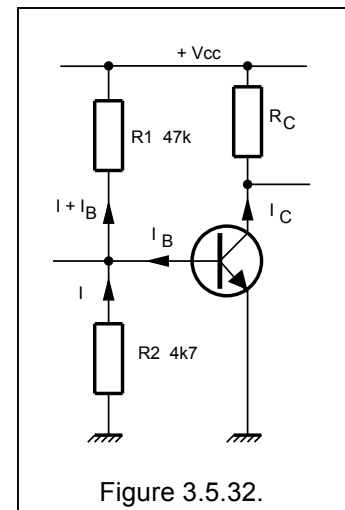
Sur le réseau des caractéristiques, on détermine par exemple que pour un courant $I_C = 10 \text{ mA}$, le courant $I_B = 60 \mu\text{A}$. Si $E = 1,5 \text{ V}$, alors $R_B = 1,5 / 80 \cdot 10^{-6} = 20 \text{ k}\Omega$.

La stabilité de ce montage est très bonne, mais malheureusement, il faut deux sources d'alimentations.



3.5.7.2. Polarisation par pont de base

L'une des caractéristiques d'un transistor est le courant de fuite de la base. Ce courant est fonction de la température. Avec un simple pont entre la base et Vcc, le courant de fuite qui augmente, fait augmenter le courant de collecteur, ce qui augmente la température du transistor et puisque la température augmente, le courant de fuite augmente également ... on assiste à l'emballement thermique du transistor, qui peut conduire à la destruction du transistor.

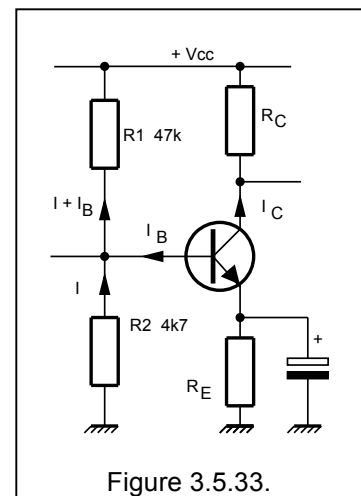


3.5.7.3. Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur

La polarisation est assurée par un pont R_1 / R_2 et une résistance d'émetteur R_E .

Si I_C augmente, la tension aux bornes de R_E augmente, la tension V_{BE} diminue et I_B diminue aussi. Cette diminution de I_B s'oppose à l'augmentation de I_C . On dit qu'il y a stabilisation du point de fonctionnement.

Pour l'alternatif la résistance R_E constitue une contre réaction. Pour éviter ce phénomène on découple R_E par C_E . Il est indispensable que le potentiel à la base reste constant. Pour cela il faut que $I \gg I_B$.



3.5.7.4. Pont de base à partir du collecteur

La stabilisation peut encore être améliorée en mettant R_1 vers le collecteur

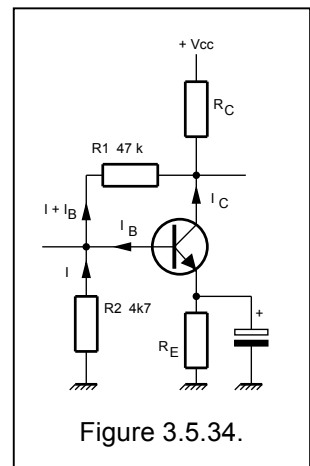


Figure 3.5.34.

Sélection de quelques transistors bipolaires :

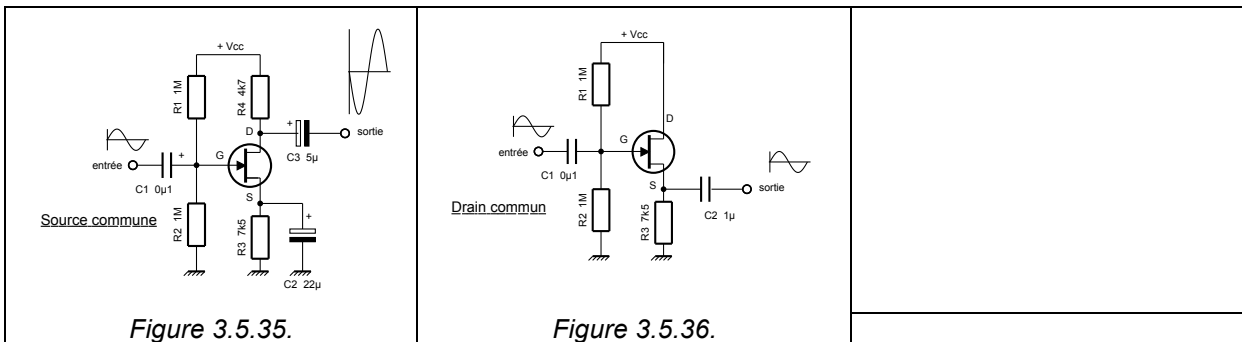
3.5.8. Les amplificateurs à transistors FET

Les amplificateurs à transistors FET peuvent également être monté suivant 3 configurations principales

3.5.8.1. Le montage source commune

3.5.8.2. Le montage drain commun

3.5.8.3. Le montage grille commune



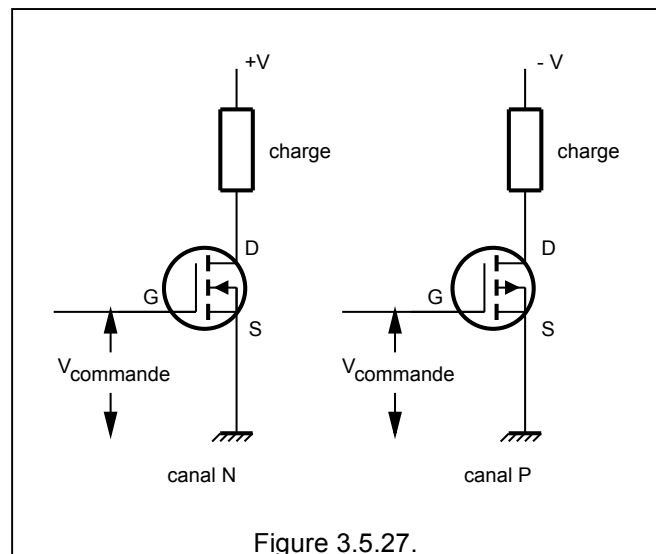
3.5.8.4. Le transistor MOSFET en tant que commutateur

On peut aussi utiliser des transistors MOSFET qui présentent l'avantage d'avoir une commande en tension⁵, une très faible résistance à l'état "ON" (notée R_{DSon} dans les feuilles de spécifications) et qui permet des courant très importants (par rapport aux transistors bipolaires).

Dans la figure ci-contre :

	canal N	canal P
bloqué	0 V	0 V
conducteur	+ 10 V	- 10 V

Remarquez que la flèche **ENTRE** dans un transistor MOSFET canal N, alors qu'elle **SORT** dans un transistor bipolaire NPN.



Sélection de quelques transistors MOSFET :

canal		type	V_{DSmax} (V)	I_{Dmax} (A)	R_{DSon} (Ω)	boîtier
N	D-MOS	BS170	60	0,5	1,2	TO-92
P	D-MOS	BS250	45	0,5	5	TO-92
N	MOS	BUZ11	50	30	0,04	TO-220
N	MOS	BUZ10A	50	23	0,07	TO-220
P	MOS	IRF4905	55	74	0,02	TO-220
N	MOS	IRF530	100	14	0,16	TO-220
N	MOS	IRF540	100	33	0,033	TO-220
N	MOS	IRF610	200	3,3	1,5	TO-220

⁵ Alors qu'un transistor bipolaire est commandé en courant.

P	MOS	IRF9130	100	11	0,3	TO-3
P	MOS	IRF9230	200	6,5	0,8	TO-3
P	MOS	IRF9540	100	19	0,117	TO-220
P	MOS	IRF9610	200	1,8	3	TO-220
P	MOS	IRF9620	200	3,5	1,5	TO-220

3.5.9. La réaction et la contre réaction

On dit que l'on produit une **réaction** lorsqu'on réinjecte à l'entrée d'un amplificateur une tension ou un courant obtenu à partir de la tension ou du courant de sortie.

Suivant le sens des connexions, l'amplification est soit augmentée, soit diminuée. La réaction est dite

- **positive** lorsqu'elle augmente l'amplification
- **négative** lorsqu'elle diminue l'amplification, on parle alors aussi de **contre réaction**.

La réaction positive entraîne l'oscillation du montage, dans certains cas cette oscillation est souhaitée (voir ?) dans d'autres cas elle n'est pas souhaitée et résulte dans l'accrochage d'un montage que l'on a conçu comme amplificateur, et dans ce cas l'amplificateur est devenu instable.

Soit un amplificateur à l'entrée duquel on applique une tension d'entrée v_e et à la sortie duquel on recueille une tension v_s . On définit cet ampli par un gain $A = v_s / v_e$.

On applique la tension de sortie à l'entrée par l'intermédiaire d'un dispositif donc le gain est β .

La tension d'entrée vaut maintenant $v = v_e + \beta v_s$

et la tension de sortie vaut $v_s = A \times v = A (v_e + \beta v_s)$ d'où $A' = v_s / v_e = A / (1 + \beta A)$

La contre réaction entraîne donc une diminution du gain de l'amplificateur. Mais la contre réaction

- la contre réaction assure la constance de l'amplification. En effet le gain A varie avec le vieillissement des éléments actifs (tubes, transistors, IC, ...). La variation relative du gain est diminuée dans un rapport de $(1 + \beta A)$. Les montages classiques des ampli opérationnels (voir plus loin) ne sont que des exemples d'ampli à haut gain **et** d'un circuit de contre réaction.
- la contre réaction nivelle la courbe de réponse en fréquence, c-à-d que les variations de la courbes de réponses vont être moins perceptibles,
- la contre réaction élargit la bande passante

3.5.10. Les amplificateurs à tubes

Voir annexe sur les tubes.

3.5.11. Les amplificateurs basse fréquence (audiofréquence)⁶

Dans un émetteur SSB ou FM, le signal provenant du microphone est trop faible pour pouvoir attaquer le modulateur. C'est pourquoi il faudra l'amplifier au préalable.

Et, dans un récepteur, après le détecteur, le démodulateur SSB ou le démodulateur FM, on trouve un amplificateur audio.

Tous les montages amplificateurs que nous avons vus jusqu'à présent (notamment dans tous les paragraphes à partir du 3.5.5.) étaient des amplificateurs basses fréquences. Leurs plages de fréquences sont limitées :

- du côté des basses fréquences par les valeurs des condensateurs de liaisons et de découplages limitent la plage de fréquence. En pratique, on atteint des valeurs de 10 à 30 Hz dans les amplis HiFi, et des valeurs de 100 à 200 Hz pour les applications de télécommunications.
- du côté des hautes fréquences par les fréquences de coupures des transistors (c.-à-d. la diminution du gain lorsque la fréquence augmente), et les capacités parasites sur les résistances de charge (la résistance de collecteur par exemple)
- ces deux limitent fixent la bande passante de l'amplificateur.

Un facteur important est le **rapport signal/bruit** de l'amplificateur audio.

Un autre facteur important est la **distorsion**. Si on applique un signal purement sinusoïdal à l'entrée d'un amplificateur, la tension de sortie ne représentera pas nécessairement un sinusoïde, mais un sinusoïde un peu déformé. Une analyse mathématique montre que ce signal peut être décomposé en un signal purement sinusoïdal à la fréquence fondamentale et une série de signaux à fréquence multiple : c'est la fameuse analyse de Fourier. Une annexe est réservée à ce sujet.

On définit la distorsion comme

$$d = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 + v_5^2 + v_6^2 + \dots}}{v}$$

où v_2 est la composante à la fréquence harmonique 2 (2 f) résultant de la non linéarité de l'ampli,
 v_3 est la composante à la fréquence harmonique 3 (3 f) résultant de la non linéarité de l'ampli, etc ...
 v est la tension totale.

La distorsion est exprimée en % ou en dB. Ainsi, on dira qu'un ampli a une distorsion de 1% ou -40 dB.

3.5.11.1. Préamplificateur audio

Le schéma ci-dessous représente un ampli pour micro électret. Le design est fait pour un environnement RF assez agressif, on y trouve un découplage soigné des entrées et sorties, un découplage de la tension d'alimentation de l'électret et un filtre qui limite la bande de fréquence aux fréquences vocales. Suivant le micro utilisé il faudra adapter les connexions à la prise jack.

Les transistors BC549, BC309, BC109, ... sont particulièrement recommandés ici, car leur bruit est très faible.

On peut utiliser le même montage pour un micro dynamique, il suffit de supprimer l'alimentation de l'électret.

⁶ Le terme audio fréquence comme son nom l'indique se rapporte aux fréquences que l'oreille humaine peut entendre, celle qui correspond aussi aux instruments de musique, c.-à-d. celle qui va de 20 Hz à 20.000 Hz. Le terme basse fréquence est plus relatif, 30 MHz est bas par rapport à 1 GHz ... mais dans l'acceptation générale on considère que les termes audio fréquence et basse fréquence désignent la même chose.

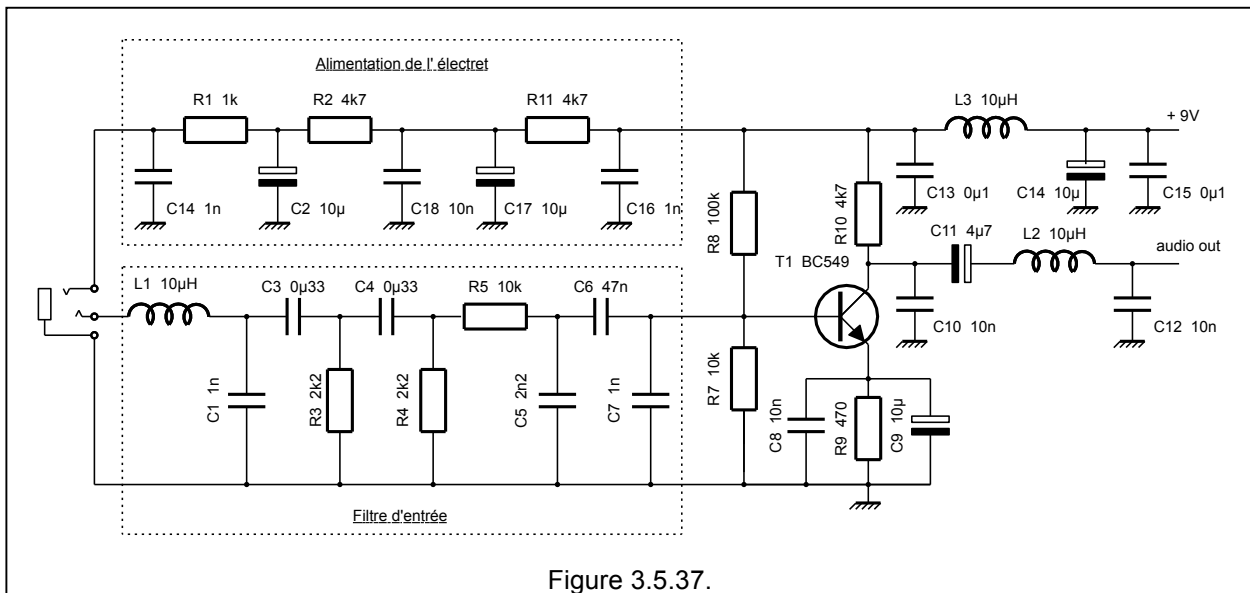


Figure 3.5.37.

3.5.11.2. Lignes symétriques et asymétriques

De longues connexions asymétriques peuvent présenter du ronflement, des inductions et de problèmes de retour à la terre. Dans ces cas on préfère des liaisons symétriques.

La figure ci-dessous montre comment passer d'asymétrique en symétrique et vice-versa. La masse ne doit pas nécessairement être connectée des 2 côtés du câble et un transfo d'entrée (et/ou de sortie) supplémentaire peut encore aider à résoudre les problèmes.

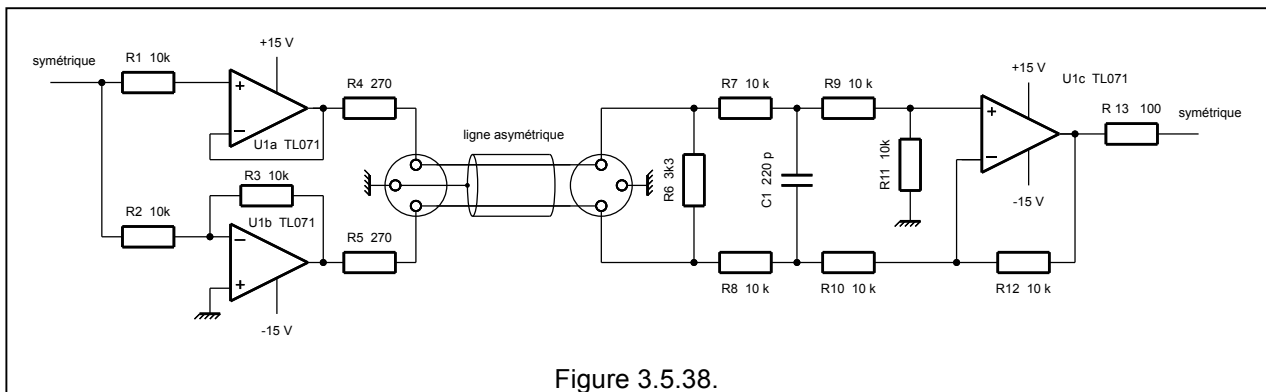


Figure 3.5.38.

3.5.11.3. Etages de correction de la bande passante

Il est parfois souhaitable de modifier ou de corriger la réponse en fréquence d'un système, ou parfois tout simplement parce que le "rendu" est meilleur.

Le montage ci-dessous permet de corriger la courbe de réponse d'un ampli audio. Il permet d'avoir un gain plus important des graves ou au contraire d'avoir un gain moins important. Il en est de même avec les aigues. Le réseau qui permet cette fonction est situé entre les points A, B et C. Ce montage est appelé **Baxandall**.

3.5.11.4. Ampli audio de puissance

Pour un récepteur (de radioamateur) une puissance de 1 W est amplement suffisante d'autant plus que l'écoute se fait souvent sur casque.

Il existe des circuits intégrés spécialement conçus pour cette application, en particulier le LM386. Son gain est de $20 \times$. La puissance de sortie est de 250 mW.

Mais pour une installation domestique un ampli de 10 à 20 W est généralement suffisant.

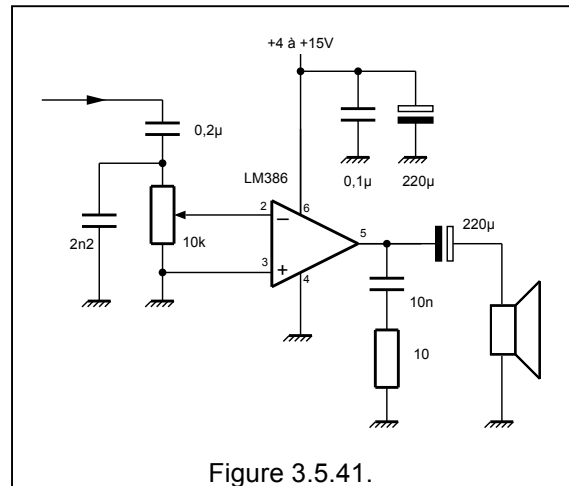


Figure 3.5.41.

Remarque: La puissance des ampli audio est annoncée en "watts musicaux" et correspond à la somme des puissances des 2 canaux (L + R). Il faut donc diviser la puissance par 2 pour obtenir la puissance par canal.

Pour obtenir la puissance efficace (celle qui est le produit de $U_{eff} \times I_{eff}$) il faudra encore diviser par 2.

Ainsi un ampli stéréo annoncé "400 W" ne fera que 100 W_{eff} par canal.

Si, on charge cet ampli par des résistances purement ohmiques de 8 Ω par exemple, la tension efficace, pour obtenir ces 100 W_{eff} sera égale à $U = \sqrt{100 \times 8} = 28,28 V_{eff}$.

Ampli de puissance avec circuit intégré:

Voici une sélection de quelques types d'ampli audio très utilisés :

LM386	0,25 W / 8 Ω	
LM380	2,5 / 8 Ω	
LM3876	50 W / 8 Ω	alim +35 V/ - 35 V
LM1875	20 W / 4 ou 8 Ω	alim max +30 V/ -30 V
TDA2005M	20 W	alim 0 / +14 V
TDA1554	stéréo 22 W	alim 12 V

Au-delà d'une certaine puissance (disons 1 W) tous les circuits intégrés sont montés sur des refroidisseurs.

3.5.11.5. Les amplificateurs en pont ("bridging").

Les amplificateurs de plus de 50 W (des W efficaces) deviennent difficiles à construire. Une des techniques consiste à employer deux amplificateurs, à les attaquer en opposition de phase et à alimenter la charge (haut-parleur) entre les deux sorties. Ainsi pour 50 W et 8 Ω on a besoin d'une tension de $U = \sqrt{50 \times 8} = \sqrt{400} = 20V$. Il s'agit de 20 V efficace, donc $20 \times 2 \sqrt{2} = 28 V$ peak. Tenant compte des tensions de déchets et d'une petite marge de sécurité, il faudra une tension d'alimentation de l'ordre de 32 à 36 V.

Grâce au montage en pont, la tension d'attaque du haut parleur sera double et la puissance va "monter" à $P = U^2 / R = (2 \times 20)^2 / 8 = 1600 / 8 = 200$ Watts.

Parfois un ampli stéréo peut être modifié en "mono et en pont". Dans ce cas il faudra un second ampli stéréo pour attaquer l'autre canal.

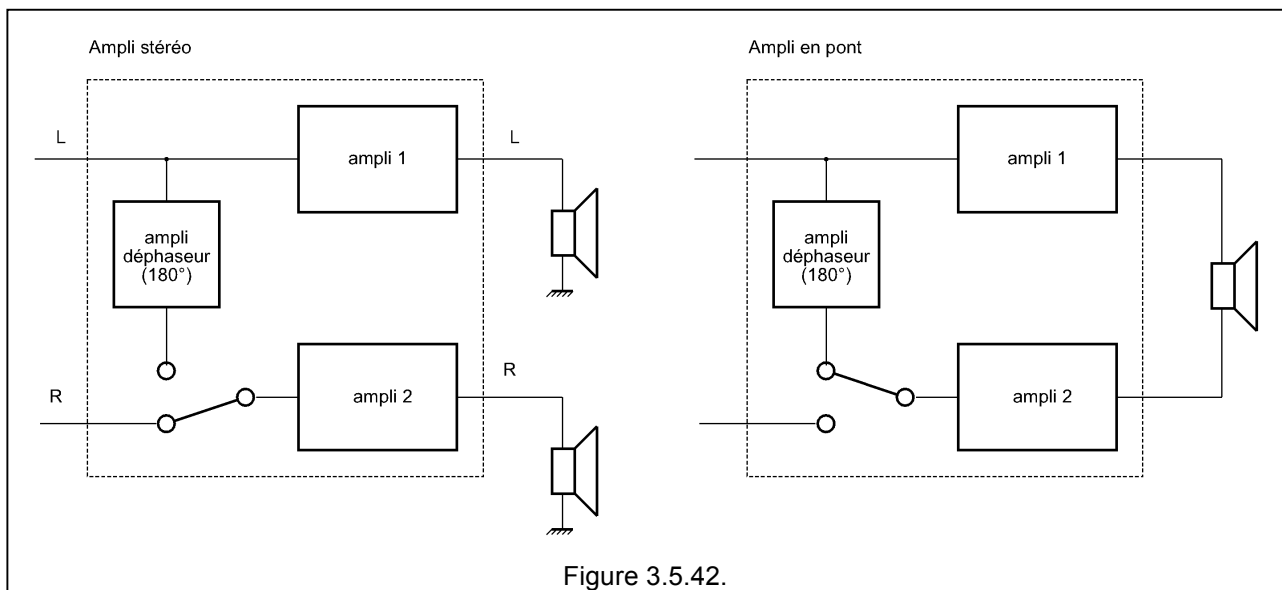


Figure 3.5.42.

Cette technique est aussi utilisée dans les amplis de voiture. Le problème n'est pas tellement d'obtenir une forte puissance, mais de résoudre le problème de la limitation de la tension d'alimentation (13,8 V).

3.5.12. Les amplificateurs à fréquence intermédiaire et les ampli HF

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.5.13. Amplificateurs RF de puissance

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 5 consacré aux émetteurs.

3.5.14. La stabilité des amplificateurs

Murphy, notre saint patron, étant toujours à nos côtés, il arrive fréquemment qu'un montage amplificateur oscille et inversement qu'un oscillateur ne veuille pas osciller. Un gain excessif ou une réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur peuvent conduire celui-ci à osciller.

Pour éviter qu'un amplificateur oscille, il faut prendre les précautions suivantes:

???????????????

3.6. Les détecteurs

Nous aborderons les détecteurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.7. Les oscillateurs

On dit que l'on produit une réaction lorsqu'on réinjecte à l'entrée d'un amplificateur une tension (ou un courant) obtenu à partir de la tension (ou du courant) de sortie. La réaction est dite

- positive lorsqu'elle augmente l'amplification
- négative lorsqu'elle diminue l'amplification et dans ce cas on utilise plutôt le terme contre réaction

Souvenez-vous que lorsqu'on a parlé des amplificateurs, nous avons dit que Murphy, notre saint patron, étant toujours à nos côtés, et qu'il arrive fréquemment qu'un montage amplificateur oscille et inversement qu'un oscillateur ne veuille pas osciller. Nous allons à présent voir les oscillateurs.

Un oscillateur est donc semblable à un amplificateur, toutefois dans un oscillateur on doit réinjecter une partie du signal de sortie vers l'entrée, et cette ré-injection doit se faire en phase.

Nous distinguons toutefois les oscillateurs haute fréquence (RF, IF, ...) et les oscillateurs basse fréquence.

Dans les oscillateurs haute fréquence, on distingue 3 sortes d'oscillateurs selon la manière de réinjecter une partie de la tension de sortie vers l'entrée :

- l'oscillateur Hartley
- l'oscillateur Colpitts
- l'oscillateur de Pierce, qui est le plus stable et qui utilise aussi un diviseur capacitif.

et il y a aussi l'oscillateur à quartz. Mais nous verrons ces oscillateurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.8. Les circuits logiques

Au chapitre 2, nous avons parlé des circuits logiques en tant que "composant", nous allons maintenant étudier quelques circuits particuliers. Ce paragraphe sera plutôt présenté comme un "livre de recette", c'est à dire qu'on va donner un schéma et éventuellement la manière de calculer certaines valeurs. Vous pourrez alors reproduire ce schéma, l'essayer, modifier des valeurs, le mettre à votre, et utiliser ce bloc comme un bloc dans votre montage.

3.8.1. Rappel⁷

Il existe 2 familles de circuits logiques, dont les principales caractéristiques peuvent être résumées par le tableau suivant :

	alimentation	fréq. max	type	fan-out
TTL	4,75 à 5,25 V	3 à 110 MHz	7400	10 (à 20)
CMOS	4 à 15 V	8 à 20 MHz	4000 74HC00 et 74HCT00	50

La famille 74HCT est totalement compatible avec la famille 7400

Les 2 portes les plus utilisées sont les portes NAND et les portes NOR :

- si toutes les entrées d'une porte NAND sont à 1, la sortie est à 0⁸
- si une seule entrée d'une porte NOR est à 1, la sortie est à 0

Par conséquent,

- si certaines entrées d'une porte NAND ne sont pas utilisées, elles doivent être mises à 1
- si certaines entrées d'une porte NOR ne sont pas utilisées, elles doivent être mises à 0

Dans le cas de portes à 2 entrées, on peut connecter l'entrée non utilisée sur celle qui est normalement utilisée.

Un circuit intégré possède en général plusieurs portes indépendantes. La figure ci-contre montre comment on peut réaliser, par câblage d'autres types de portes à partir d'un porte NAND ou d'une porte NOR.

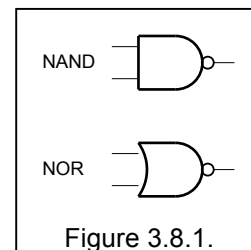
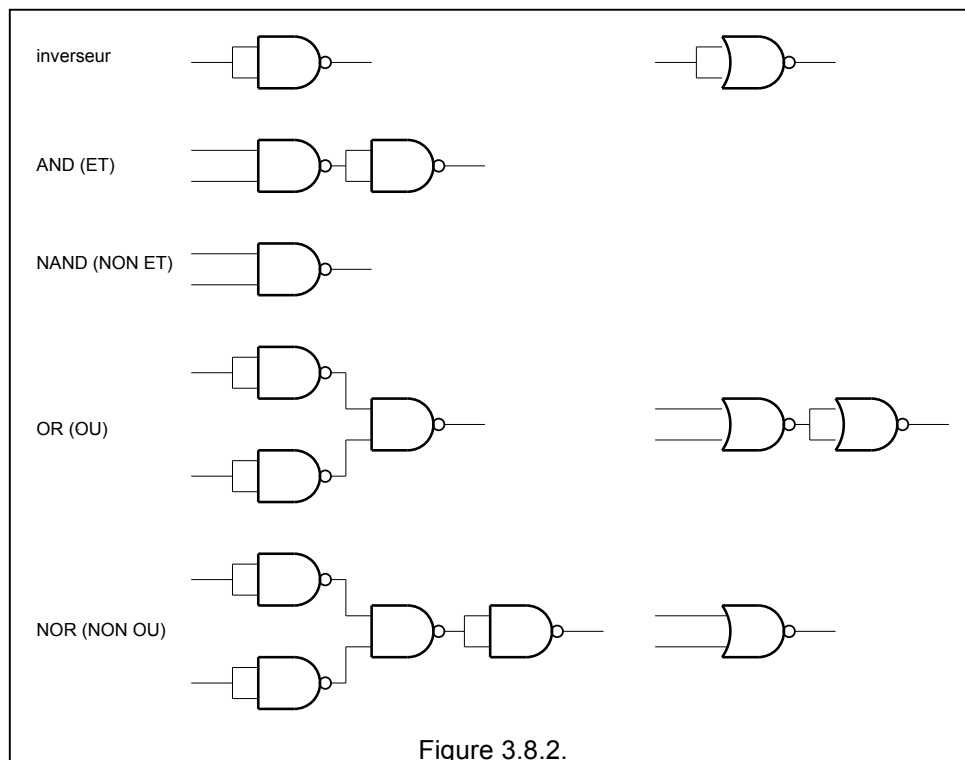


Figure 3.8.1.

⁷ Voir chapitre 2

⁸ Autrement dit : si une seule entrée d'une porte NAND sont à 0, la sortie est à 1



Le tableau suivant reprend une petite sélection des circuits les plus courants :

TTL	type		CMOS
7400	NAND	4 x 2 entrées	
7402	NOR	4 x 2 entrées	
7404	inverseur	6 x	
7406	inverseur	6 x (collecteur ouvert)	
7410	NAND	3 x 3 entrées	
7414	inverseur	6 x (avec trigger de Schmitt)	
7420	NAND	2 x 4 entrées	
7430	NAND	1 x 8 entrées	
7432	NOR	4 x 2 entrées	
7442		décodeur BCD → 10 lignes	
7447		décodeur BCD → afficheur 7 segments	
7472	JK	2 x	
7474	D	2 x	
7486	XOR	4 x 2 entrées	
7490		diviseur par 10	
7492		diviseur par 12	
7493		diviseur par 16	
74121		monostable	
74150	Sélecteur	16 lignes d'entrées → une sortie	
74151	Sélecteur	8 lignes d'entrées → une sortie	
74153	Sélecteur	4 lignes d'entrées → une sortie (2x)	
74154	Distributeur	1 entrée → une des 16 lignes de sortie	
74154	Distributeur	1 entrée → une des 4 lignes de sortie (x2)	
74164		registre à décalage 8 bits	

3.8.2. Adaptation aux signaux d'entrée

Pour attaquer les circuits logiques et réaliser les fonctions de délais, comptage et autres, il faudra adapter le signal d'entrée aux niveaux requis.

Si nous disposons d'un signal qui passe de 0 à +12 V par exemple, nous pourrions utiliser le montage ci-contre. La résistance R1 sera par exemple de l'ordre de 10 à 100 kΩ. La diode D évite le claquage inverse du transistor. Nous utilisons ici par exemple une porte XOR qui est attaquée par un signal n°2, mais ceci n'est qu'une simple supposition.

Si nous disposons d'un contact sec (c-à-d sans potentiel) on peut utiliser le montage ci-contre. R2 est calculé de sorte à obtenir un $I_B > I_C / \beta$ et R3 en calculé en sorte que la tension de base soit bien inférieure à 0,6 V lorsque le contact est fermé.

Dans le cas où on souhaite n'avoir aucun point commun, ni même la masse, on peut utiliser un optocoupleur à l'entrée.

Le signal d'entrée peut aussi être un signal alternatif (BF ou HF). S'il s'agit d'un signal relativement faible, il y a intérêt à utiliser le montage "pompe à diodes". Les valeurs des condensateurs (C1 et C2) dépendent de la fréquence (en général 0,1μF pour la BF et 1 à 10 nF pour la HF). S'il y a un risque de dépasser la tension d'entrée (5V pour les TTL et 15 V pour les CMOS), il faut prévoir une diode zéner Dz1 de limitation de tension.

Un problème auquel on est parfois confronté est le "rebondissement des contacts". Pour éviter ce phénomène on utilise un contact inverseur et un flip-flop.

Les résistances R1 et R2 "tirent" les entrées vers + 5 V, on les appelle des résistances de **pull-up**. Elles ont une valeur comprise entre 1 kΩ et 10 kΩ, mais on trouve fréquemment 3k3 ou 4k7 !

Dans un montage flip flop avec 2 portes NAND (comme ci-contre), c'est l'entrée qui reste le plus longtemps à 0 qui va déterminer l'état final.

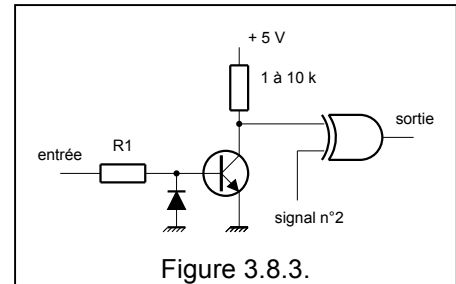


Figure 3.8.3.

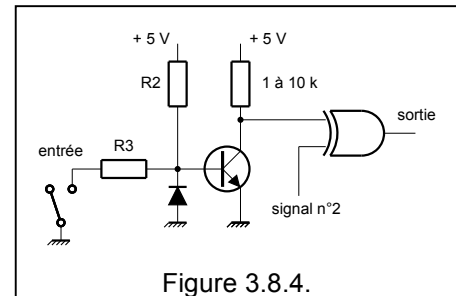


Figure 3.8.4.

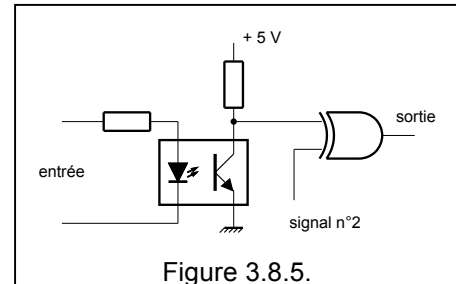


Figure 3.8.5.

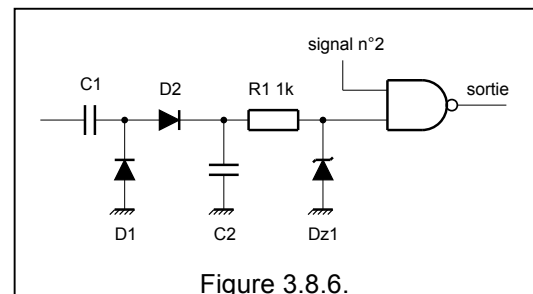


Figure 3.8.6.

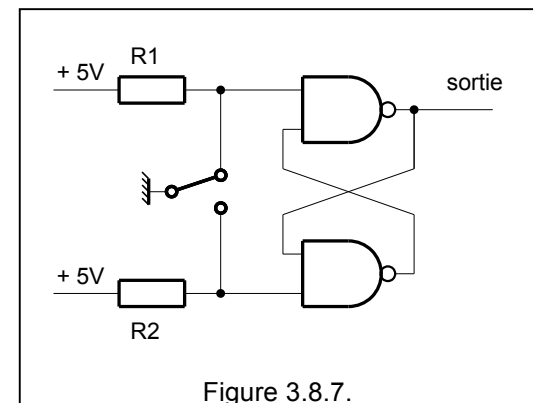


Figure 3.8.7.

3.8.3. Adaptation à la charge

La sortie du montage va finalement commander "quelque chose". La commande d'une diode LED. La résistance R1 sera calculée pour limiter le courant à 10 mA par exemple.

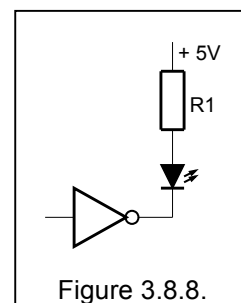


Figure 3.8.8.

Dans certains cas, on a besoin d'une sortie "collecteur ouvert" tel qu'indiqué ci-contre. La diode zéner Dz1 protège le transistor contre les tensions inverses.

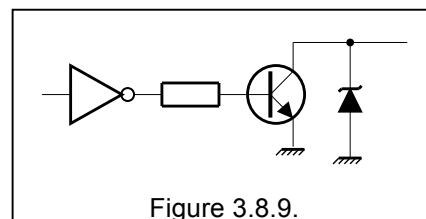


Figure 3.8.9.

On peut aussi avoir besoin d'un relais pour commander une charge importante. On utilise alors également un transistor. La tension d'alimentation peut être différente (mais dans la plupart des cas supérieure) à la tension des circuits logiques (5V en TTL, 12V en CMOS). Remarquez la diode qui protège le transistor des tensions inverses.

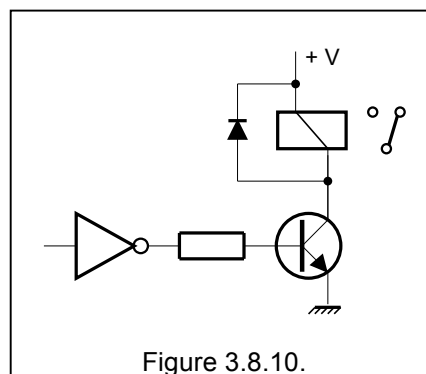


Figure 3.8.10.

3.8.4. Logique combinatoire

Entre l'entrée et la sortie d'un montage logique, on trouve habituellement une partie de **logique booléenne**. Pour réaliser ce circuit, il faudra analyser le problème (par exemple comment fonctionne un relais radioamateur) et à combiner les différentes informations pour réaliser la fonction de sortie souhaitée. Dans la plupart des cas on trace donc le circuit au fur et à mesure de l'analyse du problème. Toutefois dans les cas très complexes, il est plus facile d'écrire les équations du circuit avant de passer au dessin.

Pour ces fonction, on fait appel aux **différentes portes**, mais essentiellement aux portes NAND et NOR.

3.8.5. Logique séquentielle

Nous aurons ici des fonctions qui résultent d'éléments qui appartiennent au passé. On fait donc appel aux différentes bascules.

3.8.6. Oscillateurs

On peut réaliser un simple oscillateur à partir d'une porte inverseuse. Dans la figure ci-contre la fréquence est variable. Pour un 4584, R doit être compris entre 10 k et 1 M, C doit être compris entre 1nF et 1µF.

Si on prévoit un ajustage de la fréquence, il est préconisé d'utiliser une résistance "talon" (R1 dans ce cas). C'est elle qui déterminera avec C1, la fréquence maximale.

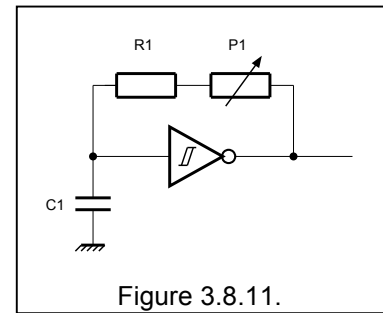


Figure 3.8.11.

Si on a besoin d'une fréquence très stable, on peut utiliser un quartz. Le montage ci-contre fonctionne pour des valeurs de 1 MHz à 5 MHz. La résistance R1 aide à faire démarrer l'oscillateur. Pour des fréquences plus basses, il faudra augmenter la valeur des 2 condensateurs de 22 p.

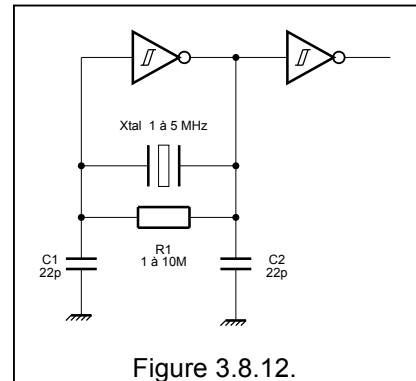


Figure 3.8.12.

Si on a besoin d'une fréquence très basse et très stable, on peut utiliser le 4060 dans le montage ci-contre. Suivant la fréquence du quartz on obtient un fréquence en Q14 de ...

Xtal	Q14
3,2768 MHz	200 Hz
4,194304 MHz	256 Hz

Le 4521 est assez similaire, il possède 24 étages et donc

Xtal	Q24
4,194304 MHz	0,25 Hz

On dispose en outre de fréquences intermédiaires, mais malheureusement pas toutes. On peut alors aussi utiliser les diviseurs suivants,

- 4020 14 étages (mais sans oscillateur)
- 4040 12 étages (mais sans oscillateur)

Mais le 4060 peut aussi être utilisé avec un oscillateur RC

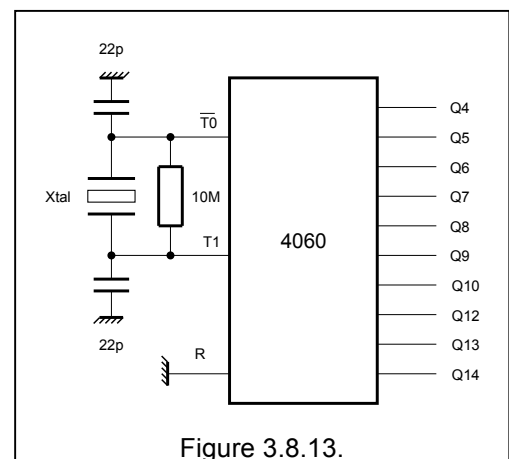


Figure 3.8.13.

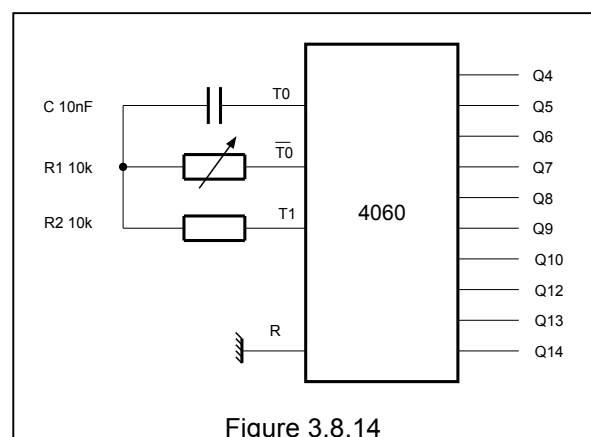


Figure 3.8.14

3.8.7. Génération d'impulsions sur flanc montant ou descendant

Lorsqu'il s'agit de déclencher certains événements, il faut parfois une impulsion au lieu d'un niveau continu. La figure ci contre montre comment générer de telles impulsions. La durée de l'impulsion est pratiquement égale à la constante de temps $R1-C1$. Notez que dans ces applications, le condensateur est toujours en série.

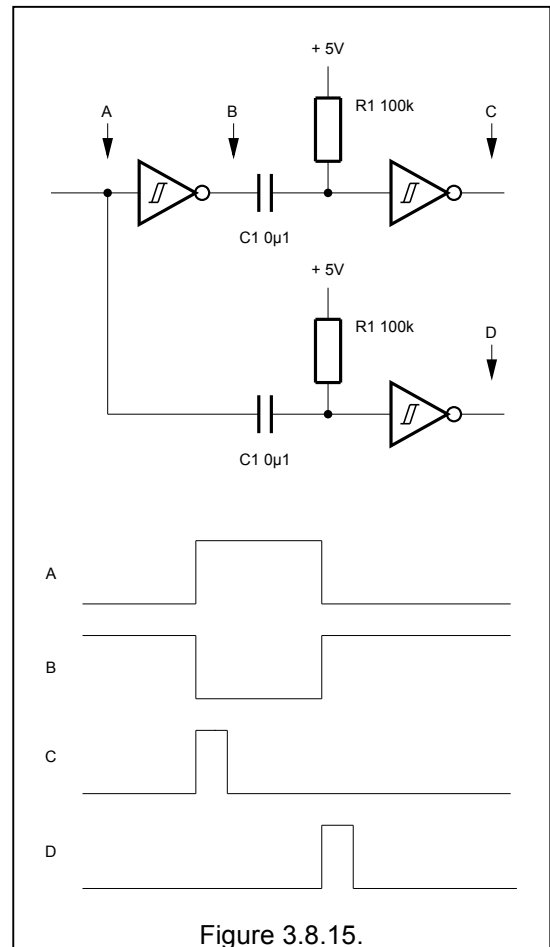


Figure 3.8.15.

3.8.8. Impulsion retardée

Le circuit suivant permet de retarder une impulsion. $R1-C1$ vont déterminer le retard, tandis que $R2-C2$ vont déterminer la largeur de l'impulsion de sortie.

Notez que si le signal d'entrée n'a pas une largeur minimale égale à $t1$, rien ne se passe. Ceci permet, par exemple, de filtrer les impulsions parasites.

Ci-contre, l'impulsion 1 a une durée suffisante et elle déclenche l'évènement en sortie ("elle passe"), tandis que l'impulsion 2 est trop courte ("elle ne passe pas").

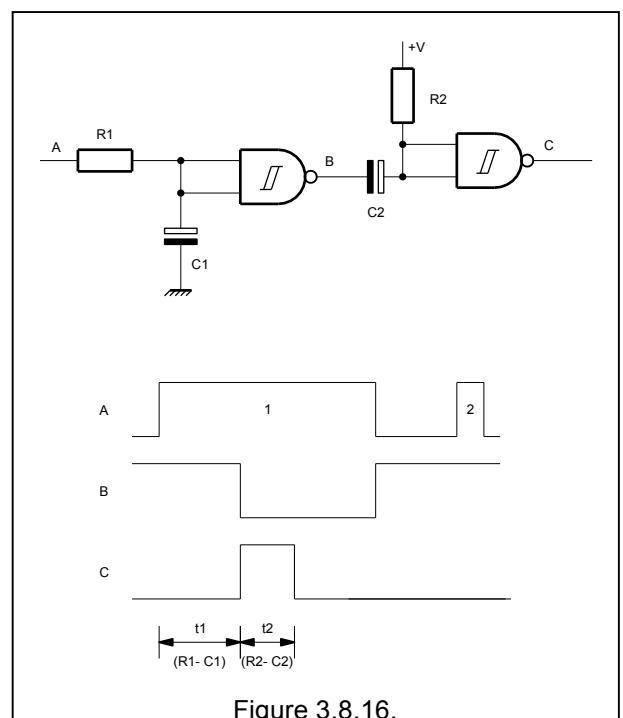


Figure 3.8.16.

3.8.9. Allongement d'une impulsion

Le circuit suivant permet d'allonger une impulsion. La durée de cet allongement est voisine de la constante de temps $R1 \cdot C1$.

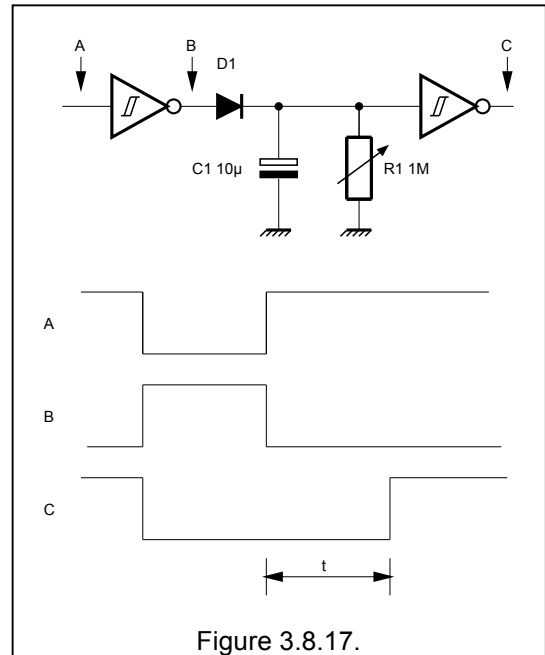


Figure 3.8.17.

3.8.10. Diviseur par "n"

Le circuit ci-contre permet de diviser la fréquence d'une impulsion par un nombre n où n varie de 1 à 10.

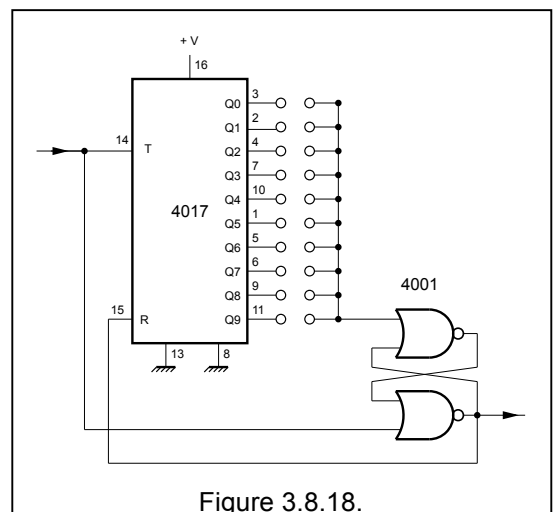


Figure 3.8.18.

Le circuit ci-contre permet de diviser un signal d'horloge. Le facteur de division est déterminé par la position des pontets et peut atteindre une valeur comprise entre 1 et 8191⁹.

La deuxième partie du 4013 est un diviseur par 2 et permet d'obtenir un signal avec un rapport cyclique de 1/1.

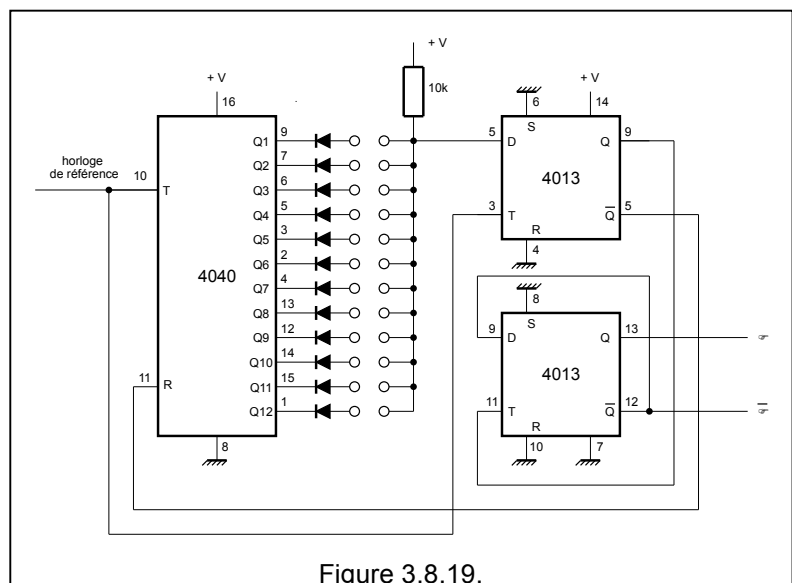


Figure 3.8.19.

⁹ Un compteur 2¹² permet de compter jusqu'à 4096 ...mais puisque ce montage est suivi d'un diviseur par 2, nous aurons bien 8192 !

3.8.11. "Chien de garde" ou watchdog¹⁰

Le montage ci-contre est un watchdog pour le circuit PTT d'un transceiver.

Lorsque le signal "PTT in" va à la masse le 4521 commence à compter. On peut sélectionner un nombre d'impulsions grâce aux pontets. Lorsque ce nombre est atteint toutes les sorties sélectionnées sont à 1 et par conséquent la sortie du 4001 est à 0, ce qui coupe le PTT out. A ce moment la broche 9 est mise à 1, ce qui empêche le 4521 de continuer son comptage.

Plus les systèmes sont sophistiqués, plus ils tombent en panne ... La plupart des programmeurs ajoutent déjà des "chiens de gardes" dans leurs programmes, mais cela ne suffit pas. Un système sûr implique un vrai chien de garde

- indépendant,
- alimenté par une source d'énergie sécurisée,
- avec une logique positive c-à-d que la condition normale soit la présence d'une tension (et non l'absence, car une liaison coupée doit aussi être détectée !)

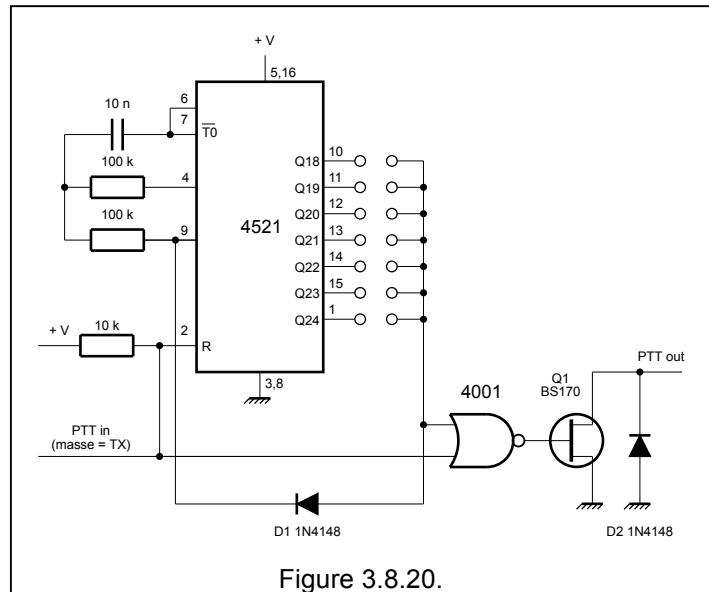


Figure 3.8.20.

On surveille donc un des signaux électriques et s'il n'y a pas d'activité pendant "x" secondes, on coupe l'alimentation, puis on la rebranche.

Le 4521 fournit la base de temps. Avec un Xtal à 4,194 MHz on arrive à 0,25 Hz maximum (1 cycle en 4 secondes). Le 4040 qui suit permet de diviser cette fréquence par 4096 pour avoir 1 cycle en 16384 sec (soit 273 sec ou 4,5 h ...). Pour des temps relativement courts (< 40 sec) ce 4040 n'est pas nécessaire. Les connexions "X" et "Y" permettent donc d'obtenir n'importe quel temps ! Le 4017 est un décodeur décimal.

En absence de panne la sortie Q0 du 4017 est à 1. En cas de panne, le compte à rebours commence et la situation est visualisée par une série de LEDs. Lorsque le 4017 arrive à la 7eme période, un buzzer annonce l'arrivée du reset. A la 8eme période le buzzer s'éteint et à la 9eme période on enclenche le relais pour faire le reset.

Un commutateur à 3 positions permet

- d'empêcher le reset pour des questions de maintenance par exemple
- de forcer le reset
- et un fonctionnement normal dans la position intermédiaire

¹⁰ Ce paragraphe doit être considéré comme une application, un exercice.

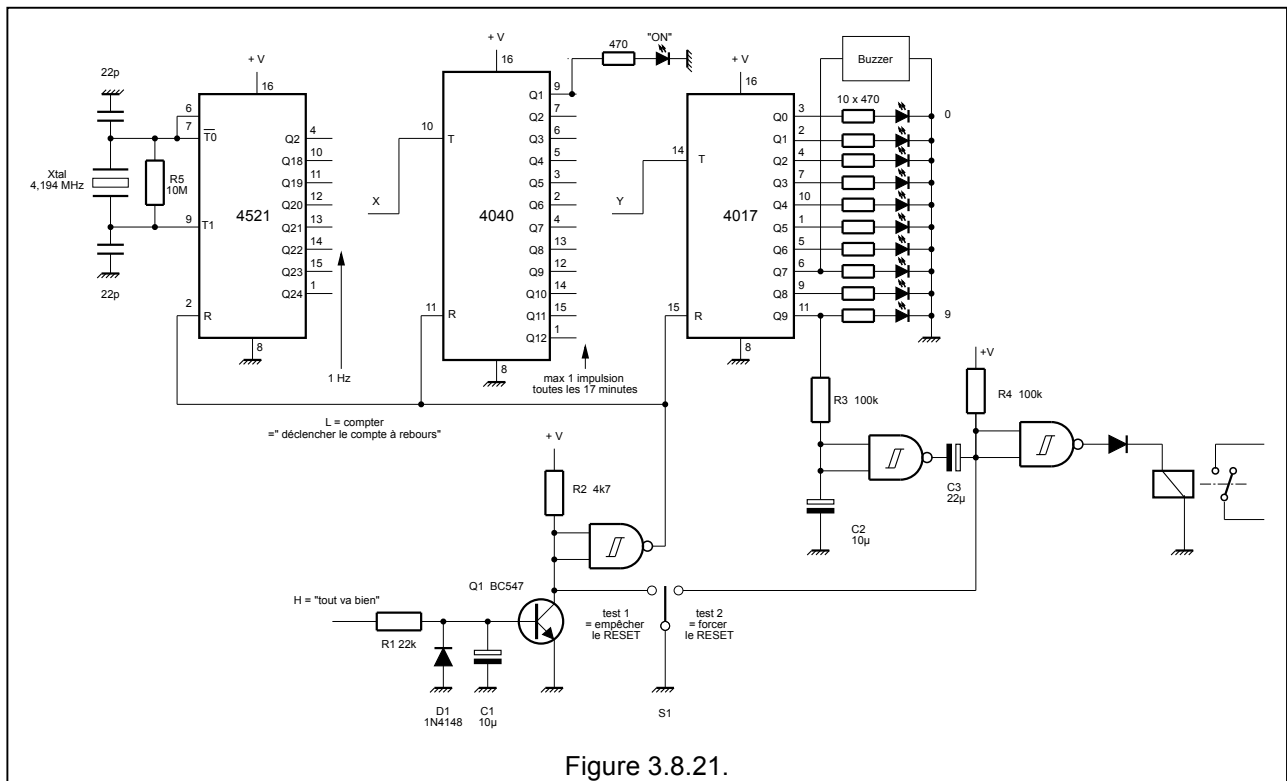


Figure 3.8.21.

3.9. Les amplificateurs opérationnels

Au chapitre 2, nous avons parlé des amplificateurs opérationnels en tant que "composant", nous allons maintenant étudier comment les mettre en œuvre dans des circuits. Nous présenterons aussi ce paragraphe comme un "livre de recettes".

3.9.1. Deux types d'alimentation

On peut alimenter les AO

- soit par deux tensions symétriques $+V$ et $-V$ (figure a) (par exemple $+12V$ et $-12V$ ou $+15V$ et $-15V$),
- mais dans certains cas, la nécessité d'une deuxième tension d'alimentation pose des problèmes pratiques. Si on ne dispose que d'une tension d'alimentation (figure b) (par exemple $+9V$ ou $+12V$), on peut créer une tension de référence (égale à la moitié de la tension d'alimentation) par un simple diviseur potentiométrique entre $+V$ et la masse. Mais lorsqu'il faut alimenter plusieurs AO, on préfère créer cette tension de référence à partir d'un AO. Un seul AO peut fournir la demi tension d'alimentation à une dizaine d'autres AO.

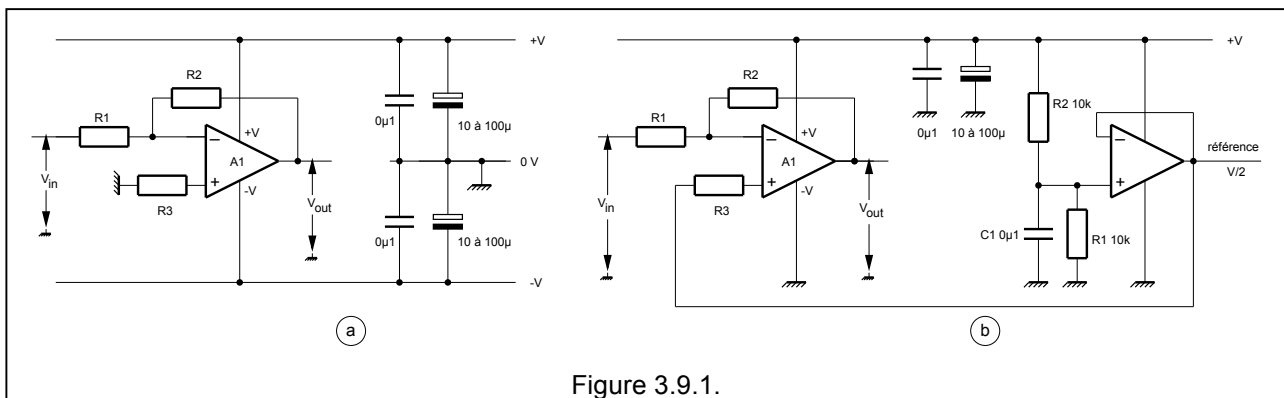


Figure 3.9.1.

Dans la figure ci-dessus, l'ampli opérationnel A1 est un amplificateur inverseur. Nous verrons ces différents montages dans la suite de ce chapitre.

Il ne faut pas oublier que l'amplitude maximum de la tension de sortie ("l'excursion") sera un peu plus petite que la différence entre $-V$ et $+V$.

Il est important de découpler correctement les alimentations, le plus près possible de chaque AO. Un double découplage par condensateur électrolytique et par condensateur céramique est recommandé.

Par souci de simplifications, tous les montages qui vont suivre supposent une alimentation symétrique.

3.9.2. Les deux montages fondamentaux : l'ampli inverseur et l'ampli non inverseur

La figure ci contre montre deux montages classiques.

Le gain du montage inverseur est donné par la relation

$$A = - (R_2 / R_1)$$

L'impédance d'entrée est égale à R_1 .

Pour que la dérive en température soit minimale, on choisit $R_3 = R_1 // R_2$.

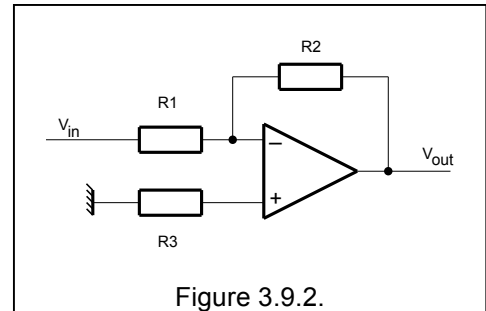


Figure 3.9.2.

Le gain du montage non-inverseur est donné par la relation :

$$A = 1 + (R_2 / R_1)$$

L'impédance d'entrée est toujours très grande.

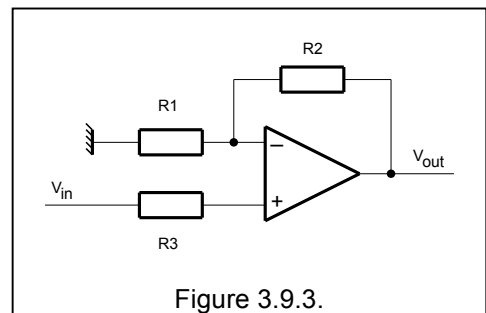


Figure 3.9.3.

3.9.3. Le montage suiveur de tension

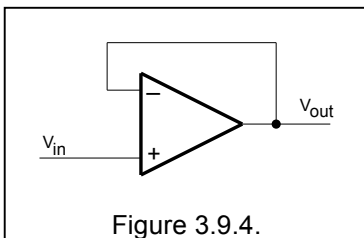


Figure 3.9.4.

Ce montage possède une impédance d'entrée très grande, un gain égal à 1 et une impédance de sortie très faible. On utilise un suiveur de tension pour "isoler" un circuit d'un autre ou pour ne pas le "charger".

Mais parfois on a besoin d'un étage suiveur qui puisse fournir un courant important. Dans ce cas on utilise deux transistors de puissance complémentaires et on fait la boucle sur l'ensemble cà-d sur l' OA + la paire de transistors.

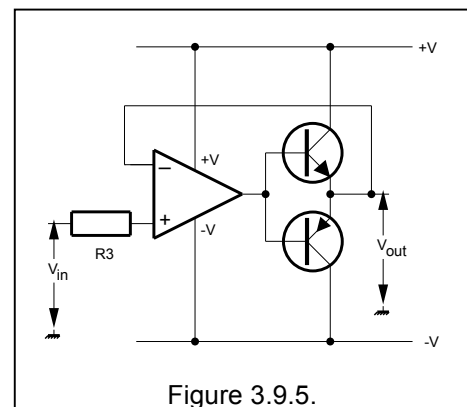


Figure 3.9.5.

3.9.4. Amplificateur différentiel

Dans ce cas $V_{out} = k (V_2 - V_1)$

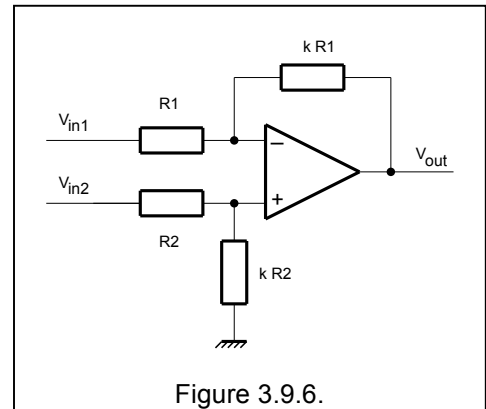


Figure 3.9.6.

3.9.5. Comparateur de tension

Dans un comparateur de tension la tension d'entrée V_i est appliquée à l'entrée - par exemple et la tension de référence V_{ref} est appliquée à l'entrée + . La tension de sortie va basculer de $V_{OUT MAX}$ à $V_{OUT MIN}$ selon que V_i est inférieur ou supérieur à V_{ref}

Le montage ci-dessous est un "comparateur à fenêtre" : la tension de sortie V_{out} est positive si $V_{lower} < V_{in} < V_{upper}$

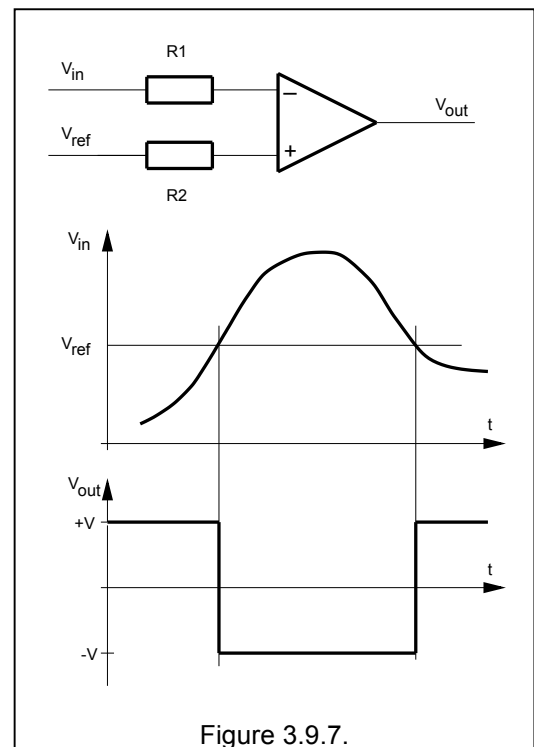


Figure 3.9.7.

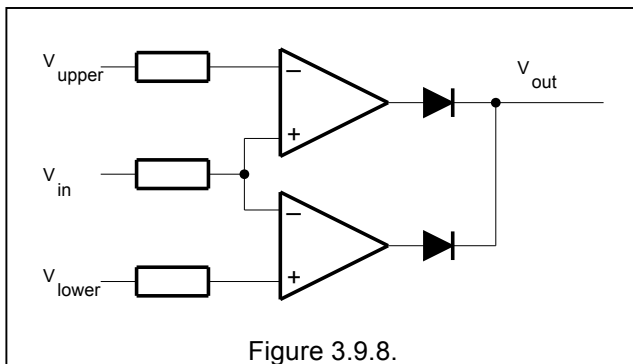


Figure 3.9.8.

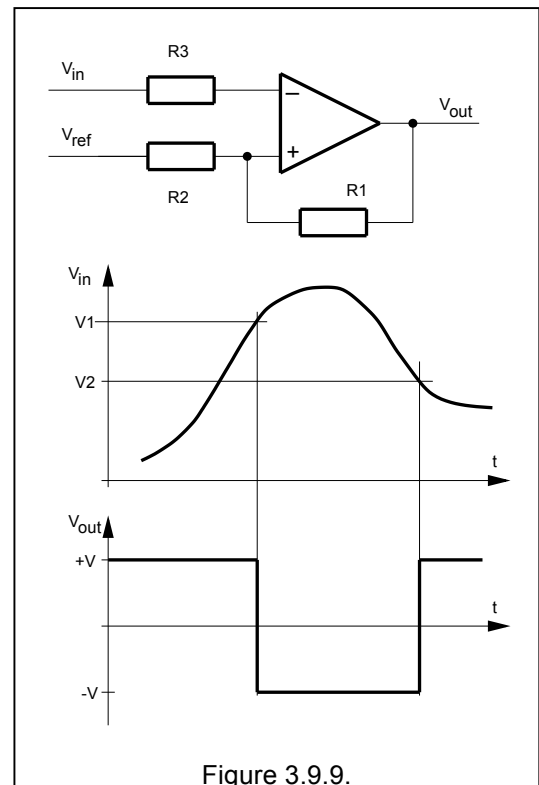
3.9.6. Trigger de Schmitt

Le trigger de Schmitt possède deux points de basculements (V_1 et V_2) selon que la tension va en croissant ou en décroissant.

$$V_1 = V_{REF} - (R_1 / R_1 + R_2) (V_{REF} - V_{OUT MAX})$$

$$V_2 = V_{REF} - (R_1 / R_1 + R_2) (V_{REF} - V_{OUT MIN})$$

$$\text{hystérésis} = V_1 - V_2 = (R_1 / R_1 + R_2) (V_{OUT MAX} - V_{OUT MIN})$$



3.9.7. Intégrateur et différenciateur

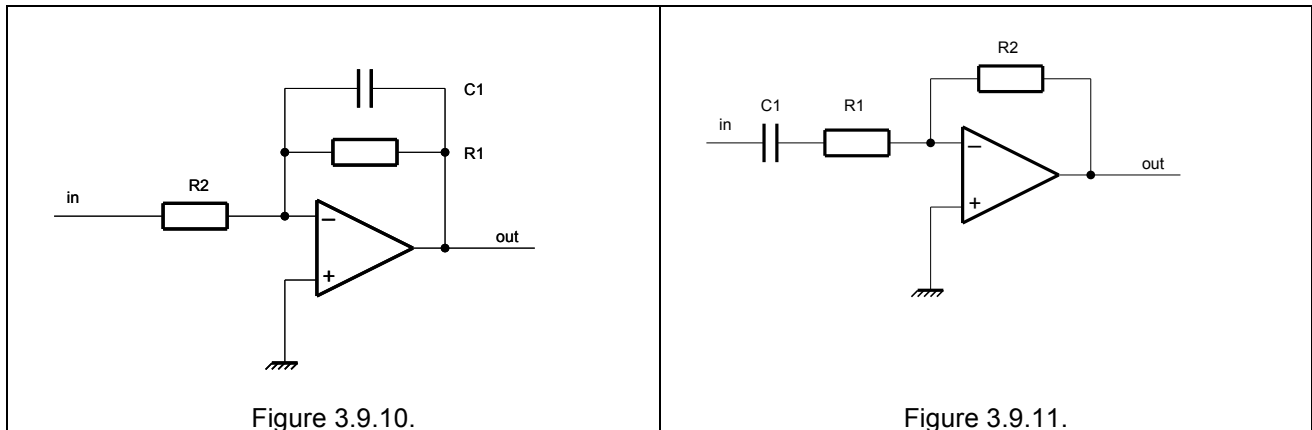


Figure 3.9.10.

Figure 3.9.11.

3.9.8. Filtres actifs

Lorsqu'on veut faire des filtres dans le domaine des fréquences audio, les selfs et les condensateurs prennent vite des dimensions inquiétantes, par contre les AO permettent de construire des filtres actifs avec seulement quelques R et C.

3.9.8.1. Filtres passe bas

Le premier filtre est un passe bas du 1er ordre. On choisit d'abord C1, puis on calcule

$$R1 = a11 / 2\pi f C1$$

$$\text{et } A = R1/R2$$

Le deuxième filtre est un passe bas du second ordre. Ici aussi on choisit d'abord C1 = C2 = C, puis on calcule

$$R1 = \sqrt{b12} / 2\pi f C$$

$$\text{puis } A = 3 - a12 / \sqrt{b12}$$

$$\text{et } R4 = (A-1) R3$$

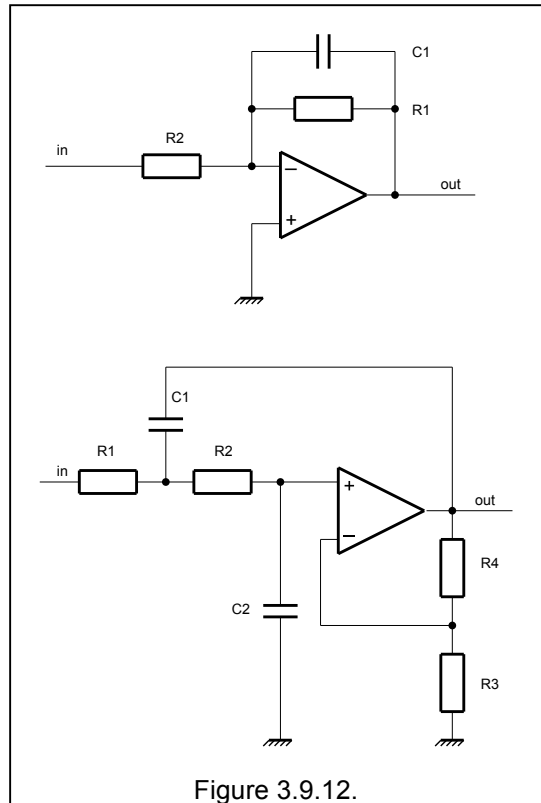


Figure 3.9.12.

3.9.8.2. Filtres passe haut

Le troisième filtre est un passe haut du 1er ordre. On choisit d'abord C1, puis on calcule

$$R1 = 1 / 2\pi f a12 C1$$

$$\text{et } A = R1/R2$$

Le quatrième est un passe haut du second ordre. Ici aussi on choisit d'abord C1 = C2 = C, puis on calcule

$$R1 = 1 / 2\pi f C \sqrt{b12}$$

$$A = 3 - a12 / \sqrt{b12}$$

$$R4 = (A-1) R3$$

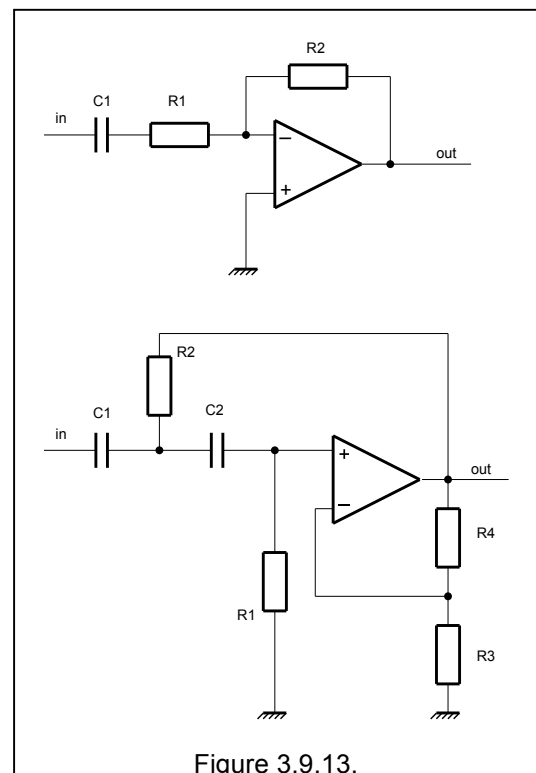


Figure 3.9.13.

3.9.7.3. Procédure de calcul

On détermine le type de filtre (atténuation critique, Bessel, Tschebyscheff, ..)

On fixe l'ordre du filtre. Un filtre du 1er ordre atténue de 6 dB par octave (20 dB par décade), un filtre du 2d ordre atténue de 12 dB par octave, un filtre du 3e ordre atténue de 18 dB par octave et ainsi de suite... Pour faire un filtre du 3eme ordre on met un filtre du 1er ordre en série avec un filtre du 2d ordre.

On détermine les coefficients d'après le tableau.

Pour chacun des filtres on détermine les composants. Dans beaucoup de cas on doit fixer d'abord un élément, on fixera par exemple la valeur d'un condensateur car il est toujours plus facile de trouver une résistance à 1 % qu'un condensateur à 1 % ! Pour le condensateur on choisira des condensateurs styroflex ou des MKM qui ont une bonne précision et une bonne stabilité dans le temps.

Si on arrive a des valeurs trop exagérées ($R < 10 \Omega$ ou $R > 1M\Omega$) alors recommence les calculs avec une autre valeur de condensateur.

	ordre	étage n°			
atténuation	1	1	a11 = 1	b11 = 0	
critique	2	1	a12 = 1,29	b12 = 0,41	
	3	1	a13 = 0,51	b13 = 0	
		2	a23 = 1	b23 = 0,26	
	4	1	a14 = 0,87	b14 = 0,19	
		2	a24 = 0,87	b24 = 0,19	
	5	1	a15 = 0,39	b15 = 0	
2		a25 = 0,77	b25 = 0,15		
		3	a35 = 0,77	b35 = 0,15	
6		1	a16 = 0,7	b16 = 0,12	
		2	a26 = 0,7	b26 = 0,12	
		3	a36 = 0,7	b36 = 0,12	
Bessel	1	1	a11 = 1	b11 = 0	
	2	1	a12 = 1,36	b12 = 0,62	
		3	a23 = 1	b23 = 0,48	
	4	1	a14 = 1,34	b14 = 0,49	
		2	a24 = 0,77	b24 = 0,39	
	5	1	a15 = 0,67	b15 = 0	
		2	a25 = 1,14	b25 = 0,41	
		3	a35 = 0,62	b35 = 0,32	
	6	1	a16 = 1,22	b16 = 0,39	
		2	a26 = 0,97	b26 = 0,35	
		3	a36 = 0,51	b36 = 0,28	
	Tschebyscheff (3 dB)	1	1	a11 = 1	b11 = 0
2		1	a12 = 1,07	b12 = 1,93	
		3	a23 = 0,36	b23 = 1,19	
4		1	a14 = 2,19	b14 = 5,53	
		2	a24 = 0,2	b24 = 1,2	
5		1	a15 = 5,63	b15 = 0	
		2	a25 = 0,76	b25 = 2,65	
		3	a35 = 0,12	b35 = 1,07	
6		1	a16 = 3,27	b16 = 11,7	
		2	a26 = 0,41	b26 = 1,99	
		3	a36 = 0,08	b36 = 1,09	

3.9.8.4. Filtre passe bande

Soit A l'amplification du filtre, B la bande passante, on commence par choisir un condensateur, puis, on calcule

$$R2 = 1 / (B \pi C)$$

$$R1 = R2 / 2 A$$

$$R3 = 1 / ((2\pi f C)^2 \times R2)$$

On peut rendre ce filtre ajustable en réglant R3.

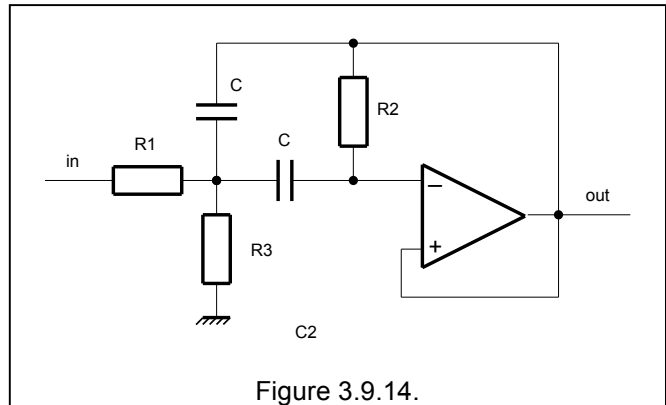


Figure 3.9.14.

3.9.8. Oscillateurs

3.9.8.1. Oscillateur sinusoïdal

Il s'agit d'un oscillateur en pont de Wien.

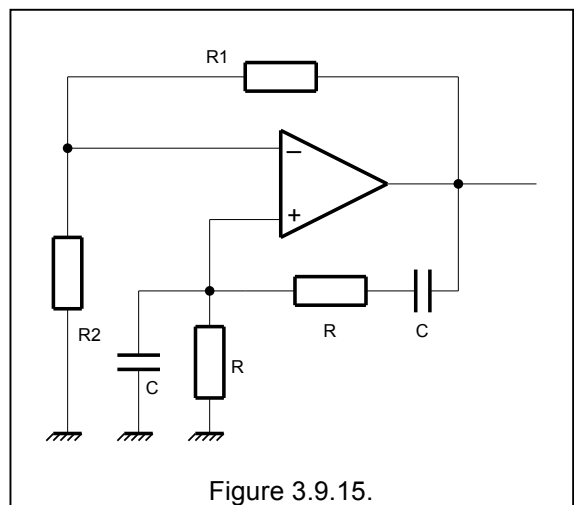


Figure 3.9.15.

Le deuxième montage utilise un réseau déphaseur.

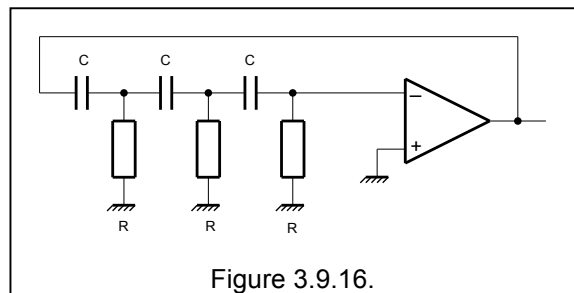
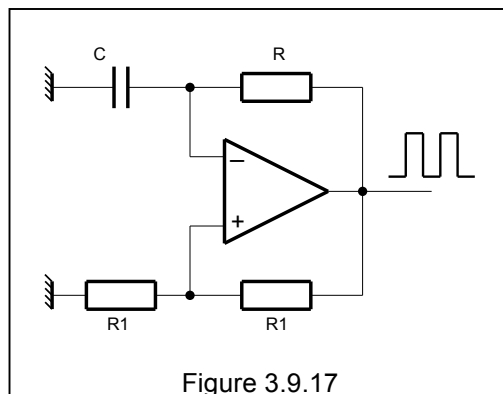


Figure 3.9.16.

3.9.8.2. Générateur d'ondes carrées

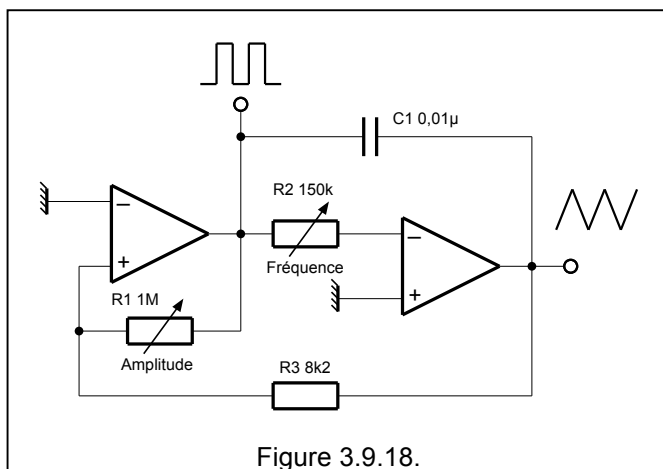
Le schéma ci-contre est un générateur d'ondes carrées dont la fréquence est approximativement $f = 1 / RC$.



3.9.8.3. Générateur de fonction

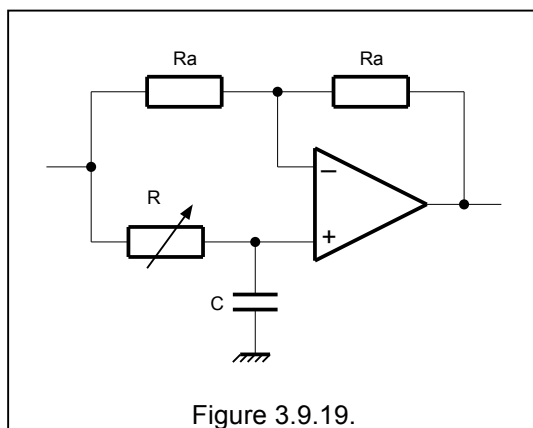
Le circuit ci-contre permet de générer un signal rectangulaire et une dent de scie dont l'amplitude et la fréquence sont réglables.

Comme déjà indiqué plus haut, il convient de prévoir une résistance "talon" pour les deux réglages.



3.9.9. Déphaseur

Grâce au montage ci-contre il est possible de déphaser un signal sinusoïdal de 0 à (presque) 180°. Le déphasage est donné par $\varphi = 2 \arctan (RC\omega)$



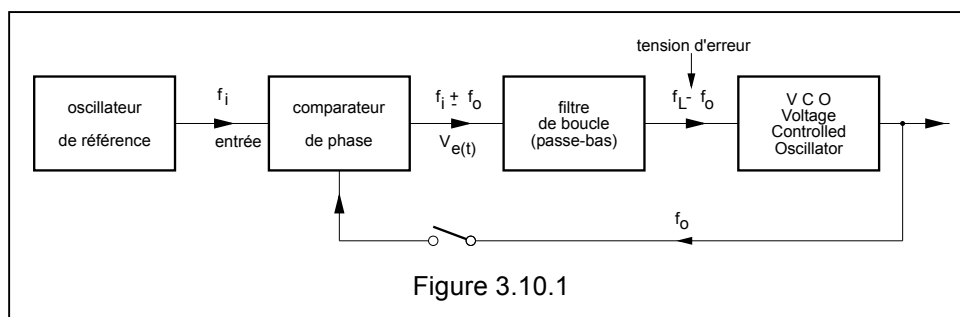
3.10. Boucle à verrouillage de phase (PLL)

Les boucles à verrouillage de phase ou Phase Locked Loop ou PLL peuvent être utilisées dans différentes applications dans le domaine radio amateur, elles peuvent être utilisées comme démodulateur FM, comme synthétiseur de fréquence, comme démodulateur FSK (démodulateur RTTY).

3.10.1. Généralités

Une boucle à verrouillage de phase est un système asservi qui comprend

- un détecteur de phase,
- un filtre de boucle,
- un amplificateur à courant continu, et
- un oscillateur commandé en tension (VCO Voltage Controlled Oscillator).



Lorsque la boucle est ouverte (l'interrupteur est ouvert¹¹), le VCO oscille sur une fréquence f_0 plus ou moins quelconque. Lorsque la boucle est fermée, le comparateur de phase compare la phase (la fréquence) du signal de référence f_i (parfois appelée "entrée") avec la phase du signal produit par le VCO f_0 . Ceci génère un signal d'erreur $V_{e(t)}$ qui est proportionnel à la différence de phase (ou de fréquence) entre les deux signaux. Cette tension d'erreur est amplifiée et filtrée avant d'être appliquée au VCO. la tension de commande tend donc à diminuer l'écart entre f_0 et la fréquence de référence.

Lorsque la fréquence d'entrée f_i sera assez proche de f_0 la boucle va synchroniser ou accrocher (to lock) au signal d'entrée. Lorsqu'il est verrouillé, le signal de sortie sera identique au signal 'entrée à l'exception peut être d'une infime partie qui va toujours être nécessaire générer la tension de correction.

Une boucle PLL est comparable à la boucle de contre réaction dans les circuits utilisant des ampli opérationnels, alors que pour ces derniers il s'agit d'une boucle tension-tension, pour les PLL il s'agit d'une boucle fréquence-tension.

Les PLL ont deux applications importantes

- d'abord comme démodulateur de signaux modulés en fréquence : dans ce cas, la tension d'erreur est une représentation exacte de la modulation (le signal audio qui a modulé l'émetteur FM ...). Il est à noter que le signal qui sera utilisé est le signal d'erreur.
- ensuite comme synthétiseur de fréquence : Un diviseur de fréquence permet d'obtenir de nombreuses fréquences de sortie en utilisant un seul générateur de référence. Dans la plupart des applications, la division est contrôlée de façon électronique. Par rapport au schéma bloc précédent on incorpore un diviseur programmable ("diviseur par n") et le comparateur de phase fonctionnera alors sur une fréquence égale au pas de fréquence.

¹¹ Cet interrupteur a été dessiné pour des raisons pédagogiques : dans la pratique cet interrupteur n'existe pas !

Un exemple : soit un synthétiseur pour couvrir 144 à 146 MHz par pas de 12,5 kHz (voir figure ci-dessous). Le pas de 12,5 kHz détermine automatiquement¹² la fréquence utilisée par le comparateur de phase. La fréquence de référence sera donc de 12,5 kHz et on peut obtenir cette fréquence en divisant 6,4 MHz par 256. On part d'un oscillateur à quartz à 6,4 MHz. Le facteur n dépend de la fréquence à obtenir pour 144 MHz, n sera égal à $144000/12,5$ soit 11520, et pour 146 MHz n sera égal à $146000/12,5$ soit 11680. Le diviseur devra pouvoir être programmable pour entre $n = 11520$ et $n = 11680$. Cela correspond en fait à 160 canaux de 12,5 kHz.

Dans la pratique le circuit de commande du facteur de division sera lié aux facilités de l'émetteur-récepteur. Dans le cas du service radioamateur, il sera lié au fonctionnement du bouton VFO ou aux canaux mis en mémoire. Par contre pour les services mobiles (police, surveillance, pompiers, taxis,...) il est préférable de ne programmer dans l'émetteur-récepteur que le ou les canaux autorisés, l'affichage de fréquences en MHz sera alors remplacé par des numéros de canaux.

Le diviseur par "n" peut être commandé en parallèle c'est-à-dire avec un fil par bit (comme représenté symboliquement ci-dessous) ou il peut être commandé en série c'est-à-dire qu'on envoie le nombre qui représente le facteur de division sur un seul fil.

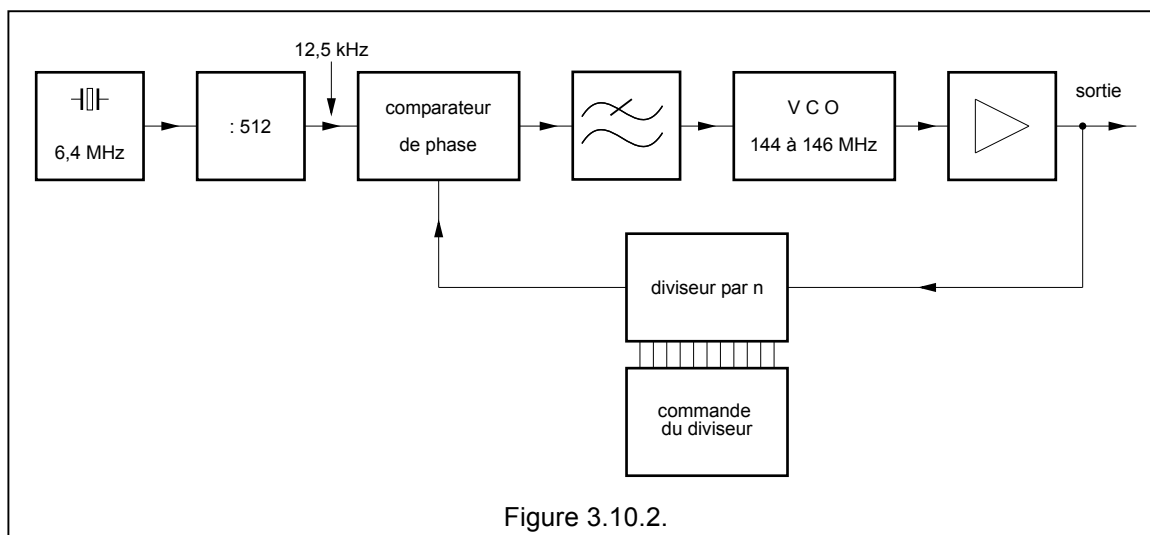


Figure 3.10.2.

Un PLL est caractérisé par plusieurs paramètres de fréquences :

- la **fréquence centrale** qui est soit la fréquence lorsqu'il n'y a pas de tension appliquée sur le VCO, soit la fréquence lorsqu'une tension moyenne est appliquée au VCO.
- on définit la **plage de capture** comme l'écart entre les fréquences maximum et minimum pour lesquelles la boucle s'accroche.
- on définit la **plage de verrouillage** comme la plage de fréquences pour laquelle la boucle reste verrouillée après avoir été accrochée. La plage de capture est toujours contenue dans la plage de verrouillage.

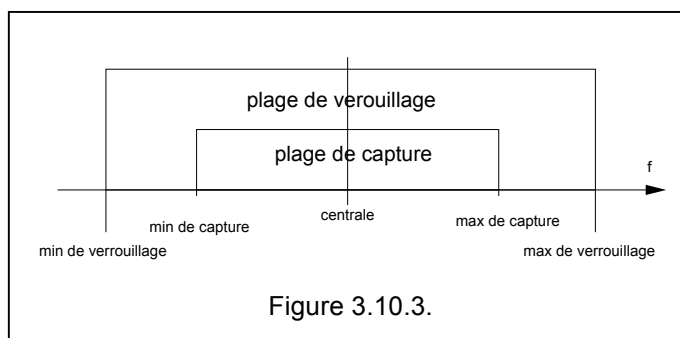


Figure 3.10.3.

¹² Si la fréquence de référence est plus grande que le pas de fréquence, on ne pourra pas obtenir certaines fréquences, si par exemple la fréquence de référence est 3 x le pas, on ne pourra obtenir que les multiples de 3 x le pas. La fréquence de référence pourrait être un sous multiple du pas, mais alors le bruit de phase va augmenter.

Un des inconvénients des PLL est le bruit de phase qu'il engendre, en effet à chaque instant la fréquence de sortie est soit légèrement supérieure ou légèrement inférieure à la fréquence nominale, et cette variation oblige la boucle à corriger la fréquence. Ces variations produisent du **bruit de phase**. Il s'agit en fait d'un bruit qui s'étale de part et d'autre de la porteuse et qui va perturber la réception. En fait ce bruit, en combinaison avec des signaux forts et hors de la bande normale de réception, produit des signaux démodulés qui altèrent la réception de petits signaux.

La figure ci-contre montre le signal "particulièrement bruité" au pied de la porteuse d'un VCO, en comparaison avec le signal produit par un oscillateur à quartz¹³. De plus, il apparaît aux multiples de la fréquence de référence une raie un peu plus marquée. Mais, par un choix judicieux du comparateur et du filtre passe-bas on peut diminuer sensiblement ce bruit de phase et obtenir des résultats tout à fait acceptables.

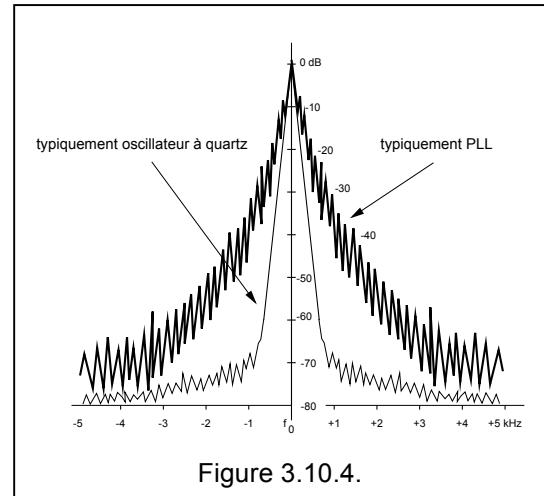


Figure 3.10.4.

Toutefois si on réduit la fréquence de coupure du filtre passe-bas

- le processus de capture devient plus lent (notamment important à la mise en route du PLL)
- la plage de capture diminue
- mais on améliore la réjection des interférences

Nous allons maintenant examiner quelques blocs qui constituent un PLL avant de voir quelques réalisations pratiques.

3.10.2. Le VCO

Jusqu'aux environs de 30 MHz, on peut utiliser des circuits intégrés comme VCO. Au fait, ce sont des multivibrateurs un peu particuliers dont la fréquence est déterminée par un condensateur et parfois aussi par une résistance et bien évidemment par une tension.

Un simple 555 peut aussi être utilisé comme VCO.

Mais plus généralement pour des fréquences inférieures à quelques dizaines de MHz, les VCO sont des circuits intégrés dédiés. On les représente simplement par un rectangle avec les connexions aux éléments extérieurs. Nous verrons plus loin quelques applications pratiques.

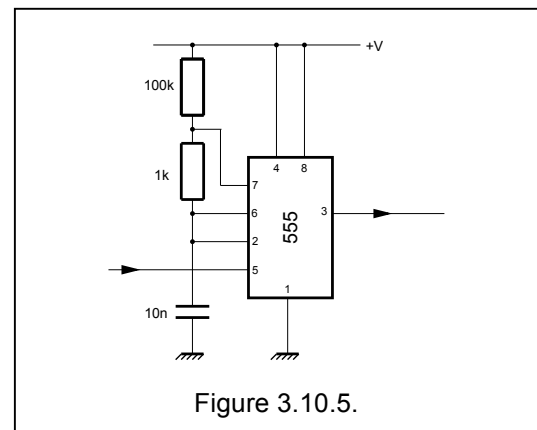


Figure 3.10.5.

Pour des fréquences supérieures au MHz les VCO sont des oscillateurs basés sur les montages classiques (Hartley, Colpits, ...) auxquels on a ajouté une diode varicap.

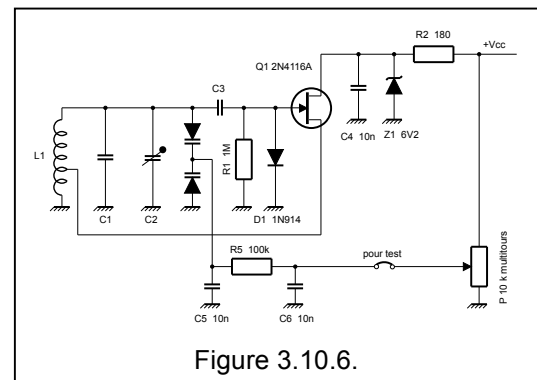


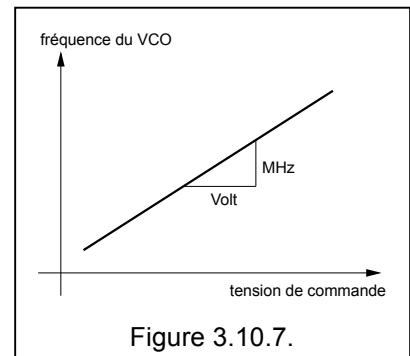
Figure 3.10.6.

¹³ Un oscillateur à quartz présente typiquement un bruit de -70 dBc à 1 kHz.

Outre sa plage de fréquence, un paramètre important qui caractérise le VCO est sa sensibilité, c'est-à-dire la pente de la caractéristique fréquence/tension qui s'exprime en MHz/Volt.

Cette courbe peut être linéaire ou non, peu importe.

Cette courbe est une courbe statique qui ne concerne que le VCO.

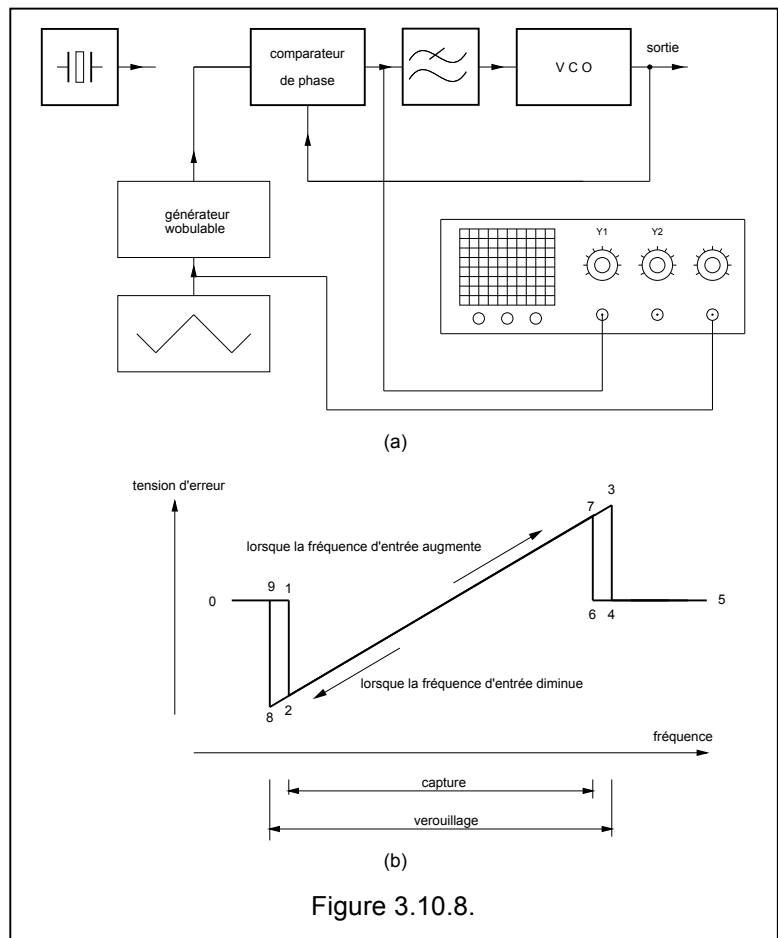


On peut aussi s'intéresser au fonctionnement dynamique en considérant toute la boucle. Pour cela il faut déconnecter le générateur de référence et le remplacer par un générateur wobulable et connecter un oscilloscope comme indiqué sur la figure a ci-contre.

Au début le système n'est pas verrouillé (de 0 à 1), puis, si on augmente la fréquence d'entrée, à l'instant 1 le système se verrouille. Si on augmente encore la fréquence d'entrée, la fréquence de sortie augmente aussi, au fait, elle suit fidèlement la fréquence d'entrée du point 2 au point 3. Arrivé au point 3, le système décroche. On continue encore jusqu'au point 5

Ensuite si on diminue la fréquence d'entrée, on retrouve une courbe similaire mais légèrement décalée.

Cette courbe montre les fréquences de verrouillage et de capture.



3.10.3. Le comparateur de phase

L'autre élément important dans une boucle d'asservissement de phase est le comparateur de phase qui va donner le signal d'erreur qui va permettre de corriger la fréquence du VCO. On distingue les comparateurs de phase basés sur un traitement analogique des signaux et des comparateurs de phase basés sur un traitement logique (numérique).

a) Les comparateurs de phase analogiques :

- le phasemètre par produit : dans les techniques de modulation nous verrons qu'il est possible de faire le produit de deux signaux, si nous partons des signaux $a = A \cos \omega t$ et $b = B \cos(\omega t + \varphi)$ le produit donnera $AB/2 (\cos (2\omega t + \varphi) + \cos \varphi)$, en filtrant la composante à basse fréquence on obtient une grandeur proportionnelle à la phase φ
- le pont de phase qui utilise deux transformateurs et deux cellules détectrices (voir figure a). On peut construire le diagramme vectoriel ci-contre d'où on déduit que

$$V_{AB} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + 2 V_1 V_2 \cos \varphi} - \sqrt{V_1^2 + V_2^2 - 2 V_1 V_2 \cos \varphi}$$

si $V_2 \gg V_1$ alors $V_{AB} \approx 2 V_1 \cos \varphi$

(à noter que ce circuit est aussi utilisé comme démodulateur FM)

- le modulateur en anneau (voir figure b) :

b) Les comparateurs de phase numériques :

- la bascule RS (figure a) : le signal de sortie Q a une valeur moyenne qui est directement proportionnelles au déphasage. Le montage donne une image de la phase entre 0 et 360°
- si les signaux à comparer ont un rapport cyclique de 1:1, on peut utiliser une porte OU exclusif (figure b), le signal de sortie varie entre 0 et un maximum (5V) pour une différence de phase de 0 à 180°.

C'est également au niveau du comparateur de phase que l'on génère le signal de verrouillage. Ce signal produit une alarme et doit théoriquement bloquer l'émetteur pour éviter d'émettre sur des fréquences aléatoires donc non autorisées.

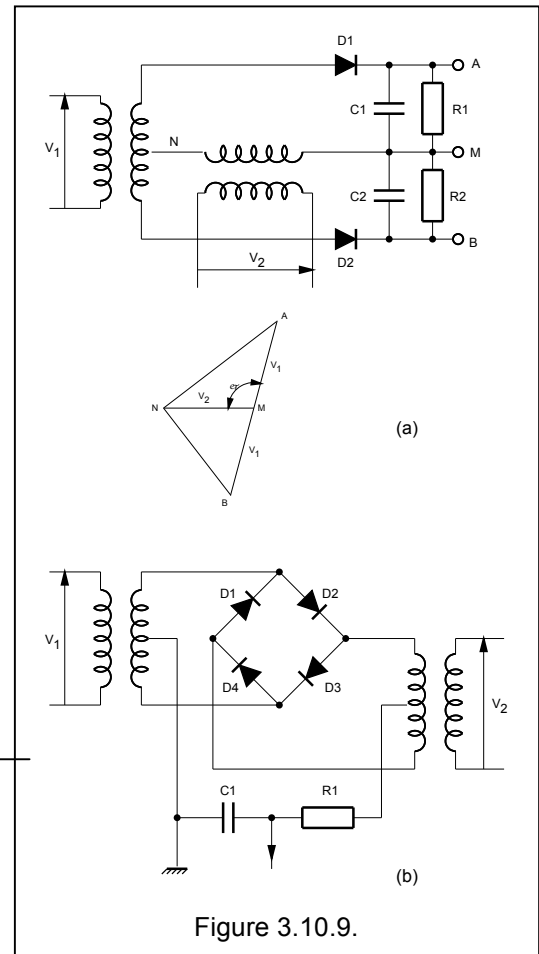


Figure 3.10.9.

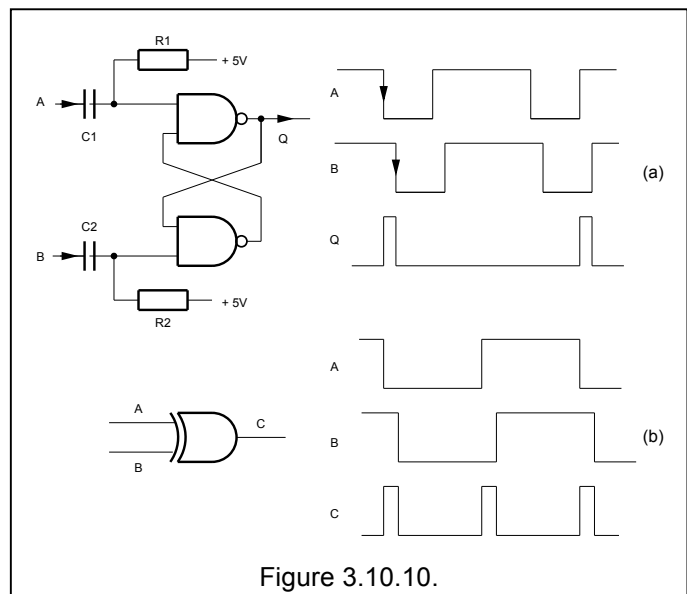


Figure 3.10.10.

3.10.4. Le filtre passe-bas

Le filtre passe-bas peut être une simple cellule R-C, mais on peut aussi réaliser un filtre plus efficace comme le montre la figure ci-contre.

On trouve d'abord un amplificateur avec un gain de 10x pour les variations rapides, on y trouve ensuite un filtre passe-bas dont la f_c est au environ de 5 kHz, puis un filtre passe bas du second ordre (avec ampli opérationnel).

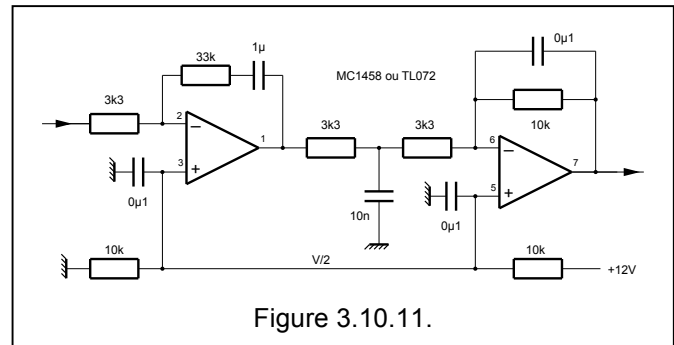


Figure 3.10.11.

3.10.5. Le signal de référence

Le signal de référence qui sera appliqué au comparateur de phase doit être égal au pas de fréquence que l'on souhaite obtenir.

Le signal de référence provient toujours d'un oscillateur à quartz, la précision, la dérive en température, le vieillissement et la stabilité d'une PLL sont donc liés à la stabilité du quartz. Un quartz "ordinaire" donnera une précision de l'ordre de 5 ppm ($5 \cdot 10^{-6}$). Un quartz stabilisé en température (TCXO Temperature Compensated Crystal Oscillator) donnera une stabilité 10 fois meilleure donc de l'ordre de 0,5 ppm et un oscillateur avec un quartz stabilisé par four (OCXO Oven Controlled Crystal Oscillator) donnera une stabilité 100 fois meilleure que celle d'un quartz ordinaire donc de l'ordre de 0,05 ppm.

Pour le reste les diviseurs par "n" font partie des techniques classiques (voir les circuits logiques CMOS, TTL et ECL).

3.10.6. Les diviseurs et pré diviseurs

Lorsqu'il n'est fait appel à aucun diviseur (figure a), on parle de **synthèse directe**.

Mais on utilise un PLL pour ses facilités de synthèse et par exemple pour obtenir une série de fréquences (d'émission ou de réceptions) sans devoir recourir à la taille d'un quartz.

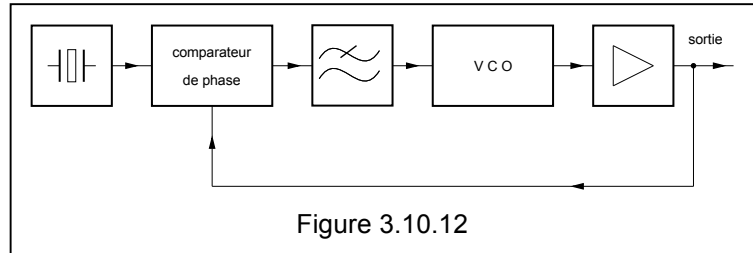


Figure 3.10.12

Si la fréquence de sortie du VCO n'est pas trop grande on peut utiliser des circuits diviseurs en technologie TTL ou CMOS (figure b). La relation est alors $f_{\text{sortie}} = f_{\text{quartz}} (M/N)$. Le diviseur est souvent "programmable", ce qui veut dire que le facteur N peut être modifié

- par des pontets à souder ou à dessouder,
- par des dip switches à mettre dans la bonne position
- par la programmation d'une EPROM ou d'un PIC.

La programmation peut être parallèle (comme sur la figure ci-dessous) ou série.

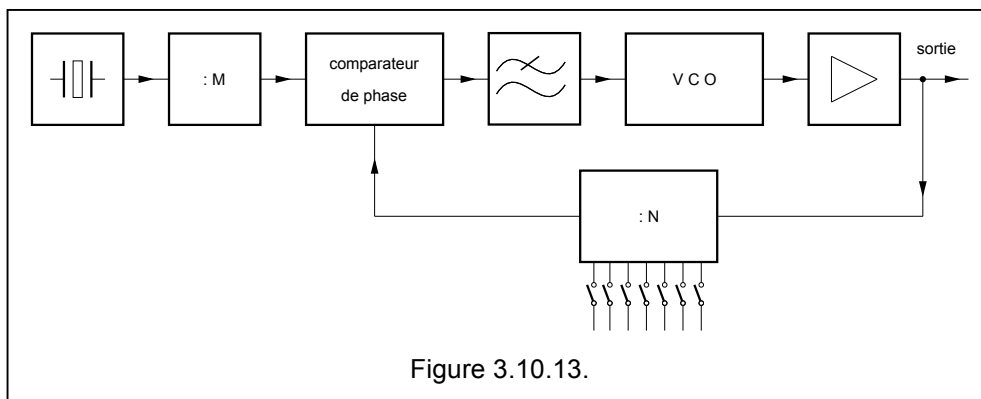


Figure 3.10.13.

Si la fréquence de sortie du VCO devient trop grande, on utilise un **prédiviseur** (voir figure ci-contre où on n'a représenté que la partie diviseur !). Ces circuits sont généralement réalisés en techniques ECL. La relation est alors $f_{\text{sortie}} = f_{\text{quartz}} (M/N * P)$. Mais un facteur $N * P$ important signifie aussi que les spurious vont être près de la porteuse et peuvent éventuellement être gênant. Ici aussi le diviseur par N peut être fixe ou programmable.

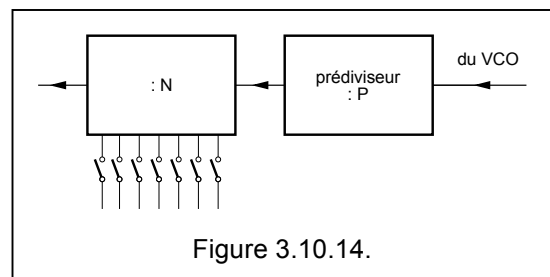


Figure 3.10.14.

Dans les montage précédemment décrits la fréquence de sortie est toujours un multiple entier de la fréquence de référence $f_{out} = N * f_{référence}$ ou N est le rapport de division (nombre entier) du diviseur dans la boucle. En réalité, c'est le pas de fréquence¹⁴ qui va déterminer la fréquence de référence.

Or, dans une PLL on se trouve confronté à deux arguments contradictoires

- La bande passante du filtre passe-bas, encore appelé bande de la PLL doit être grande de sorte que l'accrochage de la PLL soit rapide¹⁵. Mais encore plus la bande passante de ce filtre est grande, plus le bruit de phase aux basses fréquences est faible. Donc il est intéressant d'avoir une large bande passante !
- Mais d'autre part, le filtre passe bande doit aussi éliminer le sursaut généré dans le comparateur de phase et qui est à la fréquence de référence.

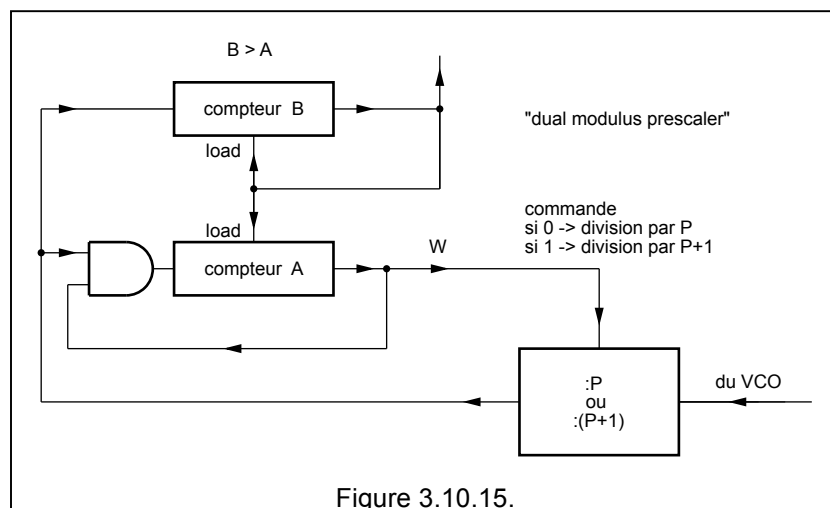
Il existe aussi une technique de **diviseurs à commutation du taux de division**¹⁶.

Dans ce montage, nous avons un compteur en tête qui divise soit par P soit par (P+1) en fonction du signal de commande W. Nous avons également deux compteurs A et B qui sont en fait des décompteurs : on charge ces compteurs d'une valeur (A ou B) grâce à l'entrée "load" et à chaque impulsion on décompte d'une unité. Lorsque le contenu est arrivé à 0, la sortie passe également à 0. On posera également comme hypothèse que $A < B$.

Imaginons que les 2 compteurs viennent d'être rechargé respectivement avec les valeurs de A et de B, le signal W est 1 et le prédiviseur est donc en position P+1. Il faut donc P+1 impulsions du VCO pour faire décompter le compteur A ou B d'une unité. Après A (P+1) impulsions, le décompteur A est arrivé à 0, sa sortie passe à 0, il envoie un 0 sur la ligne W et le prédiviseur est positionné pour compter jusqu'à P. Notez aussi que grâce à la porte ET, ce décompteur ne recevra plus d'impulsion à son entrée.

Entre temps, le compteur B aura aussi avancé de A positions, il devra encore recevoir (B-A) impulsions du prédiviseur pour arriver à la valeur qui fera basculer sa sortie. En d'autres termes, il lui faudra encore (B-A)P impulsions du VCO pour que sa sortie bascule.

En tout il aura donc fallu $A(P+1) + (B-A)P$ impulsions ou encore $AP + A + BP - AP$ soit $BP + A$ impulsions. Le facteur de division de ce système est donc égal à $N = BP + A$.



¹⁴ Le pas de fréquence est l'écart entre deux canaux consécutifs, pour la radiotéléphonie ce sera une valeur comprise entre 50 kHz et 12,5 kHz pour les bandes VHF et UHF, mais ce sera 100 Hz ou moins (10 Hz) pour les bandes HF.

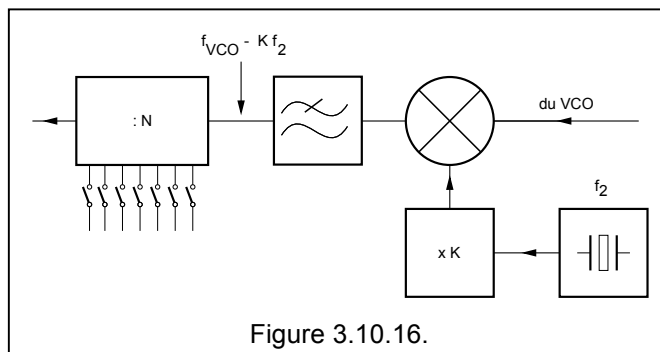
¹⁵ Imaginez simplement un changement de canal radio, un balayage de la bande ou simplement le passage émission/réception pour lequel les fréquences de la PLL ne sont pas les mêmes en émission et en réception.

¹⁶ En anglais "dual modulus prescaler".

Ce type de PLL est encore appelé **PLL fractionnaire**.

L'avantage du système est de ne plus devoir agir que sur des nombres A et B relativement petits donc avec peu de bits ! De plus, il existe des prédiviseurs par P et P+1 sous forme de circuits intégrés pour lesquels P est de la forme 2^x (donc par exemple 16, 32, 64, 128, ...). Le système peut évidemment être étendu à des quadruples diviseurs (P , P+1 , P+4 et P+5) avec 3 compteurs (A, B et C), où finalement $N = CP + 4B + A ...$ le principe est le même mais cela devient encore plus compliqué et sort du cadre de ce cours !

Le dernier exemple typique lorsque la fréquence du VCO est élevé est représenté à la figure e. Ici on utilise un second oscillateur à quartz travaillant sur f_2 suivit d'un multiplicateur par K et on mélange ce signal avec celui du VCO. Ce qui ramène la fréquence du VCO à $f_{VCO} - Kf_2$, ce signal est alors divisé par N.



3.10.7. Exemples de PLL avec la série NE560 à NE567

Il existe une série de circuits intégrés spécialisés qui comportent des PLL, dont les caractéristiques essentielles sont résumées dans le tableau ci-dessous et dont nous allons voir ici 3 exemples typiques :

	fréq. max (MHz)	plage de verrouillage (% de f_0)	tension alimentation (V)
NE560	30	40	+16 à +26
NE561	30	40	+16 à +26
NE562	30	40	+16 à +30
NE564	50	30	+5 à +10
NE565	0,5	120	±6 à ±12
NE566	0,5		+12 à +26
NE567	0,5	14	+4,75 à +9

Le montage de la figure ci-contre est un démodulateur FM sur 10.7 MHz.

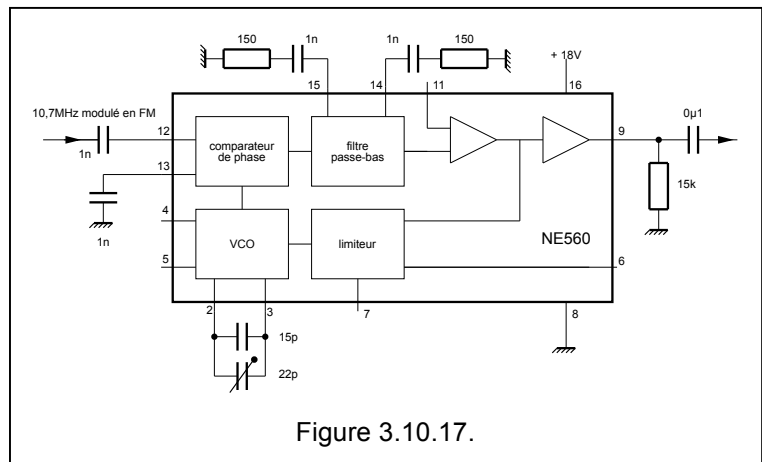


Figure 3.10.17.

Le montage de la figure ci-contre est un démodulateur AM synchrone su 455 kHz.

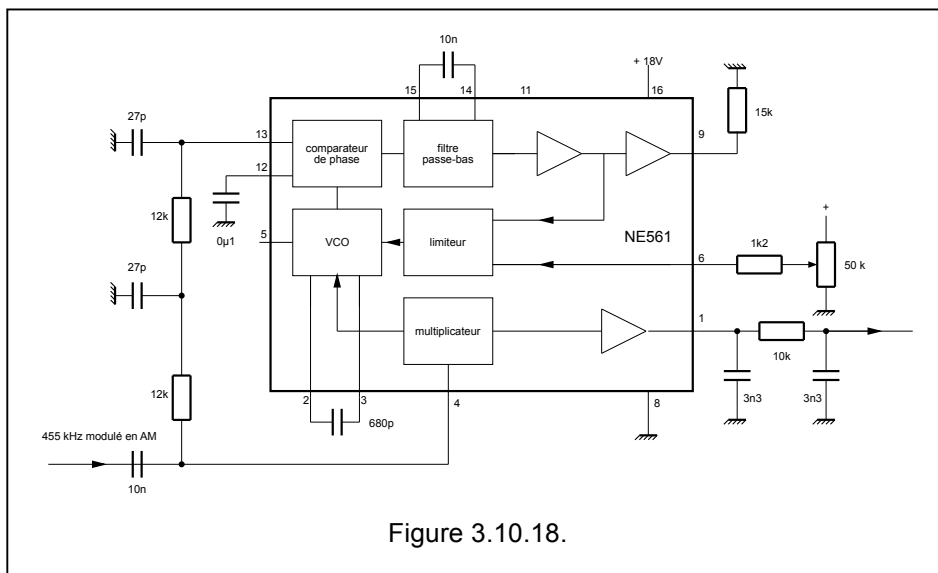


Figure 3.10.18.

Le NE567 est un PLL qui convient parfaitement pour la démodulation de fréquences basses (0 à 500 kHz), donc pour la détection de tonalités (dans les circuits de télécommande) ou pour la réalisation de démodulateur FM (RTTY, SSTV, ...).

La figure ci-contre représente un détecteur de tonalité : R1 et C1 déterminent la fréquence du VCO. C1 sera un condensateur qui ne présente pas (ou peu) de dérive, par exemple un styroflex. Le condensateur C2 est le condensateur du filtre passe-bas. Le condensateur C3 filtre la sortie.

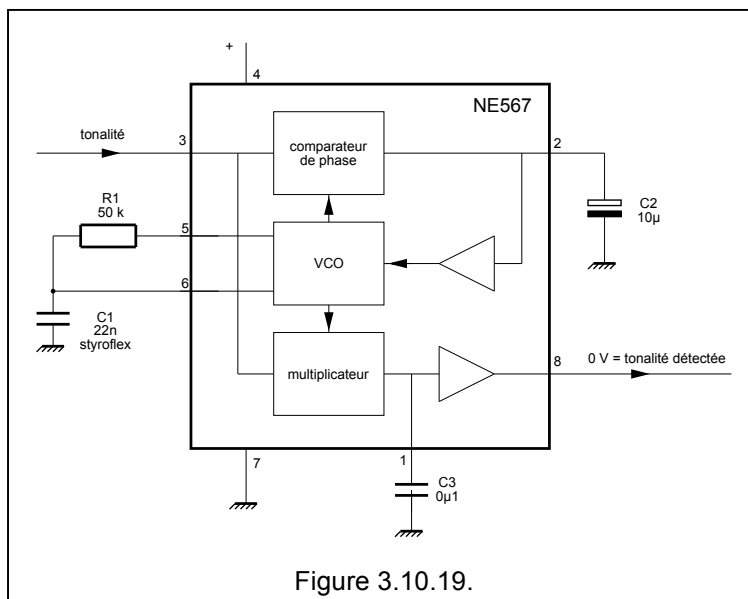


Figure 3.10.19.

Les montages suivants font partie de ce qu'on appelle "synthétiseur". La fréquence, c'est à dire le facteur de division dans la boucle, peut être déterminé par des pontages à souder, par des dip-switches, par des roues codeuse ("thumb-wheels") ou par des microcontrôleurs (PIC's).

3.10.8. Synthétiseur basé sur le 4046

Le 4046 intègre deux éléments importants pour faire un PLL à savoir un VCO dont la fréquence maximum est de 1,3 MHz et un comparateur de phase. Il faudra donc lui fournir une fréquence de référence extérieure et lui adjoindre un diviseur (également extérieur).

Le schéma ci-dessous est un montage "universel" qui permet de réaliser un PLL de 3 kHz à 1 MHz par pas de 1 kHz. L'oscillateur de référence utilise un 4060 qui comporte un oscillateur et un diviseur à 14 étages permettant de diviser par 2^{14} soit 16384 (mais malheureusement la sortie Q11 n'existe pas), donc avec un quartz à 16,384 MHz on obtient 1 kHz en Q13. Le diviseur utilisé ici est un 4059 qui est un diviseur programmable par n que l'on peut configurer en décades. Dans le schéma on a donc 4 décades et on peut diviser théoriquement de 1 à 9999.

C1 et R1 déterminent la fréquence du VCO, tandis que C2, R2 et R3 forment le filtre passe bas.

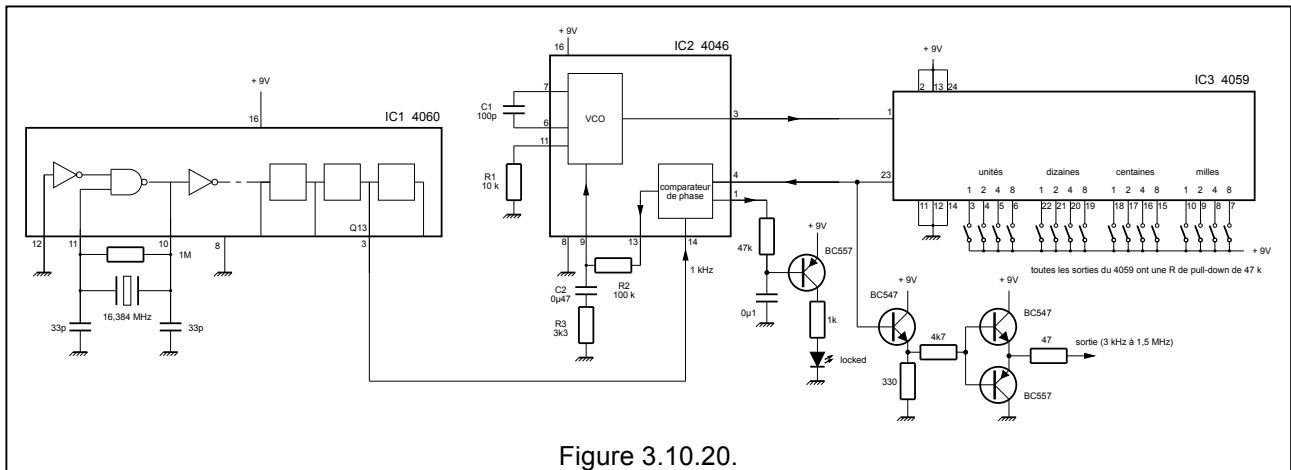


Figure 3.10.20.

3.10.9. Synthétiseur basé sur les IC MC4044 et MC4024

Bien que leurs numéros ressembler à des circuits logiques CMOS, ces deux circuits intégrés sont spécifiquement dédiés pour réaliser des PLL. Le MC4024 comporte deux VCO, la fréquence maximum est de 25 MHz. Ici un seul des deux VCO sera utilisé. Le MC4044 comporte deux comparateurs de phase, mais ils ont des entrées communes.

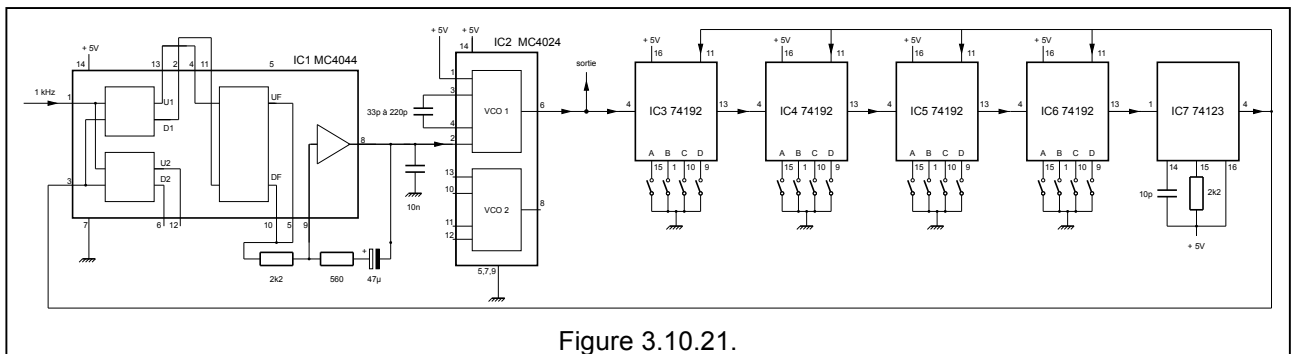


Figure 3.10.21.

3.10.10. La famille MC145104 , -106, -107 -109 et -112

Il s'agit d'une famille de PLL CMOS dont les diviseurs programmables à commande parallèle qui est utilisée pour les domaines allant de la CB, de synthétiseur pour la bande FM et même pour des émetteurs ATV en 23 cm ou en 13 cm.

Alimentation de 4,5 à 12 V, $f_{\text{entrée}}$ max de 4 MHz, diviseur de référence de 2^9 ou 2^{10} . Notez que 10,240 MHz divisé par 2×2^{10} donne 5 kHz, le pas de fréquence est ici de 5 kHz. Diviseur programmable de jusque 2^8 ou 2^9 .

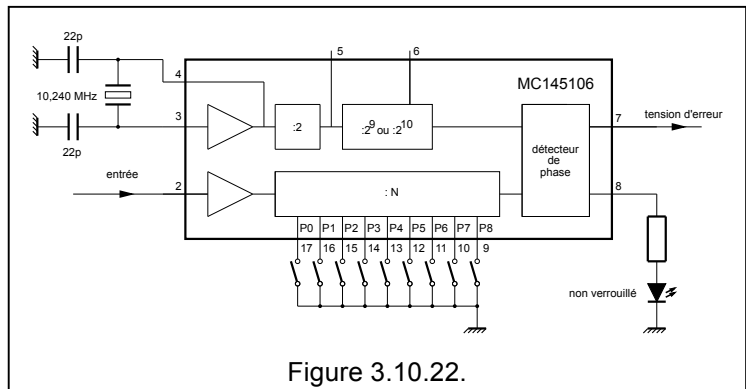


Figure 3.10.22.

3.10.11. La multiplication de fréquence

Un PLL permet aussi de multiplier la fréquence. Un exemple typique est celui des fréquencesmètres. Lorsqu'il s'agit de mesurer des fréquences très basses (disons moins de 1 kHz) avec une bonne précision il est nécessaire d'attendre très longtemps¹⁷. Une technique consiste à utiliser un PLL en multiplicateur de fréquence comme illustré ci-contre.

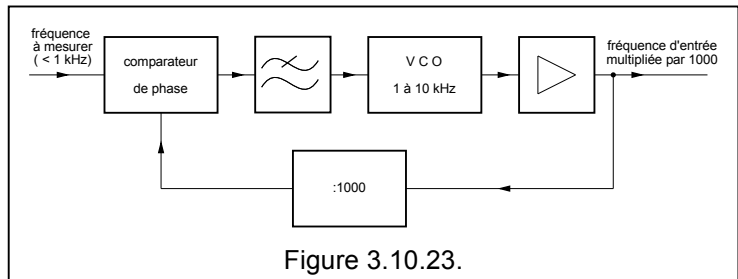


Figure 3.10.23.

3.10.12. La modulation de fréquence d'un PLL

Un avantage des PLL est le fait de pouvoir les moduler directement en fréquence (FM). Il suffit d'ajouter la tension de modulation à la tension de commande et d'empêcher la boucle de réagir pour des fréquences supérieures à la plus basse fréquence audio à transmettre, donc si on veut moduler avec une BF de 300 à 3500 Hz, il faudra que le filtre passe-bas du PLL ne laisse pas passer de fréquences supérieures à disons 100 Hz.

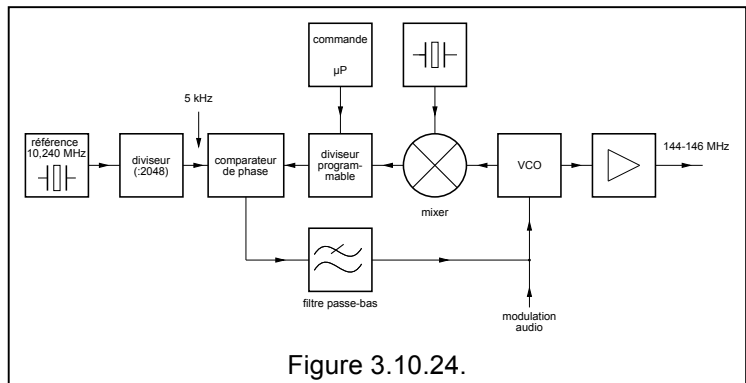


Figure 3.10.24.

¹⁷ Pour mesurer au 1/10ème de hertz il faut mesurer pendant 10 secondes, au 1/100ème pendant 100 secondes, et ainsi de suite.

3.11. La synthèse directe de fréquence (DDS)

La synthèse directe de fréquence ne fait pas partie du programme HAREC, toutefois comme la plupart des transceivers modernes utilisent cette technique, il serait dommage de ne pas savoir ce que c'est !

La figure ci contre montre un système à **synthèse directe de fréquence** encore appelé **Direct Digital Synthesizer** ou **DDS**. Ce type de synthétiseur est basé sur le fait qu'on peut définir un signal en spécifiant une série de valeurs (d'une sinusoïde ou d'une cosinusoïde) pris à des intervalles égaux. Un oscillateur à quartz définit la vitesse d'échantillonnage.

L'incrément de phase, à l'entrée de l'additionneur, définit le nombre d'échantillons en un cycle. Le signal d'horloge de l'oscillateur commande l'accumulateur de phase et provoque un échantillonnage du signal qui sort de l'additionneur, puis d'incrémenter l'additionneur de l'incrément de phase. La valeur de l'accumulateur de phase varie de 0 à 360. La table dans la ROM, contient les valeurs d'une sinusoïde pour chaque angle de l'accumulateur de phase.

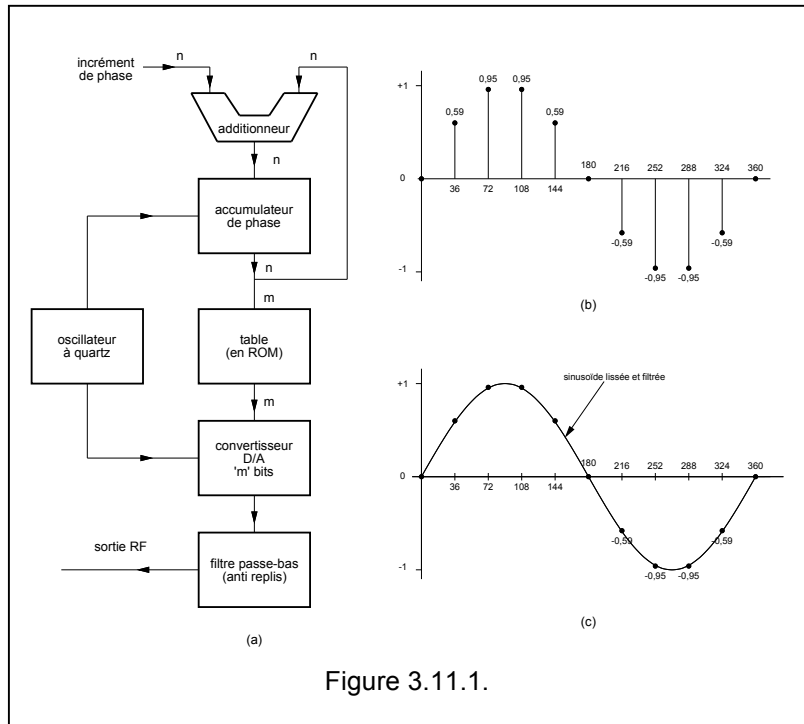


Figure 3.11.1.

Supposons que notre synthétiseur utilise un oscillateur à quartz de 10 kHz. Ceci signifie qu'il y aura un échantillon toutes les 0,1 ms. Si l'incrément de phase vaut 36°, il y aura donc 10 échantillons par cycle, par exemple à 0°, 36°, 72°, 108°, 144°, 180°, 216°, 252°, 288° et 324°. Le temps total pour faire ces 10 échantillons sera donc de 10 x 0,1 ms = 1 ms. Ce qui signifie que le signal aura une fréquence de 1 kHz. (voir figure b).

Les valeurs sinusoïdales sont envoyées à un convertisseur numérique/analogique (DAC) et la sortie analogique est envoyée vers un filtre passe bas, encore appelé anti replis ou anti alias. Un beau signal sinusoïdal en résulte (voir figure c).

Nous pouvons changer la fréquence du signal en changeant l'incrément de phase. Si nous prenons par exemple 72°, chaque cycle va durer 0,5 ms, et la fréquence de sortie sera donc de 2 kHz.

Le DDS présente comme inconvénient d'avoir besoin d'un système de contrôle assez compliqué pour donner le bon incrément de phase. Pour cela on emploie un microcontrôleur ou un ordinateur. On n'a plus de problème de bruit de phase comme pour les PLL. Toutefois il apparaît des impuretés spectrales pour des fréquences bien particulières.

On emploie parfois aussi une combinaison de PLL et de DDS.

3.12 Traitement numérique du signal (DSP)¹⁸

- FIR et IIR
- Transformée de Fourier (DFT et FFT)
- DDS : a été vu au § 3.11.

Nous venons ainsi de terminer la partie du cours la plus théorique. Tout ce que nous venons de voir peut entrer dans le cadre d'un cours d'électronique classique. Nous avons cependant essayé de nous polariser sur les applications "radioamateurs". Les chapitres qui vont suivre seront eux consacré entièrement à la radio.

Bon courage !

¹⁸ Ceci constitue une nouvelle matière dans le programme HAREC et a été introduit lors de la réunion de Vilnius en 2004.

3.13. Le programme HAREC

Que faut-il connaître d'après le programme HAREC ?

Vilnius
2004¹⁹

CHAPITRE 3

3. CIRCUITS

3.1 Combinaison de composants

- Circuits en série et en parallèle de résistances, bobines, condensateurs, transformateurs et diodes
- Courant et voltage dans ces circuits
- Impédance
- Comportement de résistances, condensateurs et bobines réelles (non idéales) en haute fréquence

-
+

3.2 Filtre

- Filtres séries et parallèles
- Impédances
- Fréquences caractéristiques [$f = 1 / 2 \pi \sqrt{L C}$]
- Fréquence de résonance :
- Facteur de qualité d'un circuit accordé : [$Q = 2 \pi f L / R_s$; $Q = R_p / 2 \pi f L$; $Q = f_{res} / B$]
- Largeur de bande
- Filtre passe bande
- Filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande composés d'éléments passifs
- Réponse en fréquence
- Filtre Pi et filtre T
- Cristal à quartz
- Effets dus aux composants réel (= non idéaux)
- Filtres numériques (voir sections 1.10 et 3.8)

+
+

3.3 Alimentation

- Circuits de redressement demi-onde et onde entière et redresseurs en pont
- Circuits de filtrage
- Circuits de stabilisation dans les alimentations à basse tension
- Alimentations à découpage, isolation et CEM

+

3.4 Amplificateur

- Amplificateurs à basse fréquence [BF] et à hautes fréquences [HF]
- Facteur d'amplification
- Caractéristique amplitude/fréquence et largeur de bande
- Classes de polarisation A, A/B, B et C
- Harmoniques [distorsions non désirées], surcharges des étages amplificateur

3.5 Détecteur

- Détecteur de modulation d'amplitude (AM)
- Détecteur à diode
- Détecteur de produit
- Détecteur de modulation de fréquence (FM)
- Détecteur de pente
- Discriminateur Foster-Seeley
- Détecteurs pour la télégraphie (CW) et pour la bande latérale unique (BLU)

-
-
-

3.6 Oscillateur

- Couplage (oscillations désirées et non désirées)
- Facteurs affectant la fréquence et les conditions de stabilité nécessaire pour l'oscillation
- Oscillateur LC
- Oscillateur à quartz, oscillateur sur fréquences harmoniques et overtone
- Bruit de phase

+

+

¹⁹ Cette colonne indique la nouvelle matière ajoutée lors de la réunion CEPT de 2004.

3.7 Boucle de verrouillage de phase (PLL)

- Boucle de verrouillage avec circuit comparateur de phase
- Synthèse de fréquence grâce à un diviseur programmable dans la boucle

3.8 Traitement numérique du signal (DSP)

- Filtres FIR et IIR
- Transformation de Fourier (DFT; FFT; représentation graphique)
- DDS (Direct Digital Synthesis)

3.14b. Table des matières

3.5. Les amplificateurs.....	1
3.5.1. Principe de l'amplification	1
3.5.1.1. Principe de l'amplification avec un transistor bipolaire	1
3.5.1.2. Principe de l'amplification avec un transistor FET	4
3.5.1.3. Principe de l'amplification avec un tube	6
3.5.1.4. Remarques générales	7
3.5.2. Les classes d'amplifications.....	8
3.5.3. Amplificateurs de tension, de courant et de puissance.....	9
3.5.4. Facteur d'amplification ou gain d'un amplificateur	10
3.5.5. Les amplificateurs à transistors bipolaires	11
3.5.5.1. Le montage émetteur commun	11
3.5.5.2. Le montage base commune	13
3.5.5.3. Le montage collecteur commun	13
3.5.5.4. PNP , NPN , alimentation positive, alimentation négative.....	14
3.5.5.5. Le montage Darlington	15
3.5.5.6. Le montage push-pull.....	16
3.5.5.7. Le montage cascode	17
3.5.5.8. Le montage "source de courant"	17
3.5.5.9. Le montage "miroir de courant"	17
3.5.5.10. L'amplificateur différentiel.....	18
3.5.5.11. Le transistor en tant que commutateur.....	19
3.5.6. Effet de la température dans les transistors bipolaires	21
3.5.7. Procédés de polarisation des transistors bipolaires.....	22
3.5.7.1. Polarisation par pile (source séparée) et résistance de base	22
3.5.7.2. Polarisation par pont de base.....	22
3.5.7.3. Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur	22
3.5.7.4. Pont de base à partir du collecteur.....	23
3.5.8. Les amplificateurs à transistors FET.....	24
3.5.8.1. Le montage source commune	24
3.5.8.2. Le montage drain commun.....	24
3.5.8.3. Le montage grille commune	24
3.5.8.4. Le transistor MOSFET en tant que commutateur.....	24
3.5.9. La réaction et la contre réaction.....	26
3.5.10. Les amplificateurs à tubes	26
3.5.11. Les amplificateurs basse fréquence (audiofréquence)	27
3.5.11.1. Préamplificateur audio.....	27
3.5.11.2. Lignes symétriques et asymétriques	28
3.5.11.3. Etages de correction de la bande passante	28
3.5.11.4. Ampli audio de puissance	30
3.5.11.5. Les amplificateurs en pont ("bridging").....	30
3.5.12. Les amplificateurs à fréquence intermédiaire et les ampli HF	32
3.5.13. Amplificateurs RF de puissance	32
3.5.14. La stabilité des amplificateurs.....	32
3.6. Les détecteurs	33
3.7. Les oscillateurs.....	33
3.8. Les circuits logiques	34
3.8.2. Adaptation aux signaux d'entrée.....	36
3.8.3. Adaptation à la charge	37
3.8.4. Logique combinatoire.....	38
3.8.5. Logique séquentielle	38
3.8.6. Oscillateurs	39
3.8.7. Génération d'impulsions sur flanc montant ou descendant	40
3.8.8. Impulsion retardée	40
3.8.9. Allongement d'une impulsion	41
3.8.10. Diviseur par "n"	41
3.9. Les amplificateurs opérationnels.....	44

3.9.1. Deux types d'alimentation.....	44
3.9.2. Les deux montages fondamentaux : l'ampli inverseur et l'ampli non inverseur.....	45
3.9.3. Le montage suiveur de tension.....	45
3.9.4. Amplificateur différentiel.....	46
3.9.5. Comparateur de tension.....	46
3.9.6. Trigger de Schmitt.....	47
3.9.7. Intégrateur et différenciateur.....	48
3.9.8. Filtres actifs.....	49
3.9.8.1. Filtres passe bas.....	49
3.9.8.2. Filtres passe haut.....	49
3.9.7.3. Procédure de calcul.....	50
3.9.8.4. Filtre passe bande.....	51
3.9.8. Oscillateurs.....	51
3.9.8.1. Oscillateur sinusoïdal.....	51
3.9.8.2. Générateur d'ondes carrées.....	52
3.9.8.3. Générateur de fonction.....	52
3.9.9. Déphaseur.....	52
3.10. Boucle à verrouillage de phase (PLL).....	53
3.10.1. Généralités.....	53
3.10.2. Le VCO.....	55
3.10.3. Le comparateur de phase.....	57
3.10.4. Le filtre passe-bas.....	58
3.10.5. Le signal de référence.....	58
3.10.6. Les diviseurs et pré diviseurs.....	59
3.10.7. Exemples de PLL avec la série NE560 à NE567.....	62
3.10.8. Synthétiseur basé sur le 4046.....	64
3.10.9. Synthétiseur basé sur les IC MC4044 et MC4024.....	64
3.10.10. La famille MC145104 , -106, -107 -109 et -112.....	65
3.10.11. La multiplication de fréquence.....	65
3.10.12. La modulation de fréquence d'un PLL.....	65
3.11. La synthèse directe de fréquence (DDS).....	66
3.12 Traitement numérique du signal (DSP).....	67
3.13. Le programme HAREC.....	68
3.14b. Table des matières.....	70