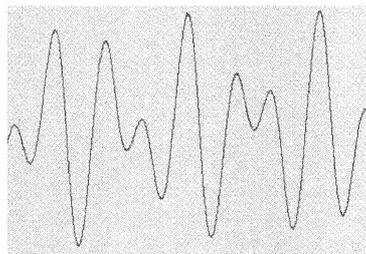




ELP 111

Electronique analogique
Fonctions de base linéaires



Noël CAILLÈRE
Département Micro-ondes
Mars 2010

1^{ème} partie - L'amplification

Chapitre I - Introduction à l'amplification

- 1 - Constitution d'un amplificateur
- 2 - Amplification de tension ou amplification de puissance
- 3 - Modélisation d'un amplificateur

Chapitre II - Etude statique de l'amplificateur

- 1 - Position du problème
- 2 - Polarisation du transistor MOSFET à enrichissement
- 3 - Stabilité de la polarisation

Chapitre III - Etude dynamique de l'amplificateur

- 1 - Objectif de l'étude
- 2 - Amplificateurs idéaux
- 3 - Utilisation du MOSFET pour l'amplification
- 4 - Principes fondamentaux de l'étude dynamique
- 5 - Les montages amplificateurs
- 6 - Bande passante d'un amplificateur
- 7 - Amplificateurs aux fréquences élevées

2^{ème} partie - Le filtrage

Chapitre IV - Filtrage - Démarche de synthèse

- 1 - Différents types de filtres
- 2 - Gabarits des filtres
- 3 - Sélectivité - Largeur de bande relative
- 4 - Filtre prototype passe-bas
- 5 - Fonctions d'approximation
- 6 - Tables et abaques

Chapitre V - Réalisation des filtres

- 1 - Filtres passifs à éléments localisés
- 2 - Filtres actifs
- 3 - Filtres à capacités commutées
- 4 - Filtres aux fréquences élevées

Annexe - Quelques rappels sur la théorie des circuits

Voici, à titre indicatif, quelques ouvrages, disponibles à la bibliothèque.

- Microelectronics (Jacob Millman)
- Electronic Design (Savant - Roden - Carpenter)
- Analog integrated circuits (Gray - Meyer)
- Electronic devices (Thomas Floyd)
- Filtres actifs (Paul Bildstein)

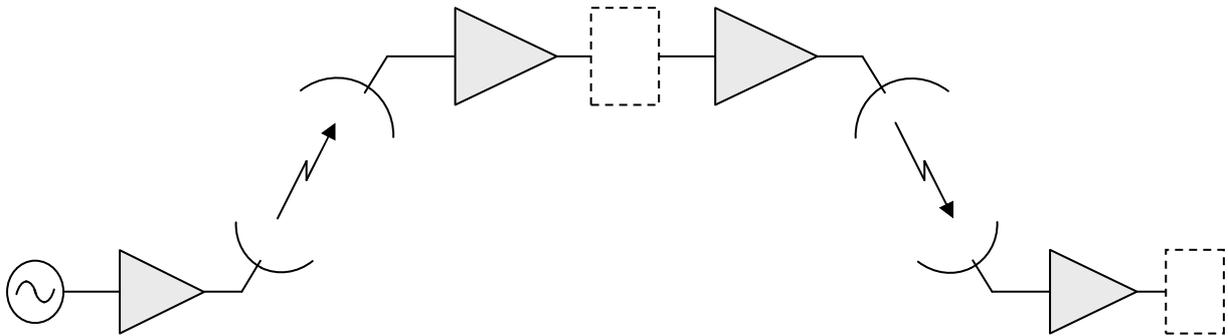
1^{ère} partie : l'amplification

Chapitre I - Introduction à l'amplification

Les amplificateurs sont omniprésents dans les systèmes électroniques. Dans la plupart des domaines d'application, il est nécessaire, pour exploiter correctement les signaux, qu'ils aient un niveau d'amplitude donné.

Dans le domaine des télécommunications, l'importance du rôle des amplificateurs est évidente. Outre la nécessité de présenter, à l'entrée des circuits électroniques, des niveaux adéquats, on comprend aisément que la transmission des signaux sur de grandes distances conduit à des affaiblissements importants qui nécessitent, si on ne veut pas perdre l'information qu'ils véhiculent, des remises à niveau régulières.

Prenons l'exemple d'une liaison par satellite. Elle peut être schématisée de la façon suivante :



Le signal utile est amplifié afin d'être émis. Au niveau du satellite, le signal reçu étant très faible, il est amplifié avant d'être traité, puis, après ce traitement, à nouveau amplifié pour être émis à son tour vers le sol. En réception, il est nécessaire d'amplifier encore une fois le signal affaibli pendant sa propagation.

Cette représentation est extrêmement simplifiée et en réalité, à chaque étape (émetteur, satellite, récepteur) il existe plusieurs opérations d'amplification.

On peut cependant entrevoir sur cet exemple que les amplificateurs, s'ils ont la même fonction, n'ont pas tous le même rôle. Ceux qui se situent en début de chaîne de réception, derrière l'antenne, doivent amplifier des signaux très faibles afin de les rendre exploitables. Les amplificateurs situés avant les antennes d'émission doivent plutôt fournir des signaux de puissance importante pour assurer la liaison. La conception des amplificateurs, si elle repose sur les mêmes principes de base, doit prendre en considération ces utilisations différentes.

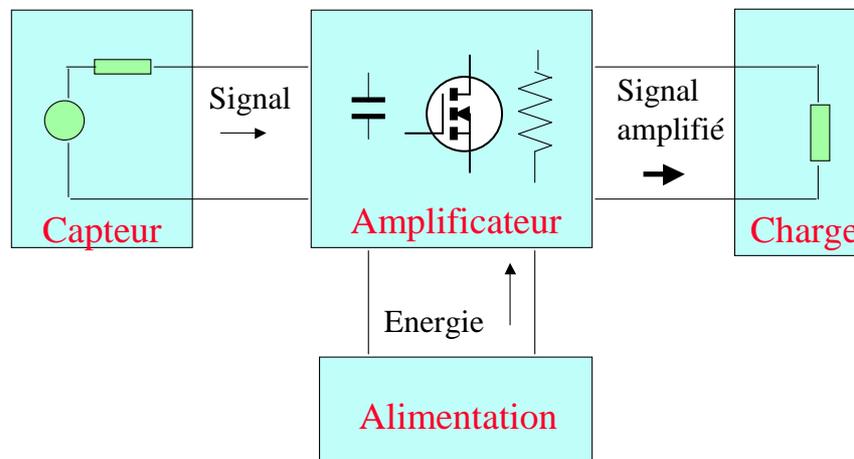
1 - Constitution d'un amplificateur

L'amplification est une fonction de l'électronique analogique linéaire, c'est-à-dire que le signal à la sortie d'un amplificateur est semblable au signal d'entrée. L'amplitude et éventuellement la phase sont modifiées, mais la fréquence et l'allure du signal sont identiques.

L'amplification utilise des composants actifs, essentiellement des transistors, et l'étude des amplificateurs se fait à partir des modèles de ces composants, en utilisant les outils tels que les méthodes d'analyse des circuits et la théorie des lignes. En effet, outre la distinction faite ci-dessus sur les divers rôles des amplificateurs, leur étude diffère selon le domaine de fréquence, et les outils de l'électromagnétisme deviennent indispensables aux fréquences élevées, alors que la théorie des circuits suffit à l'étude des amplificateurs basses fréquences.

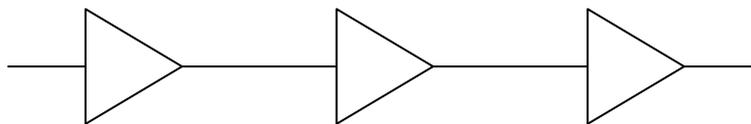
Par définition, l'amplificateur a pour but de fournir à une charge un niveau de signal supérieur à celui qui est disponible à la sortie soit d'un capteur, soit d'une antenne, soit de tout autre dispositif (multiplexeur, démodulateur ...). Un amplificateur a donc besoin d'un apport d'énergie extérieur. Cet apport d'énergie est réalisé grâce à une alimentation continue qui sert de réservoir.

L'amplificateur « pompe » cette énergie disponible pour la fournir à la charge sous la forme d'un signal électrique qui n'est autre que le signal d'entrée « amplifié ».



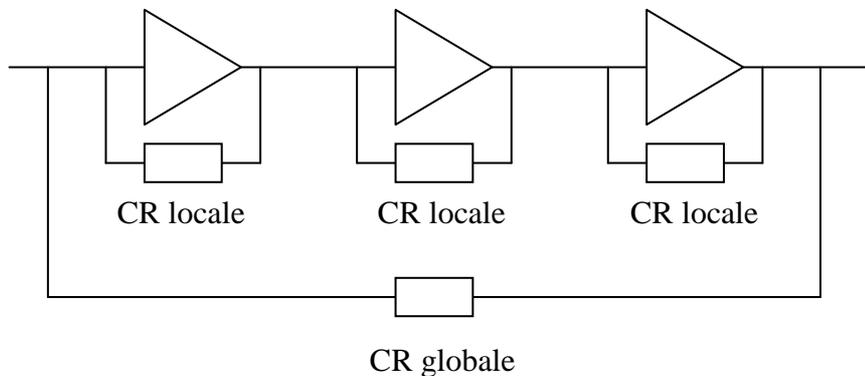
Cette fonction ne peut être réalisée avec un simple réseau passif, d'où la nécessité des composants actifs tels que les transistors.

L'amplificateur de base est construit autour d'un transistor. Cependant, pour satisfaire au cahier des charges, ce montage de base est souvent insuffisant et il est alors nécessaire de faire appel à des montages plus complexes que l'on peut considérer comme une succession de plusieurs montages élémentaires mis bout à bout. On dit alors qu'il s'agit d'un amplificateur à plusieurs étages.



Comme dans l'exemple de la chaîne de transmission évoqué précédemment, chaque étage est conçu pour un rôle spécifique selon sa place dans le montage global. Le premier étage traite plutôt des signaux faibles et adapte l'amplificateur au capteur fournissant ces signaux, tandis que le dernier étage délivre le niveau requis et assure l'adaptation à la charge. Si nécessaire, des étages intermédiaires complètent l'amplification et assurent la cohésion de l'ensemble.

Enfin, pour rendre les caractéristiques de l'amplificateur moins sensibles aux variations de paramètres environnants, comme la température, on utilise fréquemment la contre-réaction qui permet, en bouclant la sortie sur l'entrée, de corriger les éventuelles perturbations. Il existe des contre-réactions globales ou locales.



2 - Amplification de tension ou amplification de puissance

Le paramètre à amplifier est la puissance, mais selon les applications et les fréquences, on traite soit directement cette puissance, soit une de ses composantes, principalement la tension. Aux basses fréquences, la variable qui véhicule l'information utile est très souvent la tension. Dans bon nombre de cas, lorsque l'on cherche à amplifier un signal, on privilégie donc la tension. Ceci est vrai de la plupart des circuits en première partie d'une chaîne. L'intérêt de ce procédé réside principalement dans la faible consommation qui en résulte. Ceci est un atout particulièrement important pour l'intégration des circuits. Cependant, à l'extrémité de cette chaîne, il s'agit de fournir un certain niveau de signal à une charge tout en satisfaisant des spécifications précises. Il convient alors de raisonner en puissance, mais très souvent, pour amplifier cette puissance, on amplifie séparément la tension et le courant.

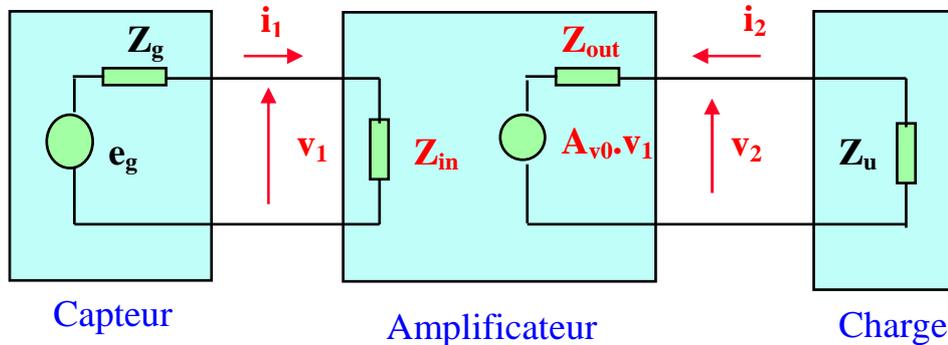
Aux fréquences élevées, où les phénomènes de propagation sont à prendre en compte, on ne peut plus aussi simplement distinguer la tension et le courant et, par ailleurs, pour une transmission correcte du signal, il faut veiller à une bonne adaptation des circuits et des liaisons, évitant ainsi les pertes par réflexions. Les amplificateurs traiteront donc directement la puissance.

3 - Modélisation d'un étage amplificateur

L'étude d'un amplificateur a pour but de définir un modèle sous forme d'un quadripôle. Ce modèle doit permettre d'exprimer les variables en sortie en fonction des variables en entrée et des caractéristiques des éléments connectés. En hautes fréquences, pour tenir compte du phénomène de propagation, les modèles utilisent plutôt les paramètres S.

3.1 - Modèle "basses fréquences"

En basses fréquences, le modèle couramment utilisé est le suivant, en particulier pour les amplificateurs de tension :



Z_{in} : impédance d'entrée
 Z_{out} : impédance de sortie
 A_{v0} : gain en tension à vide

L'impédance d'entrée est en général définie en charge, c'est-à-dire lorsque Z_u est connectée, donc avec un courant i_2 non nul.

$$Z_{in} = \frac{v_1}{i_1}$$

Le gain en tension à vide, A_{v0} , est totalement indépendant de la source et de la charge.

$$A_{v0} = \left(\frac{v_2}{v_1} \right)$$

En BF, l'information est, le plus souvent, sous la forme d'une tension électrique et c'est elle qu'il convient d'amplifier. Il est alors nécessaire de réaliser une « attaque en tension ».

$$Z_{in} \gg Z_g \quad \text{et} \quad Z_{out} \ll Z_u$$

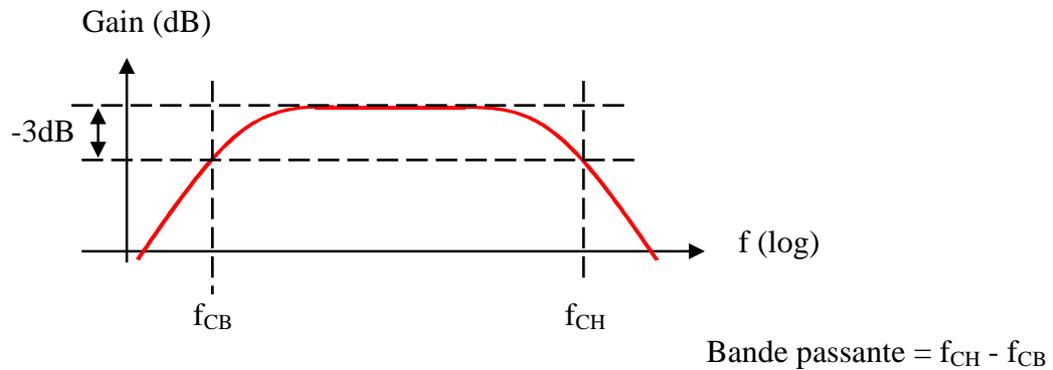
D'après le schéma du modèle ci-dessus, on constate en effet que, dans ces conditions, d'une part la tension v_1 est quasiment égale à e_g , et d'autre part la tension v_2 est quasiment égale à $A_{v0} \cdot v_1$. Le signal utile est ainsi totalement traité, sans affaiblissement en entrée et en sortie de l'amplificateur.

3.2 - Compléments au modèle de base

Les grandeurs précédentes (gain, impédances d'entrée et de sortie) sont les paramètres essentiels d'un amplificateur. Mais pour une caractérisation complète, il est nécessaire de définir également la bande passante, le taux de distorsion et le facteur de bruit.

Les composants qui constituent les amplificateurs ne sont pas totalement indépendants de la fréquence. Il existe en particulier des phénomènes capacitifs qui limitent la plage fréquentielle

de validité des modèles de base. Ces derniers ne seront donc justes que dans un intervalle de fréquence appelé bande passante. Par définition, la bande passante d'un amplificateur est définie par les fréquences pour lesquelles le gain "en bande de base", c'est-à-dire pour les fréquences où les effets capacitifs sont négligeables, chute de trois décibels.



Le modèle linéaire du transistor n'est qu'une approximation et les non-linéarités introduisent des déformations du signal qui se traduisent par l'apparition, à la sortie de l'amplificateur, d'harmoniques n'existant pas à l'entrée. La détermination de l'amplitude de ces harmoniques permet de définir un taux de distorsion harmonique.

$$D(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n A_i^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n A_i^2}}$$

où A_i est l'amplitude de l'harmonique de rang i .

L'amplificateur amplifie tout signal présent en entrée, le bruit comme le signal utile. De plus les composants constitutifs génèrent leur propre bruit donc le rapport signal sur bruit (S/N) en sortie du montage est inférieur à celui de l'entrée. Le facteur de bruit traduit le bruit rajouté par l'amplificateur.

$$F = \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}} > 1$$

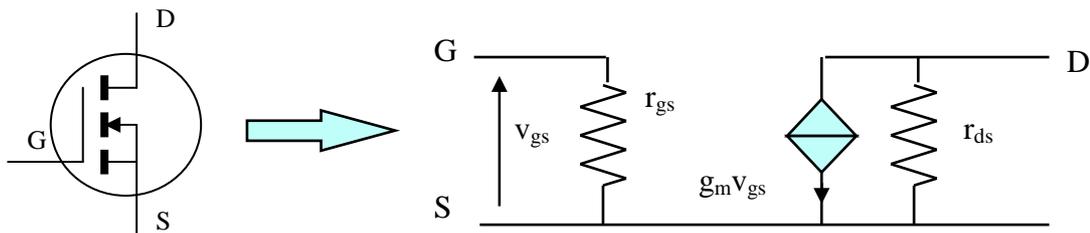
Lorsque celui-ci est constitué de plusieurs étages, le facteur de bruit est surtout lié au premier étage. C'est la raison pour laquelle on trouve très souvent un amplificateur faible bruit en début de chaîne de traitement analogique d'un signal.

Chapitre II - Etude statique de l'amplificateur

1 - Position du problème

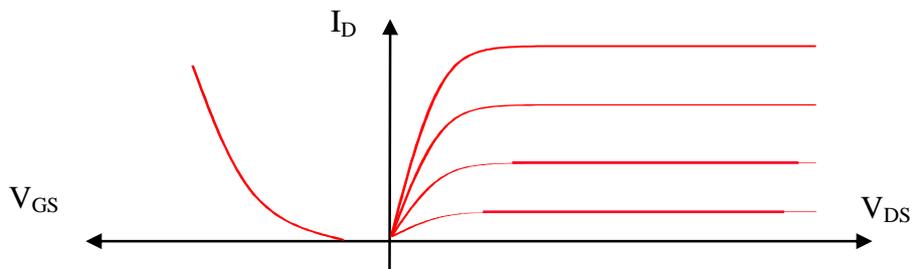
Avant d'étudier un amplificateur en régime dynamique, c'est-à-dire pour des signaux variables en fonction du temps, il est indispensable de faire l'étude statique (en continu) pour déterminer les conditions dans lesquelles vont travailler le ou les composants actifs.

En fonction des valeurs des grandeurs statiques, on définit un modèle dynamique du transistor pour l'étude en fréquence. Si les grandeurs statiques changent, les valeurs des éléments du modèle dynamique changent également, et la structure elle-même du modèle peut changer.



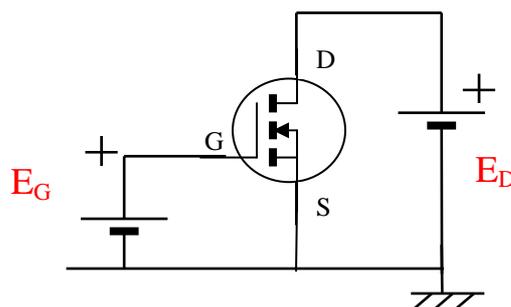
Par convention, la notation majuscule ($V_{GS} - I_D \dots$) concerne les grandeurs statiques et la notation minuscule ($v_{gs} - i_d \dots$) représente les grandeurs dynamiques.

La polarisation du transistor consiste à placer le point de fonctionnement, appelé aussi point de repos, dans le réseau de caractéristiques, c'est-à-dire à définir les grandeurs V_{GS} , V_{DS} , I_D .

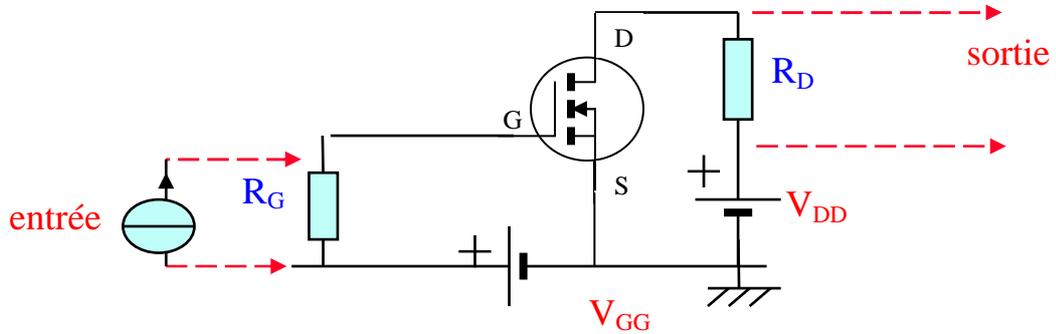


2 - Polarisation du transistor MOSFET à enrichissement

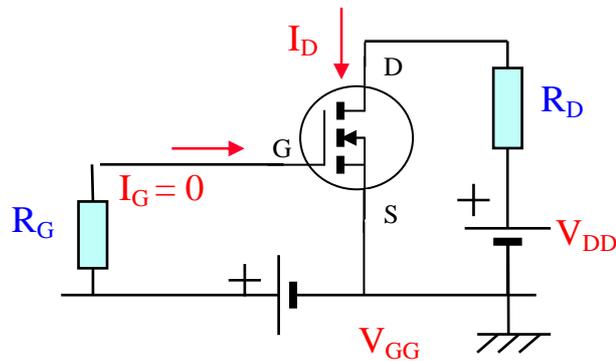
Pour une utilisation linéaire du MOSFET canal N à enrichissement, les tensions grille-source et drain-source doivent être positives.



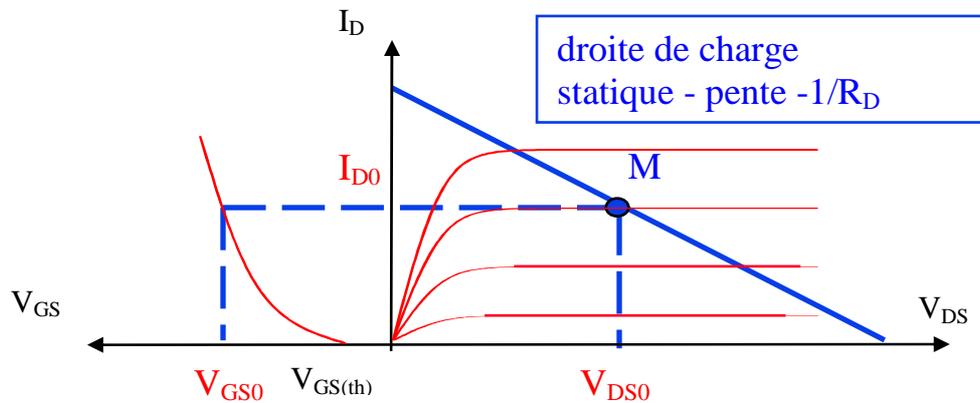
Pour pouvoir créer des variations v_{gs} et v_{ds} , il faut moduler les tensions d'entrée et de sortie à l'aide d'un signal de source. Ceci est possible, par exemple, en insérant des résistances en entrée et en sortie.



Pour fixer ou calculer les coordonnées du point de repos, on peut utiliser une méthode graphique à partir du réseau de caractéristiques du transistor. Elle consiste à tracer la droite de charge.



Equation de la droite de charge $V_{DD} = V_{DS} + R_D \cdot I_D$



Le courant de grille I_G étant nul, la tension V_{GS} est égale à V_{GG} .

Par l'intermédiaire de la caractéristique liant le courant de drain à la tension grille-source, on en déduit I_D .

Ensuite la tension drain-source est déterminée en reportant la valeur de ce courant de drain sur la droite de charge.

Cette méthode est utilisée pour l'analyse des amplificateurs et lorsque l'on dispose des courbes caractéristiques du transistor.

En l'absence de ces courbes caractéristiques, on utilise les données fournies par le constructeur (data sheet) qui permettent de déterminer le coefficient K de la caractéristique ($V_{GS} - I_D$), sachant que pour un MOSFET à enrichissement cette caractéristique a pour équation :

$$I_D = K (V_{GS} - V_{GS(th)})^2$$

où $V_{GS(th)}$ est la tension de seuil en dessous de laquelle le courant de drain est nul.

Cette relation permet, pour une valeur donnée de V_{GS} , de calculer le courant de drain I_D et d'en déduire la tension V_{DS} à partir de l'équation de la droite de charge.

3 - Stabilisation de la polarisation

On a vu que le modèle dynamique utilisé pour le transistor dépendait de la polarisation. Si l'on veut que ce modèle soit valable même si les conditions d'utilisation varient, par exemple la température, il est important d'assurer une bonne stabilité à cette polarisation.

Les éléments du modèle dynamique sont liés essentiellement au courant I_D et à la tension V_{DS} , lesquels sont dépendants l'un de l'autre dès lors que la résistance R_D est fixée (dans le cas du montage élémentaire précédent).

Il peut donc s'avérer utile de s'intéresser à la sensibilité de ce courant de drain à la constante K , laquelle est susceptible de varier avec la température de manière non négligeable.

Pour cela on calcule cette sensibilité

$$S_K^{I_D} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial K} \right) \left(\frac{K}{I_D} \right)$$

et on regarde s'il est possible de la diminuer en modifiant le circuit de polarisation.

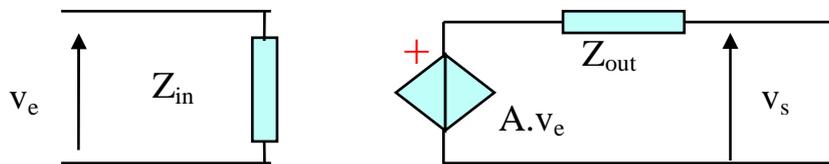
Chapitre III - Etude dynamique de l'amplificateur

1 - Objectif de l'étude

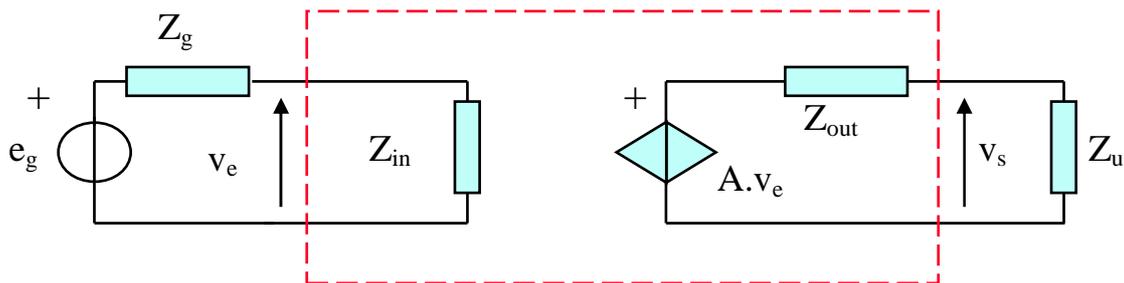
Un amplificateur est, en général un élément parmi d'autres d'un système électronique. Pour réaliser l'étude du système complet, il est nécessaire de disposer de modèles fiables des circuits qui le composent. L'étude dynamique de l'amplificateur permet d'élaborer un tel modèle sous la forme d'un quadripôle.

Prenons l'exemple d'un amplificateur de tension. Le modèle de base est constitué

- d'un dipôle d'entrée représenté par une impédance
- d'un dipôle de sortie représenté par une source de tension



Supposons que cet amplificateur soit inséré entre une source de tension et une charge.



La tension v_e qui est présente à l'entrée de l'amplificateur n'est pas exactement égale à la tension e_g disponible au niveau de la source. Sa valeur dépend des impédances de source, d'une part, et d'entrée de l'amplificateur, d'autre part. Même chose en sortie. Pour connaître le comportement global du système, la connaissance des modèles des circuits qui le composent est donc indispensable.

Selon l'application, au moment de la synthèse des circuits, il faut faire des choix judicieux, compatibles avec les possibilités techniques et avec le but recherché.

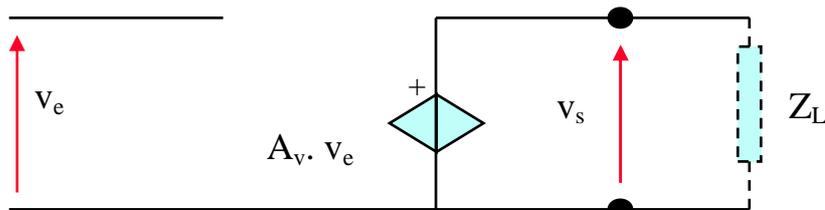
Si, dans l'exemple ci-dessus, la variable que l'on souhaite amplifier est la tension, il faut réaliser "une attaque en tension", c'est-à-dire faire en sorte que v_e soit le plus proche possible de e_g et v_s de $A v_e$. On recherche alors à obtenir $Z_{in} \gg Z_g$ et $Z_{out} \ll Z_u$.

Si le paramètre à amplifier est la puissance, il faut plutôt réaliser une adaptation en puissance, c'est-à-dire $Z_{in} = Z_g^*$ et $Z_{out} = Z_u^*$.

2 - Amplificateurs idéaux

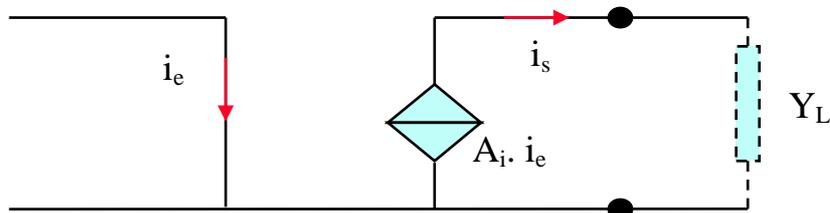
2.1 - L'amplificateur de tension

L'amplificateur de tension idéal possède une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle. Il s'agit en effet, comme cela a été dit plus haut, de réaliser une attaque en tension, donc de faire en sorte que la variable "tension" ne soit pas atténuée lorsque l'on connecte les circuits entre eux. Le modèle idéal d'un tel amplificateur est donc le suivant.



2.2 - L'amplificateur de courant

L'amplificateur de courant idéal a une admittance d'entrée infinie et une admittance de sortie nulle, car il s'agit cette fois de réaliser une attaque en courant. Il faut donc transférer le maximum de courant d'un circuit au suivant.



Un amplificateur de courant réel possède une admittance finie en entrée ainsi qu'une admittance non nulle en parallèle sur la source de courant liée en sortie.

3 - Utilisation du MOSFET à enrichissement pour l'amplification

Pour chercher à se rapprocher de ces amplificateurs idéaux, nous allons utiliser les composants actifs à notre disposition, comme le transistor MOSFET.

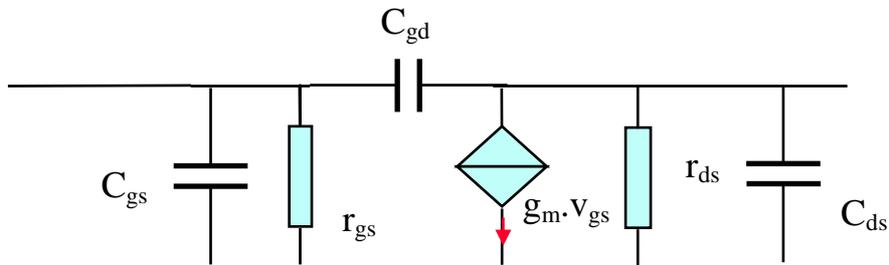
3.1 - Modèle "petit signal" du transistor

A partir de l'étude statique, on définit un modèle du transistor.

S'il est correctement polarisé, pour de petites variations autour du point de repos la caractéristique ($V_{GS} - I_D$) du MOSFET est assimilable à sa tangente. On a donc une relation linéaire entre les variations v_{gs} de V_{GS} et les variations i_d de I_D . Le transistor fonctionne en régime linéaire et peut donc être utilisé pour une application linéaire telle que l'amplification.

Dans ces conditions et pour ces application linéaires, on peut donner du MOSFET le schéma équivalent suivant, dit schéma équivalent dynamique « petit signal » :

La notion de petit signal signifie que les signaux en jeu, lors de l'utilisation du transistor, seront suffisamment faibles pour que l'approximation du comportement linéaire du composant soit justifiée.



La résistance r_{gs} est très élevée et proche d'un circuit ouvert dans le cas du MOSFET.

Entre drain et source, le transistor est équivalent à une source de courant liée à la tension v_{gs} à travers la pente de la caractéristique autour du point de polarisation.

r_{ds} traduit la pente des caractéristiques représentant le courant de drain en fonction de la tension drain-source, dans la partie saturation. Cette pente étant faible, la valeur de r_{ds} est en général élevée.

Enfin il existe des effets capacitifs au sein du transistor et ceux-ci sont modélisés par les condensateurs C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} .

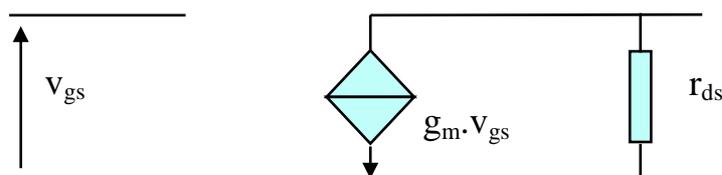
3.2 - Modèle simplifié "moyennes fréquences"

Compte tenu des ordres de grandeur, lors des calculs à la main on utilise le modèle simplifié dans lequel on assimile la résistance dynamique grille-source à un circuit ouvert.

Par ailleurs, l'étude dynamique d'un montage amplificateur BF comporte en général une première partie que l'on appelle l'étude aux fréquences moyennes, dans laquelle les capacités de faibles valeurs sont considérées comme des circuits ouverts.

En effet, le module de leur impédance est inversement proportionnel à la fréquence, et tant que celle-ci reste inférieure à une certaine limite, dont la valeur est liée à celle de la capacité, cette impédance est très élevée : $|Z| = \frac{1}{C\omega}$.

On en déduit le modèle dit modèle simplifié "moyennes fréquences"



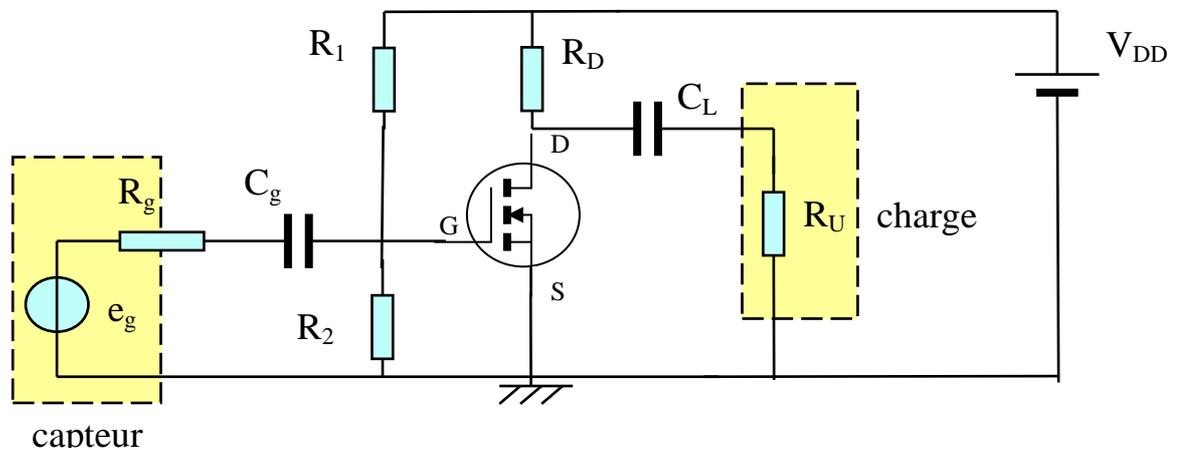
4 - Principes fondamentaux de l'étude dynamique

4.1 - Mécanisme de l'amplification

A l'entrée et à la sortie de l'étage on connecte la source et la charge par l'intermédiaire de condensateurs, afin d'isoler l'amplificateur du point de vue statique. Ceci a pour but, d'une part, de ne pas modifier la polarisation lorsque l'on connecte la source et la charge et, d'autre part, de protéger celles-ci du courant continu. Ces capacités sont dites "capacités de liaison".

Aux fréquences moyennes ces capacités, de fortes valeurs, sont considérées comme des courts-circuits.

Exemple d'un montage dit "source commune" (voir plus loin).



Les différentes variables du transistor ont donc des valeurs qui résultent de la superposition des valeurs statiques et dynamiques.

$$V_{GS}(t) = V_{GS0} + \Delta V_{GS}(t) = V_{GS0} + v_{gs}(t)$$

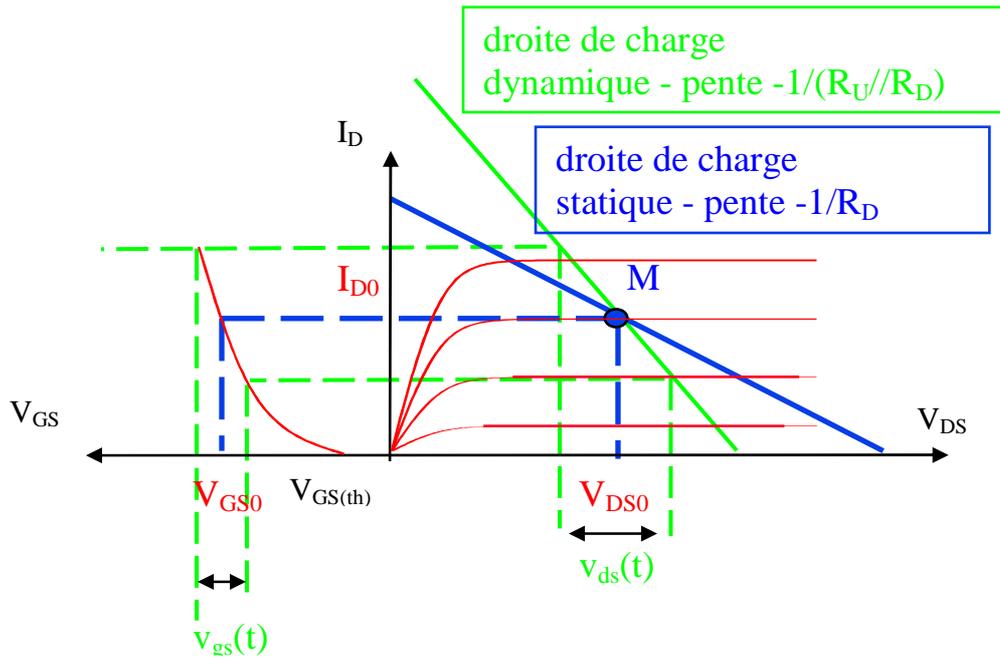
$$I_D(t) = I_{D0} + \Delta I_D(t) = I_{D0} + i_d(t)$$

$$V_{DS}(t) = V_{DS0} + \Delta V_{DS}(t) = V_{DS0} + v_{ds}(t)$$

La valeur dynamique de la tension grille-source est, sur l'exemple ci-dessus, la tension à la sortie du capteur connecté à l'entrée de l'étage amplificateur. La valeur dynamique de la tension drain-source est la tension aux bornes de la charge connectée à la sortie.

Ces grandeurs sont reliées entre elles par l'intermédiaire des relations décrivant le circuit, dont le réseau des caractéristiques du transistor.

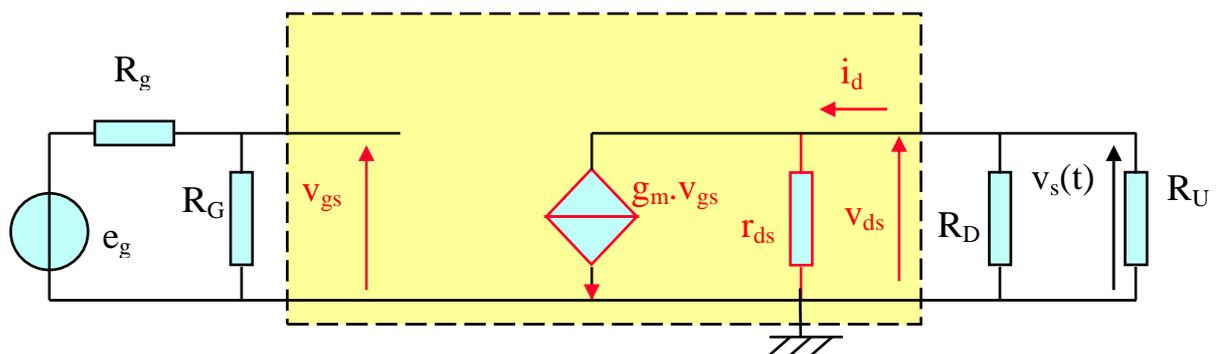
L'application du signal $e_g(t)$ va provoquer une variation de la valeur de V_{GS} autour du point de polarisation. Cette variation se fait le long de la caractéristique (I_D, V_{GS}) et entraîne donc une variation du courant de drain, laquelle entraîne à son tour une variation de la tension drain-source. Et cette variation doit respecter l'équation de la maille de sortie, dans laquelle intervient, cette fois, la charge R_U , la capacité C_L étant assimilée à un court-circuit. On définit une nouvelle droite de charge, appelée droite de charge dynamique.



On peut remarquer que l'hypothèse de linéarité n'est qu'une approximation compte tenu de l'allure de la caractéristique (I_D, V_{GS}) et que cette approximation n'est valable qu'en petit signal.

4.2 - Schéma équivalent dynamique petit signal

Pour l'étude dynamique, on éteint les sources continues en vertu du théorème de superposition, et on remplace le transistor par son schéma équivalent petit signal. On ne s'intéresse donc qu'aux grandeurs dynamiques.



Où $R_G = R_1/R_2$

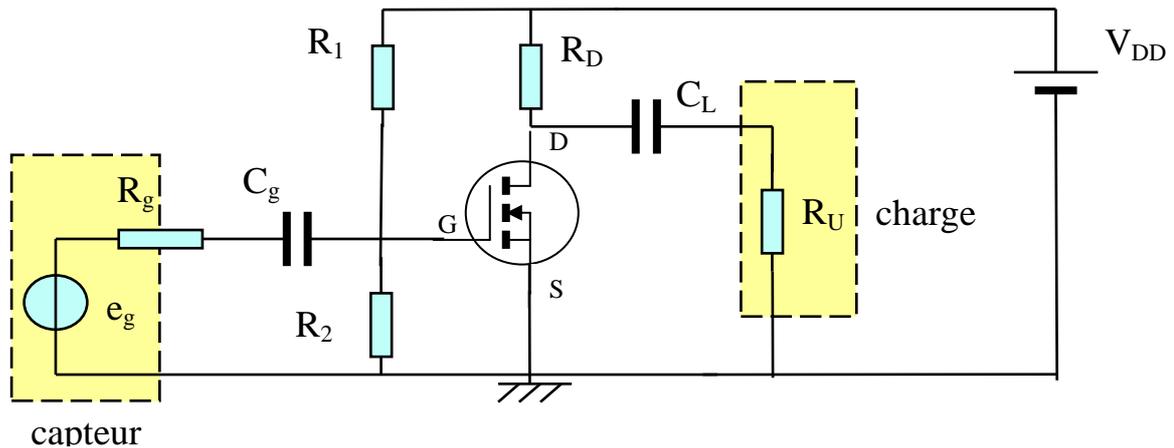
Aux moyennes fréquences, les capacités n'intervenant pas, le schéma dynamique est donc celui représenté ci-dessus, où l'on voit apparaître des dipôles d'entrée et de sortie bien distincts, la sortie étant liée à l'entrée par l'intermédiaire de la source de courant dépendante.

A partir de ce schéma équivalent, en utilisant la théorie des circuits, on peut calculer les principales caractéristiques de l'amplificateur, à savoir le gain en tension et les impédances d'entrée et de sortie.

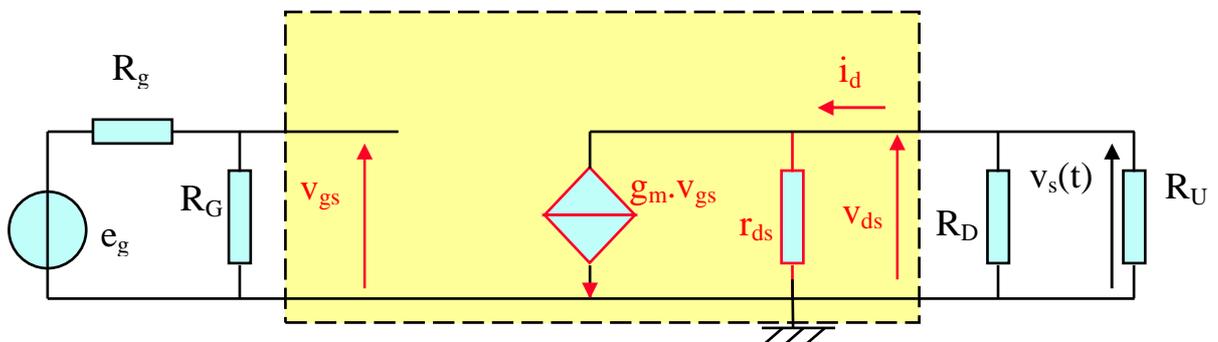
5 – Les montages amplificateurs

5.1 – Le montage source commune

Il s'agit de l'utilisation la plus courante du MOSFET en tant qu'amplificateur. Le signal d'entrée est appliqué à la grille et la charge est connectée au drain. L'entrée se fait donc entre grille et source et la sortie entre drain et source, d'où l'appellation source commune.



D'après ce qui précède, le schéma équivalent dynamique petit signal, "moyennes fréquences" est le suivant :



Calculons les impédances d'entrée et de sortie et le gain en tension à vide.

L'impédance vue de l'entrée est R_G , tandis qu'en sortie l'impédance vue est R_D en parallèle avec r_{ds} . Très souvent r_{ds} est de l'ordre d'une centaine de $k\Omega$, d'où les expressions ci-après :

$$Z_{in} = R_G$$

$$Z_{out} = r_{ds} // R_D \cong R_D$$

A l'entrée, v_e est égale à v_{gs} , et la tension de sortie à vide, v_{s0} , est égale au courant de la source liée, $g_m v_{gs}$, multiplié par l'impédance ($R_D // r_{ds}$).

$$A_{v0} = -\frac{g_m v_{gs} \cdot (R_D // r_{ds})}{v_{gs}} = -g_m \cdot (R_D // r_{ds})$$

$$A_{v0} \cong -g_m \cdot R_D$$

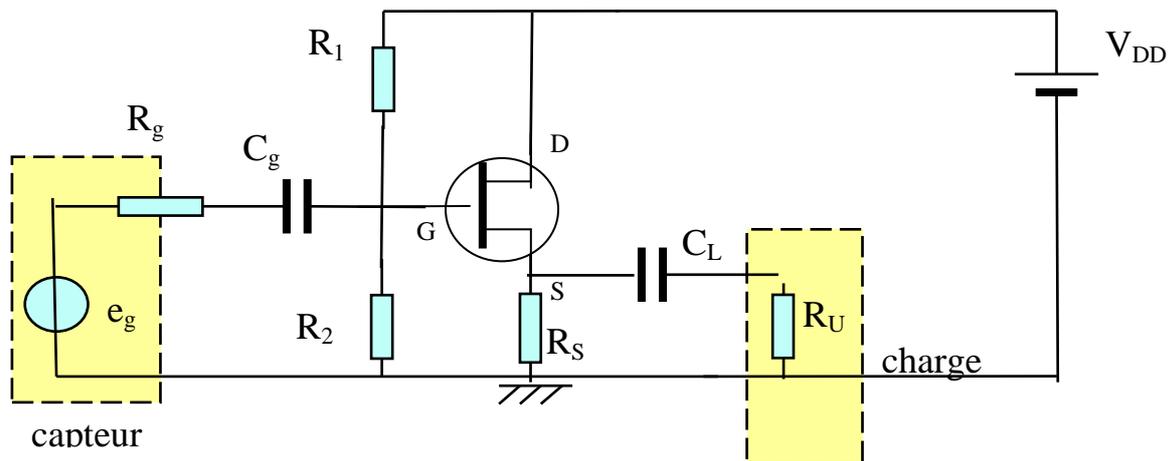
Si l'on considère les ordres de grandeur des divers paramètres, on constate que le gain en tension de ce montage est de l'ordre de 100, l'impédance d'entrée est très élevée et l'impédance de sortie de l'ordre de quelques $k\Omega$.

Ces caractéristiques en font un montage intéressant du point de vue gain en tension et impédance d'entrée, mais l'impédance de sortie est relativement élevée et ne permet pas une attaque en tension idéale, ce qui dans certaines applications pourra constituer un inconvénient.

5.2 – Les autres types de montage

S'agissant du transistor MOSFET, son utilisation se limite quasiment au montage source commune précédent. Mais avec les JFET ou les transistors bipolaires on utilise parfois d'autres configurations. Pour le FET on trouve des montages « drain commun » et « grille commune ».

Le montage drain commun présente la même disposition en entrée, mais cette fois la charge est connectée à la source du transistor.



Du point de vue dynamique, la borne V_{DD} est équivalente à la masse. La tension dynamique est donc appliquée à l'entrée entre grille et drain, et récupérée en sortie entre source et drain, d'où l'appellation « drain commun ».

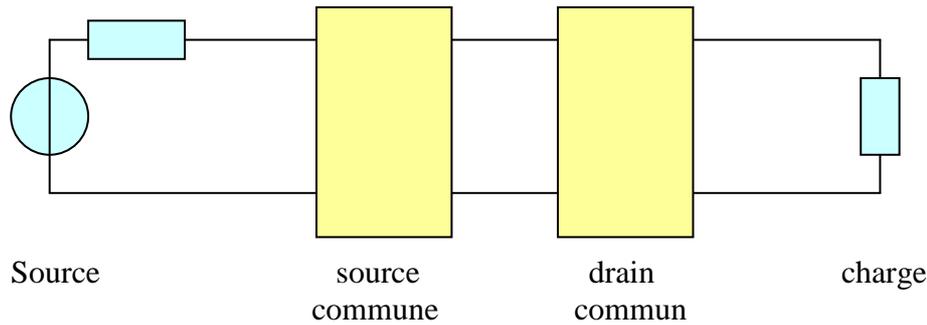
Le calcul à partir du schéma équivalent dynamique donne le gain en tension suivant :

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \approx 1$$

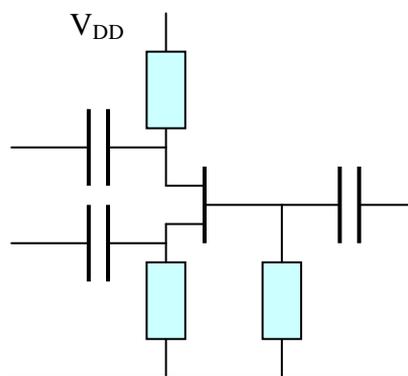
Ce montage possède des caractéristiques très différentes du précédent puisque son gain en tension est très proche de 1. Il n'amplifie donc pas le signal ce qui peut paraître sans intérêt.

Cependant ce montage est utilisé en raison de sa faible impédance de sortie, qui en fait un quadripôle très intéressant sur le plan de l'adaptation en tension, l'impédance d'entrée restant élevée.

Exemple d'application :



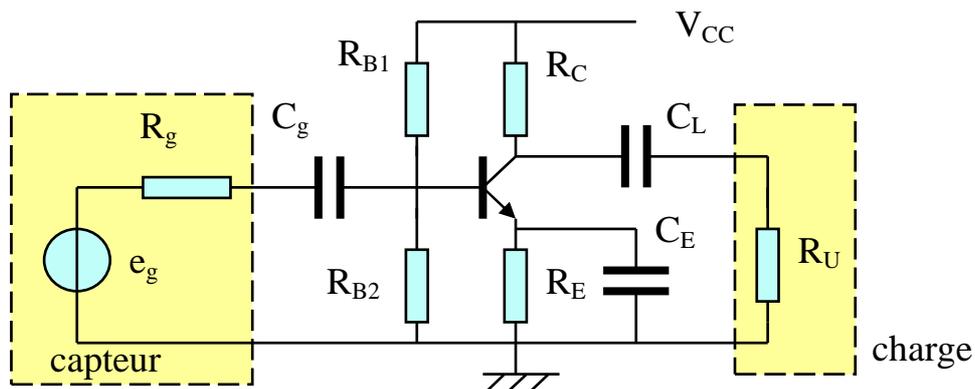
Le schéma du montage grille commune est le suivant. L'entrée se fait sur la source et la sortie sur le drain. Ce montage est relativement peu utilisé.



5.3 - Les amplificateurs à transistor bipolaire

L'étude des amplificateurs utilisant des transistors bipolaires est identique à celle concernant les transistors FET ou MOSFET. A partir d'une polarisation fixée, on définit un schéma équivalent dynamique petit signal, permettant de considérer le montage comme un circuit linéaire.

De même qu'on a distingué trois montages de base pour le FET, de même on répertorie trois types de montages à transistor bipolaire, liés aux trois électrodes du composant. Les différences entre les divers montages sont de même nature que pour le transistor FET, le montage source commune s'apparentant à l'émetteur commun, le montage drain commun au collecteur commun et le montage grille commune à la base commune. Ci-dessous le montage émetteur courant qui est un étage amplificateur très classique.



La résistance R_E a pour rôle de stabiliser le point de polarisation. Elle est donc utile en statique, et en dynamique elle est court-circuitée par une capacité de forte valeur, C_E , dite "capacité de découplage".

Les caractéristiques de cet étage sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Gain en tension à vide :} & \quad A_{v0} \cong -g_m \cdot R_C \\ \text{Impédance d'entrée :} & \quad Z_{in} = r_{be} // R_{B1} // R_{B2} \\ \text{Impédance de sortie :} & \quad Z_{out} = r_{ce} // R_C \cong R_C \end{aligned}$$

Les transistors à effet de champ possèdent une impédance d'entrée beaucoup plus élevée que les transistors bipolaires, mais une transconductance g_m plus faible. Par ailleurs la technologie classique des transistors à effet de champ permet un fonctionnement jusqu'à des fréquences plus élevées, tandis que les transistors bipolaires sont moins "bruyants", c'est-à-dire qu'ils sont mieux adaptés à la réalisation d'amplificateurs de très faibles signaux noyés dans du bruit. Ces différences essentielles constituent des critères de choix importants.

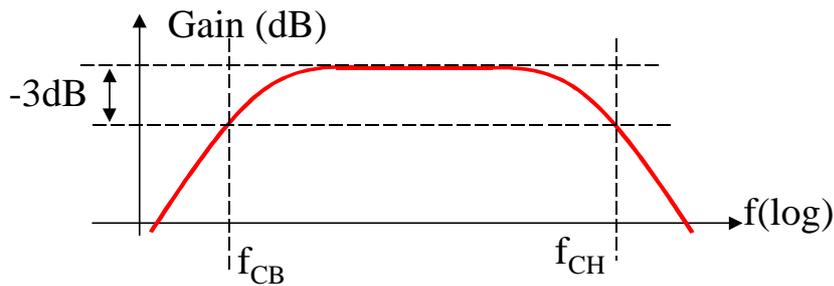
	Gain en tension	Impédance d'entrée	Montée en fréquence	Immunité au bruit
Transistor bipolaire	+	-	-	+
Transistor à effet de champ	-	+	+	-

Attention : Ce tableau n'est vrai que d'un point de vue très général. Dans la pratique, selon les technologies et les composants utilisés, on trouve, par exemple, des transistors bipolaires utilisables à des fréquences élevées et des transistors à effet de champ ne fonctionnant correctement qu'en basses fréquences.

6 - Bande passante d'un amplificateur

Pour l'analyse complète des amplificateurs, il faut inclure également les capacités, auparavant négligées sur une gamme de fréquence aussi large que possible. En effet, les caractéristiques des modèles linéaires comportant des condensateurs dépendent de la fréquence, car la réactance capacitive varie avec cette grandeur, ce qui peut entraîner une modification du signal de sortie (amplification non identique des différentes composantes fréquentielles du signal).

La réponse fréquentielle d'un circuit, représentée par le diagramme de Bode, est donc nécessaire pour quantifier ces modifications mais aussi les limites de fonctionnement du système, et ce par la détermination des deux fréquences charnières, appelées fréquences de coupure (basse et haute), qui définissent la bande passante de l'amplificateur. Par définition, les fréquences de coupure sont les fréquences pour lesquelles le gain est inférieur de 3dB au gain maximal aux moyennes fréquences.



Les capacités de fortes valeurs ont été assimilées à des courts-circuits lors de l'étude aux fréquences moyennes. Lorsque la fréquence diminue, leur impédance augmente et l'approximation n'est plus valable. Ce sont donc elles qui contribuent à l'apparition de la fréquence de coupure basse.

Les capacités de faibles valeurs ont, au contraire, été assimilées à des circuits ouverts. Lorsque la fréquence augmente, cela est de moins en moins vrai. Elles contribuent donc à l'apparition de la fréquence de coupure haute.

Ces deux limitations sont généralement assez éloignées l'une de l'autre pour permettre une étude séparée.

7 - Amplificateurs aux fréquences élevées

7.1 - Utilisation de transistors adéquats

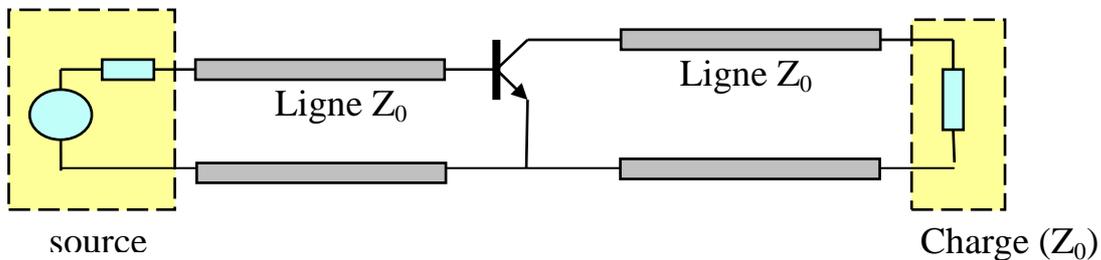
Nous avons vu que lorsque l'on traite des fréquences élevées, les amplificateurs sont généralement des amplificateurs de puissance, conçus de manière à limiter les réflexions des signaux.

Lorsque la fréquence devient élevée, les amplificateurs utilisent toujours des transistors, mais les limitations en fréquence liées à la structure des composants constituent des obstacles très importants. Ces obstacles n'ont pu être surmontés que grâce à des efforts considérables sur le plan technologique. Et aujourd'hui encore, ce domaine des évolutions technologiques, permettant la montée en fréquence, constitue un secteur très actif de l'industrie électronique, et un rouage essentiel pour le développement de nouvelles applications (domaine des longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques).

Alors que le Silicium a longtemps constitué LE matériau pour la réalisation de semiconducteurs, ce souci de montée en fréquence a conduit à l'émergence de nouveaux substrats, tels l'arséniure de gallium, le phosphore d'indium, l'arséniure de gallium "enrichi" à l'aluminium ou à l'indium.

7.2 - Principe de fonctionnement des amplificateurs hyperfréquences

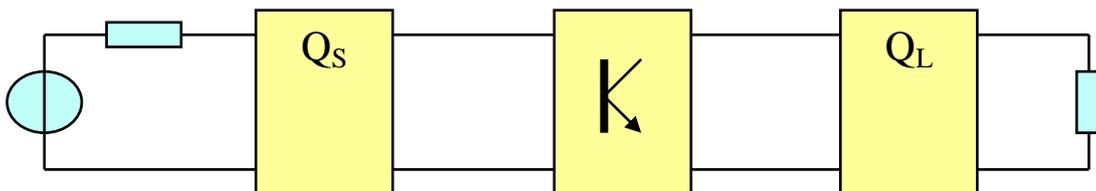
Le transistor étant polarisé, le montage le plus simple consiste à l'insérer, à l'aide de tronçons de ligne ou de guide entre la source et la charge. Le gain en puissance s'exprime alors en fonction des paramètres S du composant.



Si la source et la charge sont adaptées (impédance Z_0), le module du gain en puissance du montage vaut tout simplement $|S_{21}|^2$.

On a bien amplification de puissance, mais, les paramètres S_{11} et S_{22} étant différents de zéro, il y a des réflexions en entrée et en sortie du transistor, donc transmission imparfaite du signal de la source vers la charge. En effet, si une partie du signal utile est réfléchiée en entrée et en sortie du transistor, cela contribue à affaiblir le niveau de signal disponible sur la charge, alors que l'objectif est de l'amplifier. Cette configuration n'est donc pas optimale.

Pour résoudre ce problème de réflexions indésirables en entrée et en sortie du transistor, on insère des quadripôles dits d'adaptation. Ces quadripôles sont passifs et caractérisés par leurs paramètres S.



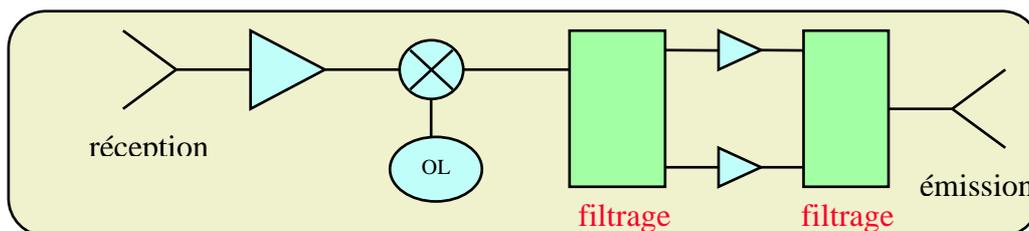
2^{ème} partie – Le filtrage analogique

Chapitre IV - Filtrage - Démarche de synthèse

Le filtrage est une fonction essentielle en électronique et particulièrement en télécommunications. Elle permet en effet de « trier » parmi tous les signaux disponibles ceux qui nous intéressent.

En télécommunications, un même canal est utilisé pour transmettre un nombre de plus en plus important d'informations. A la réception, il est nécessaire de séparer ces différentes informations afin de les exploiter correctement. Ceci est rendu possible grâce aux techniques de l'électronique numérique mais également aux fonctions de l'électronique analogique, en particulier les filtres.

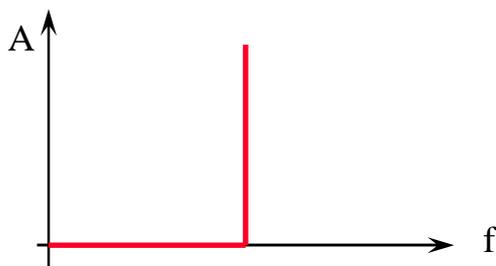
Ceux-ci sont donc omniprésents dans toute chaîne de télécommunications ainsi que le montre l'exemple d'un répéteur satellite ci-dessous.



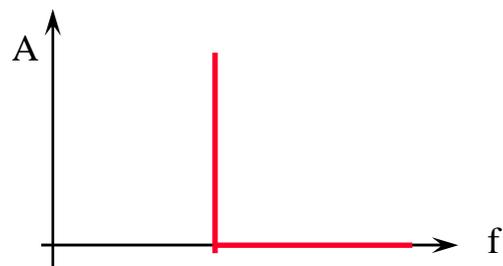
1 - Différents types de filtres

Le filtre le plus simple est le filtre passe-bas, c'est-à-dire qu'il élimine tous les signaux dont la fréquence est supérieure à une fréquence limite qu'on appelle fréquence de coupure. Le filtre passe-bas idéal présente donc une atténuation nulle pour les fréquences inférieures à cette fréquence de coupure et une atténuation infinie pour les fréquences supérieures.

Le filtre dual est le filtre passe-haut qui réalise l'opération inverse, à savoir l'élimination des signaux dont la fréquence est inférieure à la fréquence de coupure.

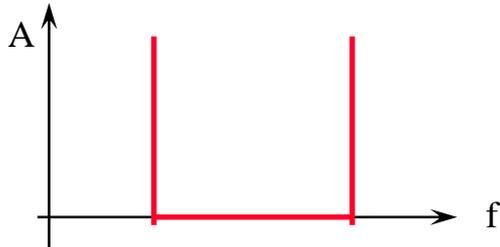


Filtre passe-bas idéal

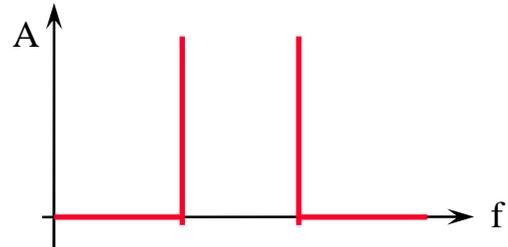


Filtre passe-haut idéal

Enfin les filtres passe-bande et coupe-bande éliminent les signaux dont les fréquences sont soit à l'extérieur soit à l'intérieur d'un intervalle donné. Ils peuvent être considérés comme une association d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut présentant des fréquences de coupure différentes.



Filtre passe-bande idéal



Filtre coupe-bande idéal

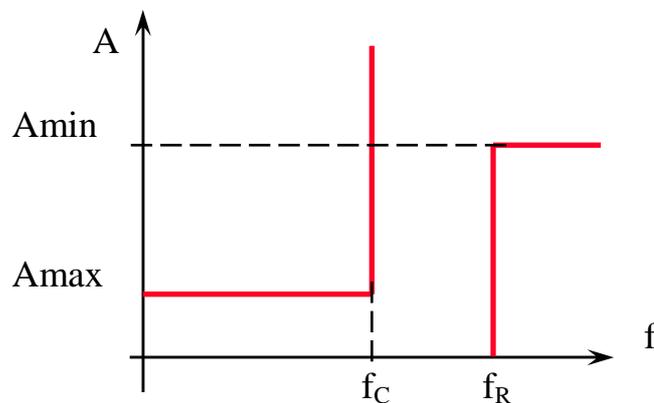
2 - Gabarits des filtres

Les filtres idéaux n'existant pas, on réalise les filtres en fonction de contraintes qui sont imposées : complexité du montage, coût, efficacité du filtre vis-à-vis des fréquences que l'on désire éliminer. Ceci conduit à définir un « gabarit » qui fixe des intervalles en atténuation et en fréquence et la réponse du filtre réel devra s'inscrire dans ce gabarit.

2.1 - Gabarit d'un filtre passe-bas

Dans le cas du filtre passe-bas, le gabarit est caractérisé par :

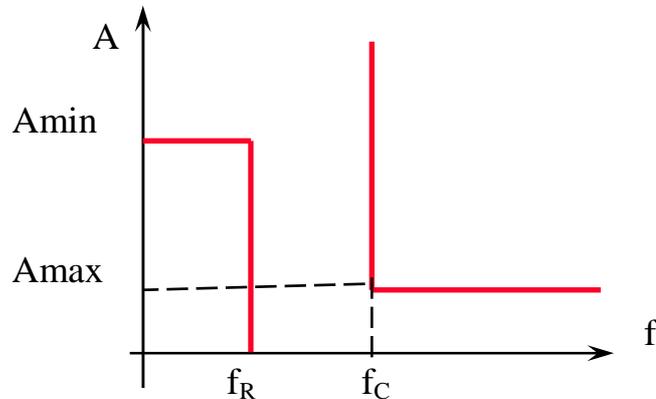
- une atténuation maximale A_{max}
- une atténuation minimale A_{min}
- une fréquence de coupure f_C
- une fréquence de réjection f_R



L'atténuation du filtre réel devra donc rester inférieure à A_{max} pour les fréquences inférieures à f_C et être supérieure à A_{min} pour les fréquences supérieures à f_R .

2.2 - Gabarit d'un filtre passe-haut

Le gabarit d'un filtre passe-haut dans lequel devra s'inscrire la réponse du filtre réel est caractérisé également par deux atténuations et deux fréquences.



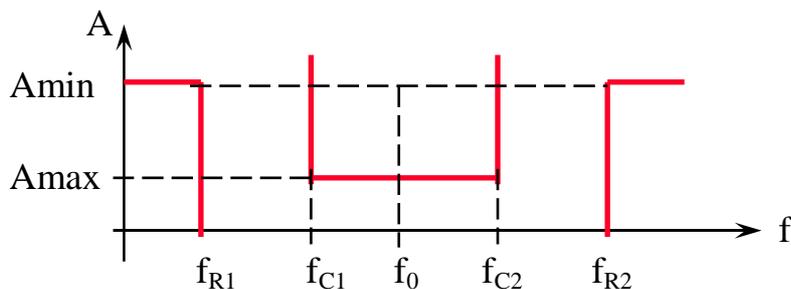
Cette fois le filtre réel devra présenter une atténuation supérieure à A_{min} pour les fréquences inférieures à f_R et une atténuation inférieure à A_{max} pour les fréquences supérieures à f_C .

2.3 - Gabarit d'un filtre passe-bande

On définit de la même façon deux niveaux d'atténuation A_{min} et A_{max} .

Dans le cas du gabarit passe-bande, on définit cinq fréquences différentes :

- deux fréquences de réjection associées à A_{min} : f_{R1} et f_{R2}
- deux fréquences de coupure associées à A_{max} : f_{C1} et f_{C2}
- une fréquence centrale : f_0 .



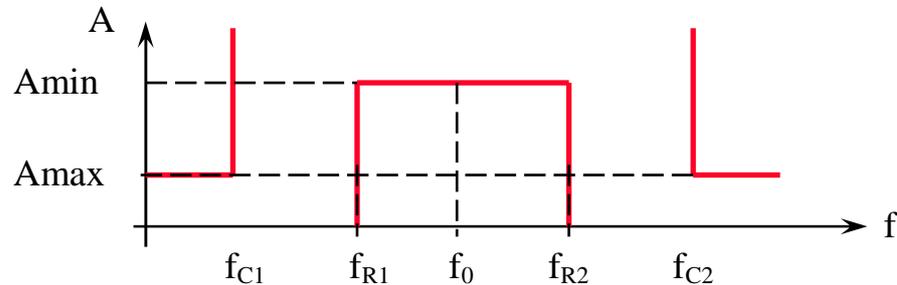
Le gabarit est établi en fonction de l'application. Il peut donc dans un premier temps être totalement dissymétrique. Mais dans la pratique, lors de la synthèse du filtre réel, très souvent les outils imposeront un filtre symétrique.

$$f_{C1} \cdot f_{C2} = f_0^2 \qquad f_{R1} \cdot f_{R2} = f_0^2$$

Il faudra alors modifier le gabarit pour le rendre symétrique. Bien entendu, cette modification devra conduire à un gabarit plus restrictif qui s'inscrive dans le gabarit initial.

2.4 - Gabarit d'un filtre coupe-bande

Le filtre coupe-bande est le dual du filtre passe-bande. On retrouve donc des grandeurs caractéristiques analogues.



La bande de fréquence comprise entre f_{R1} et f_{R2} est quelquefois appelée la bande coupée.

3 - Sélectivité - Largeur de bande relative

On définit une autre grandeur pour caractériser les filtres : la sélectivité. Ce paramètre est défini à partir des fréquences du gabarit.

Pour un filtre passe-bas la sélectivité vaut : $k = f_C / f_R$.

Pour un filtre passe-haut cette sélectivité est $k = f_R / f_C$.

Pour les filtres passe-bande et coupe-bande on définit également une sélectivité

filtre passe-bande :

$$k = \frac{f_{C2} - f_{C1}}{f_{R2} - f_{R1}}$$

filtre coupe-bande :

$$k = \frac{f_{R2} - f_{R1}}{f_{C2} - f_{C1}}$$

La sélectivité donne une indication sur la raideur de la bande de transition, donc sur le degré de perfection du filtre en terme de fréquence.

Enfin, pour ces deux derniers types de filtre, on définit la largeur de bande relative B :

filtre passe-bande :

$$B = \frac{f_{C2} - f_{C1}}{f_0}$$

filtre coupe-bande :

$$B = \frac{f_{R2} - f_{R1}}{f_0}$$

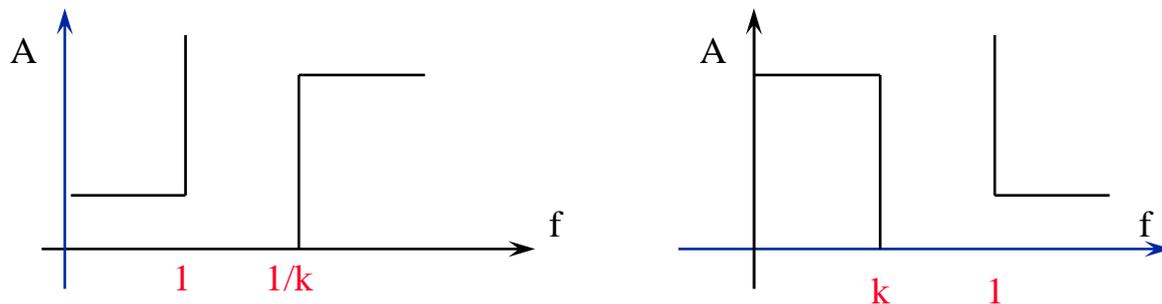
4 - Filtre prototype passe-bas (Low Pass - LP)

4.1 - Gabarits normalisés

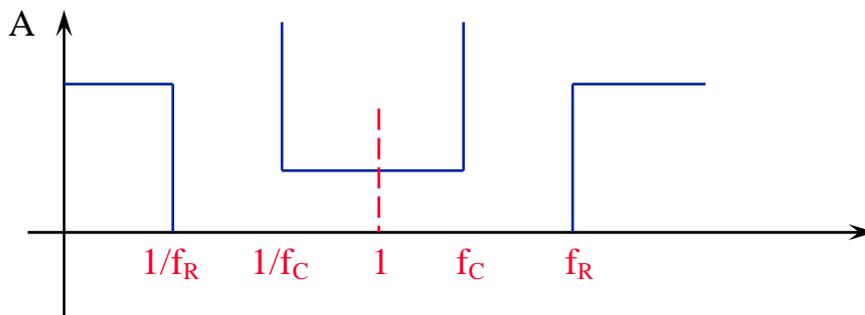
Pour la synthèse des filtres, on utilise des tables normalisées qui permettent de calculer les filtres quelle que soit la gamme de fréquence.

Ceci suppose l'utilisation d'une fréquence normalisée qui, dans le cas des filtre passe-bas, est la fréquence réelle divisée par la fréquence de coupure.

Cette fréquence normalisée conduit à définir un nouveau gabarit « normalisé ».



Les filtres passe-haut sont également normalisés par rapport à la fréquence de coupure f_C , tandis que les filtres passe-bande et coupe-bande sont normalisés par rapport à la fréquence centrale f_C . Cela suppose que les gabarits de ces derniers soient symétriques.



4.2 - Normalisation en impédance

Le calcul de la fonction d'atténuation d'un filtre utilise des tables et des abaques universels, c'est-à-dire indépendants de la gamme de fréquence mais également des circuits qui encadrent le filtre, lesquels sont modélisés par une source et son impédance interne en entrée et une impédance de charge en sortie.

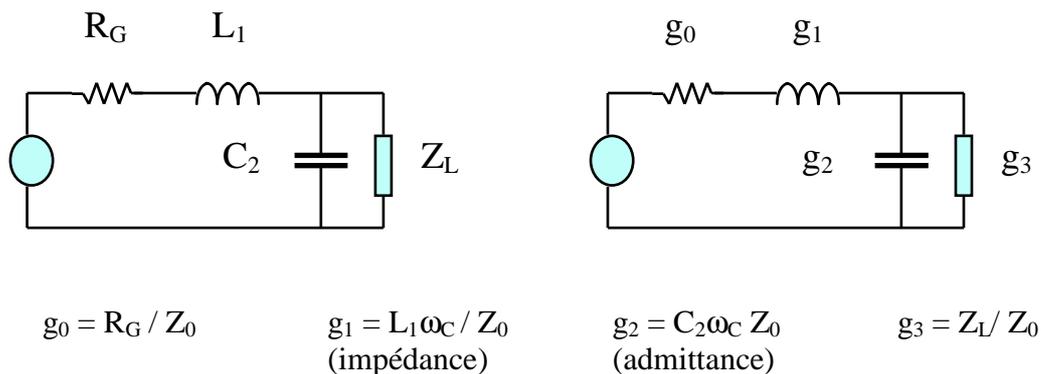
Par ailleurs, aux hautes fréquences, il ne faut pas oublier de prendre en compte l'impédance caractéristique des lignes qui relient les éléments entre eux.

Pour calculer un filtre pour une application donnée à partir de ces tables et abaques, il faut donc non seulement normaliser les fréquences mais également les impédances. L'impédance de référence choisie est la plupart du temps l'impédance interne de la source ou bien l'impédance caractéristique des lignes de transmission en hautes fréquences. Ces deux impédances ont d'ailleurs très souvent la même valeur.

Normalisation en impédance avec Z_0 : impédance de référence

$$Z \rightarrow Z_N = Z / Z_0$$

Normalisation complète (fréquence et impédance)



4.3 - Transpositions de fréquences

Tous les types de filtres peuvent être ramenés, par transformations de fréquences, à un filtre passe-bas, d'où l'appellation de « prototype » pour ce filtre passe-bas qui sert de base de calcul.

Les tables et les abaques sont donc établis pour la réalisation de filtres prototypes passe-bas normalisés.

4.3.1 - Passe-bas → Passe-haut (High Pass - HP)

Lorsque l'on désire synthétiser un filtre passe-haut, il faut utiliser la transformation ci-dessous pour pouvoir utiliser les tables et abaques.

La transformation mathématique permettant cette transposition est la suivante : la variable p de Laplace représentant la fréquence est remplacée par $1/p$.

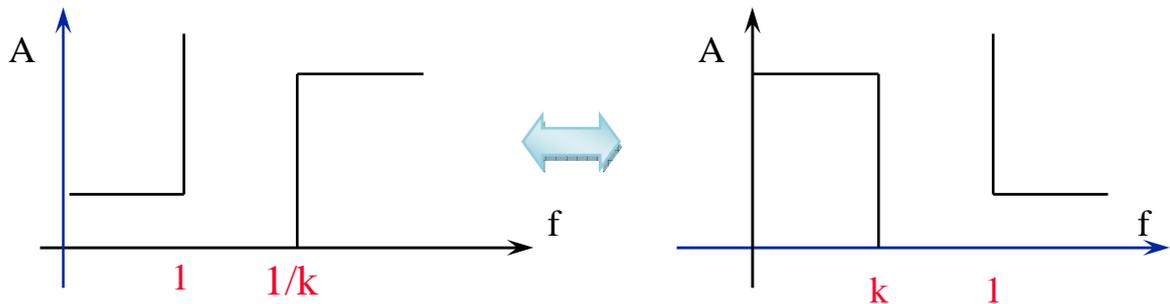
Prenons l'exemple d'une fonction de filtre passe-bas du 1^{er} ordre : $F_{LP}(p) = \frac{1}{1+p}$, et

appliquons lui cette transformation. La fonction devient : $F_{HP}(p) = \frac{p}{p+1}$. Celle-ci présente

un zéro à l'origine, suivi d'un pôle, $p = -1$, il s'agit donc bien d'une fonction de type passe-haut.

Dans le domaine ω , la transformation modifie $j\omega$ en $1/j\omega$ soit $-j/\omega$. Cela conduit aux modifications suivantes du gabarit et des éléments passifs.

- transformation du gabarit :



- transformation des éléments :

$$\begin{aligned} R &\rightarrow R' \\ L &\rightarrow C' & (jL\omega &\rightarrow L/j\omega) \\ C &\rightarrow L' & (1/jC\omega &\rightarrow j\omega/C) \end{aligned}$$

La procédure de synthèse est alors la suivante :

- normalisation du gabarit passe-haut
- transformation passe-haut \rightarrow passe-bas
- calcul et synthèse du passe-bas
- dénormalisation
- transformation des éléments \rightarrow filtre passe-haut

4.3.2 - Passe-bas \rightarrow Passe-bande (Band Pass - BP)

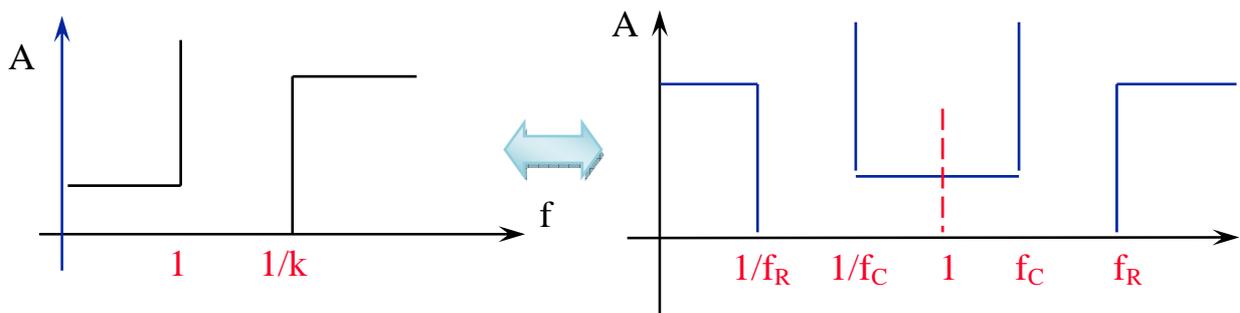
De la même façon, pour la synthèse d'un filtre passe-bande, il est possible par une transformation de fréquence de revenir au filtre prototype passe-bas et ainsi d'utiliser les tables et abaques associés.

La transformation de fréquence est cette fois un peu plus compliquée et il faut remarquer qu'il est nécessaire, pour effectuer cette transformation, que le gabarit du filtre passe-bande soit symétrique.

La transformation mathématique permettant cette transposition est la suivante :

$$p \rightarrow \frac{1}{B} \left(p + \frac{1}{p} \right)$$

- transformation du gabarit



- transformation des éléments :

$$L \rightarrow L' - C' \quad jL\omega \rightarrow \frac{L}{B} \left(j\omega + \frac{1}{j\omega} \right)$$

$$C \rightarrow L'' // C' \quad jC\omega \rightarrow \frac{C}{B} \left(j\omega + \frac{1}{j\omega} \right)$$

La procédure de synthèse du filtre passe-bande est donc similaire à celle concernant le filtre passe-haut. Cependant il existe un certain nombre de montages types réalisant la fonction filtre passe-bande. C'est pourquoi, lors de la synthèse, on n'applique pas toujours la procédure classique complète, mais après avoir déterminé la fonction de transfert du filtre à réaliser, on cherche à l'identifier à celle d'un montage type. On applique, dans ce cas, la transformation de fréquence à la fonction de transfert, plutôt qu'aux éléments passifs.

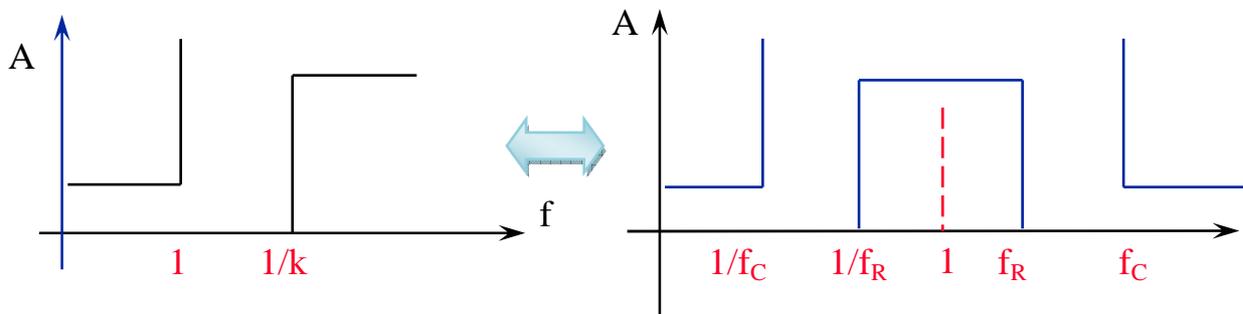
4.3.3 - Passe-bas → Coupe bande (Band Reject - BR)

La transformation coupe-bande vers passe-bas nécessite également un gabarit de filtre coupe-bande symétrique.

Cette transformation est en fait l'association des deux transformations précédentes. Il en résulte une transformation des éléments qui aboutit à une solution duale de celle du filtre passe-bande.

La transformation mathématique est donc : $p \rightarrow \frac{1}{\frac{1}{B} \left(p + \frac{1}{p} \right)}$

- transformation du gabarit :



- transformation des éléments :

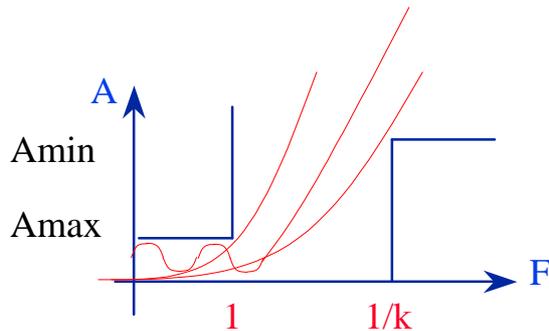
$$L \rightarrow L' // C' \quad C \rightarrow L'' - C''$$

5 - Fonctions d'approximation

5.1 - Fonction caractéristique du filtre

Tout filtre peut donc se ramener à un filtre prototype passe-bas défini par un gabarit.

Le problème posé consiste alors à trouver une fonction de transfert qui s'inscrive dans ce gabarit. Cette fonction de transfert sera une approximation du filtre idéal d'où le nom de fonctions d'approximation. Il existe une infinité de solutions possibles qui peuvent donner lieu à des réalisations très diverses.



Il faut donc faire des choix et pour cela il est nécessaire de fixer des critères. Le critère fondamental est que le réseau doit être physiquement réalisable

L'atténuation apportée par le filtre est par définition l'inverse du gain donc de la fonction de transfert :

$$A(p) = \frac{1}{F(p)} \qquad [A(\omega)]^2 = \frac{1}{F(j\omega) \cdot F(-j\omega)}$$

Si le filtre est totalement transparent en module, l'atténuation qui exprime le niveau d'entrée sur le niveau de sortie est égale à 1. Dès que l'amplitude en sortie décroît, l'atténuation est supérieure à 1, d'où l'introduction de la fonction caractéristique du filtre $K(\omega^2)$:

$$[A(\omega)]^2 = 1 + K(\omega^2)$$

Pour satisfaire aux conditions de la fonction de transfert du filtre, cette fonction caractéristique doit être :

- faible pour $\omega < \omega_c$ (minimum d'atténuation dans la bande passante)
- forte pour $\omega > \omega_c$ (maximum d'atténuation hors de la bande passante)
- de degré le plus faible possible par souci de simplicité.

5.2 - Les filtres polynomiaux

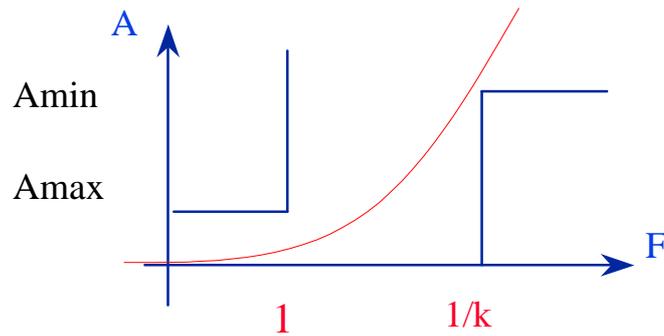
Les filtres polynomiaux sont ceux pour lesquels les fonctions caractéristiques sont de simples polynômes. Ils sont simples à concevoir mais pour certaines applications leurs performances sont trop limitées.

5.2.1 - Filtres de Butterworth

Les plus simples des filtres polynomiaux sont les filtres de Butterworth, pour lesquels la fonction caractéristique est un polynôme de Butterworth.

$$K(\omega^2) = \varepsilon^2 \cdot \omega^{2n} \qquad \text{où } \varepsilon \text{ est une constante qui dépend de } A_{\max}.$$

Ces filtres ont pour principale caractéristique d'avoir une atténuation continûment croissante et la réponse la plus plate à l'origine. Cette régularité de la courbe de réponse se paye en terme de raideur qui constitue le point faible de ce type de filtre.



Ils seront donc choisis chaque fois que la simplicité de la synthèse sera le critère essentiel.

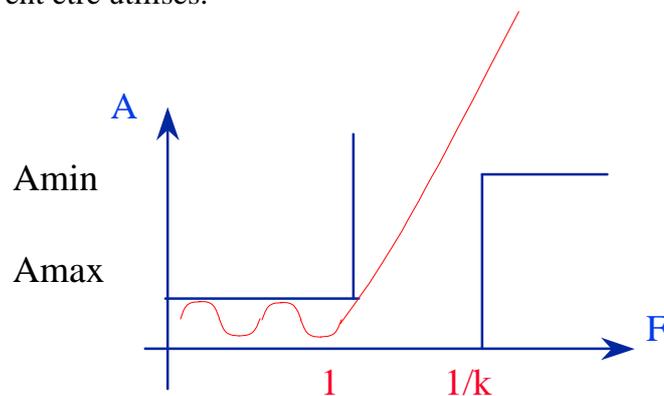
5.2.2 - Les filtres de Tchebycheff

Les filtres de Tchebycheff utilisent la propriété des polynômes de Tchebycheff, à savoir que leur valeur oscille n fois entre $+1$ et -1 lorsque la variable oscille entre $+1$ et -1 .

Ceci se traduit au niveau du filtre par une courbe de réponse qui oscille entre 0 et A_{\max} dans la bande passante et qui croît très rapidement hors de la bande passante.

$$K(\omega^2) = \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\omega)$$

Les filtres de Tchebycheff sont les filtres polynomiaux qui présentent la coupure la plus raide. Ils sont donc ceux qui pour un gabarit donné présenteront l'ordre le plus faible. Leur défaut majeur réside dans l'irrégularité de leur réponse en phase et, lorsque ce paramètre est essentiel, ils ne peuvent être utilisés.



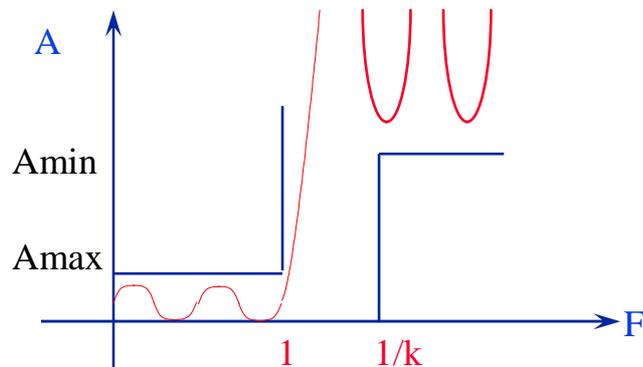
5.3 - Les filtres non polynomiaux

Lorsque la fonction caractéristique a la forme d'une fraction rationnelle, on ne peut plus parler de filtres polynomiaux.

$$K(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{D(\omega^2)}$$

Ces filtres présentent des valeurs de fréquence pour lesquelles l'atténuation est infinie. En effet, les racines de $D(\omega^2)$ correspondant à une atténuation infinie, constituent des zéros de

transmission. Cette particularité est très intéressante car elle permet, en plaçant judicieusement les zéros de transmission, d'obtenir une très grande raideur pour la bande coupée d'une part et de supprimer des fréquences particulièrement indésirables d'autre part.



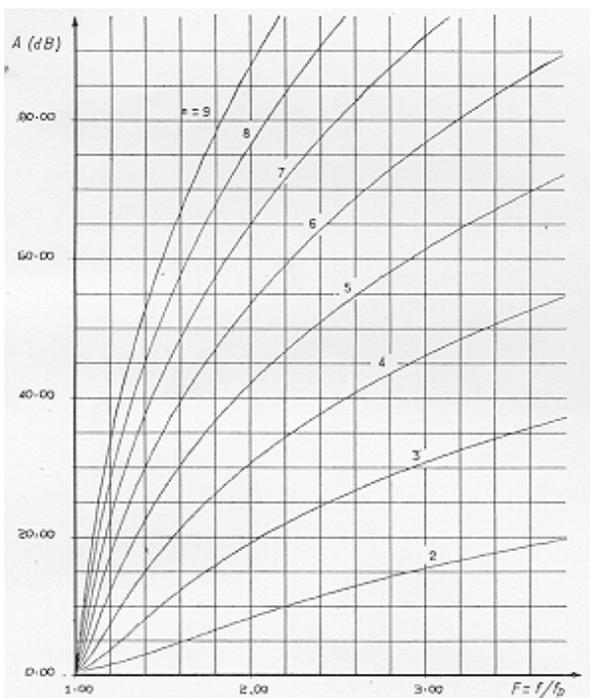
Entre les zéros de transmission, on observe des remontées de la fonction de transfert. Il convient de bien en tenir compte pour respecter le gabarit.

6 - Tables et abaques

L'étude détaillée des fonctions d'approximation précédente conduit à l'établissement de tables et d'abaques qui permettent de synthétiser les filtres sans qu'il soit nécessaire de refaire systématiquement tous les calculs. Ces tables et ces abaques sont normalisés d'où l'intérêt de la normalisation des gabarits et des impédances.

Les abaques permettent de déterminer directement l'ordre du filtre, à partir du gabarit du prototype passe-bas.

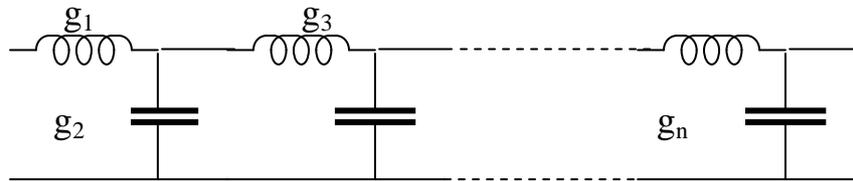
Exemple d'abaques



Certaines tables fournissent directement les valeurs normalisées des éléments du prototype passe-bas pour un schéma passif donné, par exemple self série et capacité en parallèle. Il suffit alors de faire la transformation des éléments passifs du filtre passe-bas vers le filtre à réaliser (passe-haut, passe-bande ...) et de dénormaliser pour obtenir le circuit final.

Exemple

VALUE OF n	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_4	ϵ_5	ϵ_6	ϵ_7	ϵ_8	ϵ_9	ϵ_{10}	ϵ_{11}
0.1 db ripple											
1	0.3052	1.0000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554



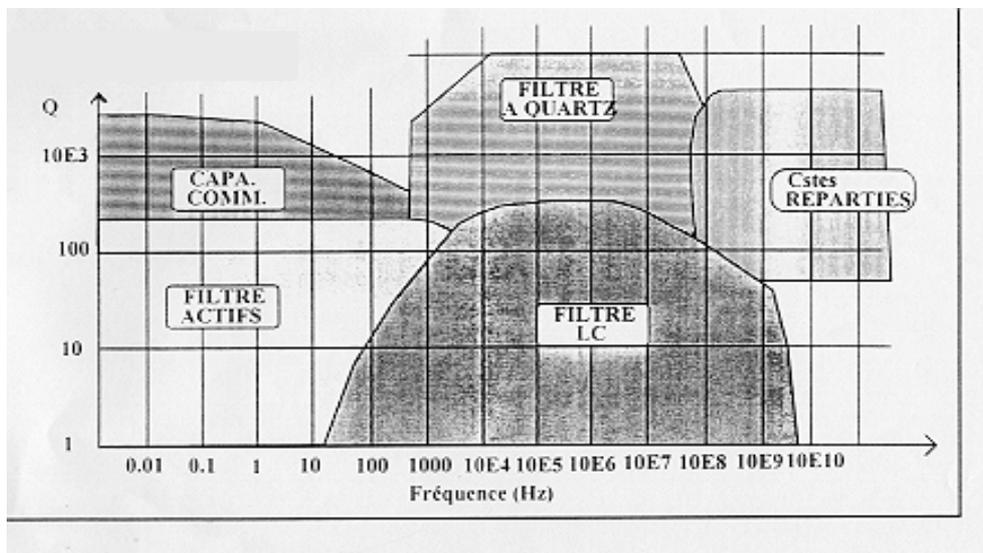
D'autres tables existent qui donnent des coefficients permettant de déterminer la fonction caractéristique correspondant au type de réalisation choisie (Butterworth - Tchebycheff ...) et donc la fonction de transfert.

Chapitre V - Réalisation des filtres

La fonction de transfert du filtre étant déterminée, il existe plusieurs possibilités de réalisations. Il faut donc choisir parmi ces diverses possibilités en fonction des performances souhaitées et surtout de la technologie disponible.

En effet, pour certaines fréquences le choix de la technologie est limité. Par exemple en micro-ondes, la seule technologie disponible au-delà d'une certaine fréquence est celle à éléments répartis ainsi que l'indique le graphique ci-dessous.

Celui-ci fait mention d'un coefficient de qualité Q . Ce paramètre est effectivement utilisé quelquefois pour exprimer l'efficacité d'un filtre. Il est fonction des éléments constitutifs du filtre. Ainsi pour une self ce coefficient de qualité dépend de la résistance parasite associée ($Q = L\omega/R$).



Ce graphique montre les principaux types de filtres, en fonction de la technologie :

- filtres passifs à éléments localisés (R-L-C)
- filtres à quartz
- filtres passifs à éléments semi-localisés
- filtres passifs à éléments répartis
- filtres actifs
- filtres à capacités commutées

1 - Filtres passifs à éléments localisés

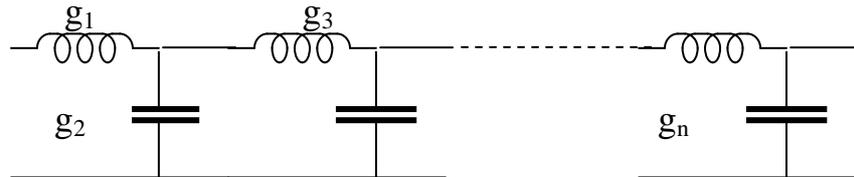
La solution la plus simple pour réaliser des filtres consiste, à première vue, à utiliser des éléments passifs, à savoir des résistances, des selfs et des capacités. Ces filtres, étant passifs, ne nécessitent aucune alimentation et, pour les fonctions d'approximation classiques, les calculs ont été effectués de nombreuses fois et la synthèse utilise des tables et des abaques disponibles dans la littérature.

Leur inconvénient majeur réside dans l'emploi de selfs, ce qui rend difficile leur intégration, donc augmente l'encombrement et le coût.

1.2 - Filtres passifs passe-bas d'ordre n

La procédure classique de synthèse de filtres passifs conduit, après la détermination de l'ordre à l'aide d'abaques, à des tables, comme celle présentée à la fin du chapitre précédent, qui donnent directement les valeurs normalisées du prototype passe-bas.

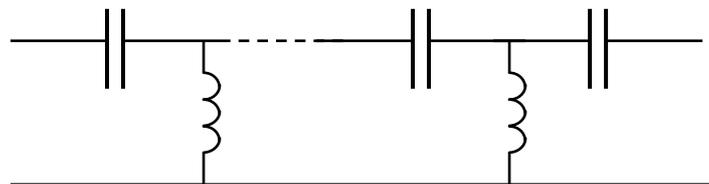
Configuration de base :



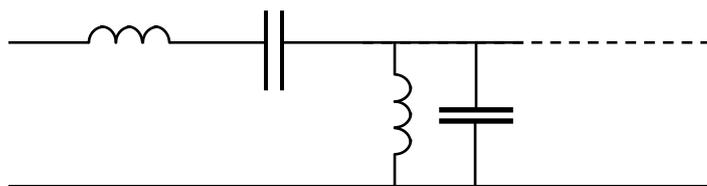
1.3 - Filtres passe-haut, passe-bande et coupe-bande

La réalisation de filtres passifs passe-haut, passe-bande et coupe-bande s'effectue en utilisant les transformations d'éléments obtenues à partir des transformations de fréquence. Voici ci-dessous des exemples de montages types pour les différents filtres.

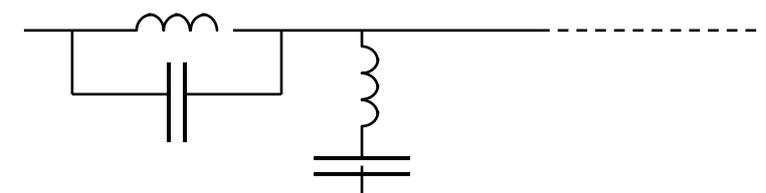
Filtre passif passe-haut :



Filtre passif passe-bande :



Filtre passif coupe-bande :



Selon les technologies employées, certaines de ces structures pourront être difficiles et même parfois impossibles à réaliser. On utilisera alors des schémas dont on sait qu'ils réalisent les filtres qui nous intéressent et on cherchera à identifier leur fonction de transfert à l'expression mathématique de la réponse du filtre.

2 - Filtres actifs

La particularité des filtres actifs est, par définition, d'utiliser des composants actifs. Cela signifie qu'ils nécessitent une alimentation. L'élément de base est la plupart du temps un amplificateur opérationnel associé à des composants passifs. Ils sont particulièrement intéressants lorsque des problèmes d'encombrement se posent (intégration) d'autant plus qu'ils permettent de s'affranchir de l'utilisation de selfs.

La synthèse directe de tels filtres est possible mais, pour des ordres supérieurs à 2, elle devient vite complexe. On lui préfère très souvent la synthèse en cascade qui permet de n'utiliser que des structures du premier et du second ordre.

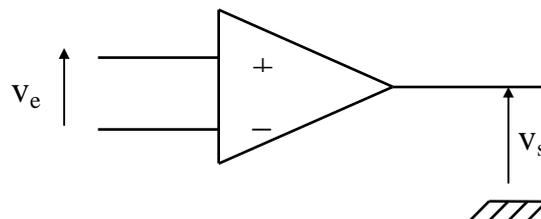
2.1 - Eléments constitutifs

2.1.1 - L'amplificateur opérationnel

L'élément de base des filtres actifs est l'amplificateur opérationnel.

Ce composant est celui qui est le plus proche d'un amplificateur idéal :

impédance d'entrée infinie
impédance de sortie nulle
gain en tension infini

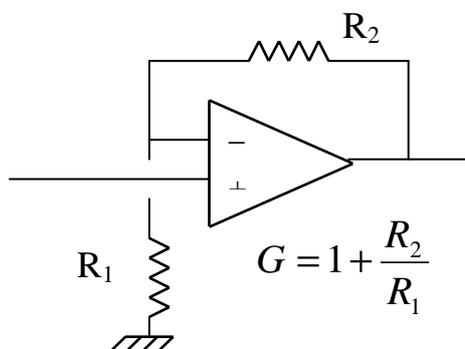


2.1.2 - Amplificateurs de tension

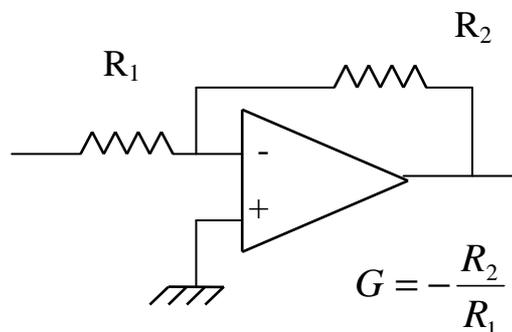
Il s'agit d'amplificateurs opérationnels avec une contre-réaction.

Ces amplificateurs sont proches d'amplificateurs de tension idéaux car ils bénéficient des propriétés des amplificateurs opérationnels en terme d'impédance d'entrée et d'impédance de sortie.

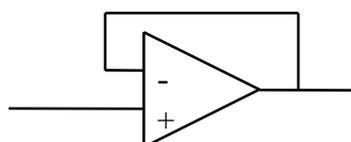
- à gain positif



- à gain négatif



- suiveur



L'amplificateur suiveur peut paraître sans intérêt en raison de son gain égal à 1. En réalité, il est au contraire très utilisé dans les filtres actifs car sa très grande impédance d'entrée et sa faible impédance de sortie facilitent les mises en cascade de cellules élémentaires.

2.2 - Synthèse en cascade des filtres actifs

2.2.1 - Fonctions de transfert élémentaires

Le principe de la synthèse en cascade repose sur l'utilisation de cellules élémentaires connectées les unes aux autres afin d'obtenir le filtre d'ordre voulu. Ceci est rendu possible grâce aux excellentes performances des amplificateurs opérationnels en termes d'impédance d'entrée et d'impédance de sortie. Il suffit donc pour réaliser un filtre d'ordre quelconque de disposer d'un catalogue de cellules élémentaires pour chacun des types de filtres et de les associer jusqu'à obtenir la fonction de transfert désirée.

$$\text{- passe-bas} \quad \frac{1}{ap+1} \quad \frac{1}{ap^2+bp+1}$$

$$\text{- passe-haut} \quad \frac{ap}{ap+1} \quad \frac{ap^2}{ap^2+bp+1}$$

$$\text{- passe-bande} \quad \frac{ap}{p^2+bp+1}$$

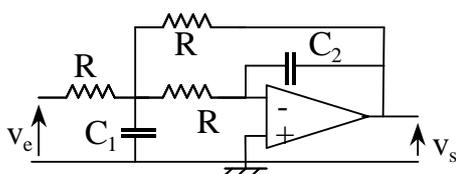
$$\text{- coupe-bande} \quad \frac{ap^2+1}{ap^2+bp+1}$$

Les fonctions énumérées ici correspondent à des filtres polynomiaux. Pour être complet, il faudrait également citer les fonctions de transfert élémentaires de filtres avec zéro de transmission.

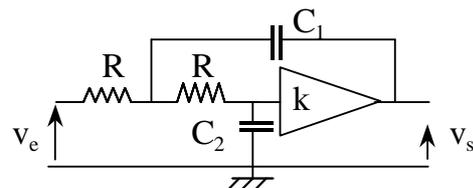
2.2.2 - Cellules élémentaires passe-bas

Voici des exemples de montages actifs réalisant des filtres passe-bas d'ordre 2.

Pour réaliser des filtres d'ordres plus élevés, il suffira donc de mettre plusieurs cellules en cascade.

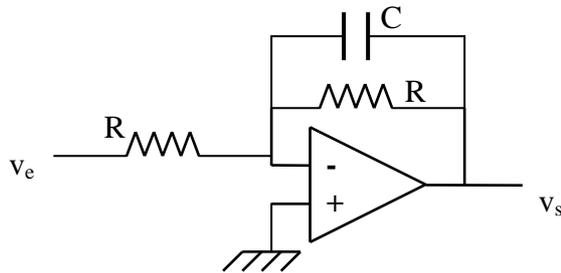


$$\frac{-1}{R^2 C_1 C_2 p^2 + 3RC_2 p + 1}$$



$$\frac{k}{R^2 C_1 C_2 p^2 + R[2C_2 + C_1(1-k)]p + 1}$$

Il faut ajouter à ces exemples de circuits du second ordre un circuit élémentaire du premier ordre afin de pouvoir synthétiser des filtres passe-bas d'ordre impair.

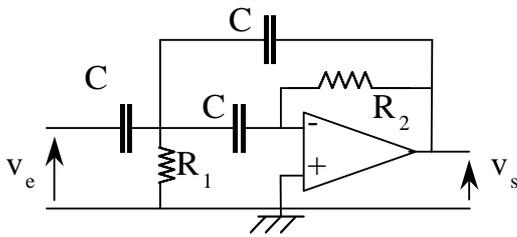


$$\frac{v_s}{v_e} = F(p) = \frac{1}{1 + RCp}$$

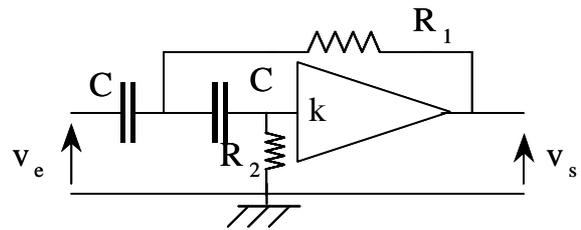
2.2.3 - Cellules élémentaires passe-haut

Les montages présentés ici ressemblent beaucoup à ceux des cellules élémentaires passe-bas. On peut remarquer que les capacités et les résistances ont été permutées.

Il existe également une cellule élémentaire passe-haut du premier ordre constituée d'une capacité série et d'une résistance parallèle. On retrouve la permutation précédente par rapport à la cellule élémentaire passe-bas du premier ordre.



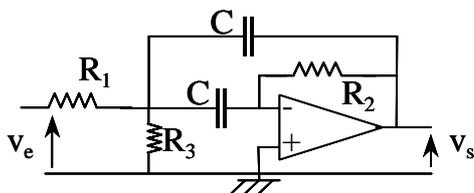
$$\frac{-C^2 R_1 R_2 p^2}{C^2 R_1 R_2 p^2 + 3R_1 Cp + 1}$$



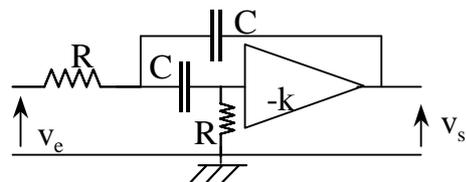
$$\frac{k.C^2 R_1 R_2 p^2}{C^2 R_1 R_2 p^2 + C[2R_1 + R_2(1-k)]p + 1}$$

2.2.4 - Cellules élémentaires passe-bande

Les circuits élémentaires passe-bande sont du second ordre puisqu'il est nécessaire d'avoir une fonction de transfert présentant deux pôles.



$$\frac{R_2 Cp}{R_1 R_2 C^2 p^2 + 2R_1 Cp + 1 + (R_1 / R_3)}$$



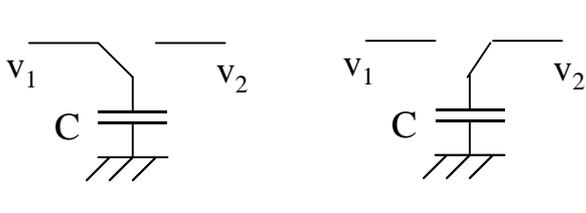
$$\frac{-k.RCp}{(1+k)R^2 C^2 p^2 + 3RCp + 1}$$

3 - Filtres à capacités commutées

Il s'agit en fait de filtres actifs, mais leur technologie particulière les distingue des filtres actifs classiques.

Parmi les critères que gardent toujours à l'esprit les concepteurs de dispositifs électroniques, en particulier pour les télécommunications, il y a ceux de l'encombrement et du coût qui sont d'ailleurs très souvent liés. L'utilisation des techniques d'intégration permet de répondre à ces soucis de façon plus ou moins efficace. C'est le cas pour les capacités et les commutateurs mais c'est beaucoup moins évident pour les résistances surtout si une bonne précision est exigée. Pour faciliter l'intégration des filtres tout en assurant une bonne précision de leurs caractéristiques, on a donc cherché à simuler des résistances en utilisant des montages à base de composants facilement intégrables.

Le montage qui suit, constitué d'une capacité reliée, alternativement par l'intermédiaire d'un commutateur commandé par une horloge, au potentiel v_1 puis au potentiel v_2 , se comporte, du fait de la variation périodique de la charge, comme une résistance.



$$Q_1 = C.v_1 \quad Q_2 = C.v_2$$

$$\Delta Q = C.\Delta v = C.(v_1 - v_2)$$

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C.(v_1 - v_2)}{T_E} = C.(v_1 - v_2).F_E$$

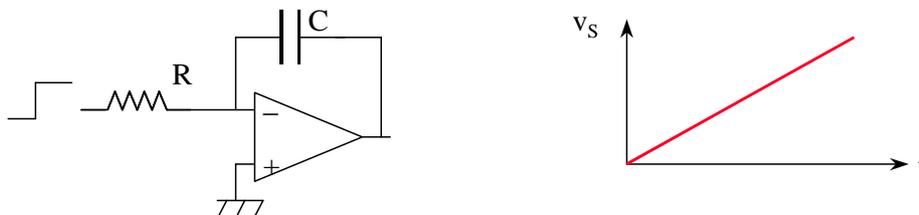
La loi d'ohm permet de définir une résistance équivalente, R , entre v_1 et v_2 :

$$R = \frac{1}{C.F_E} = \frac{T_E}{C}$$

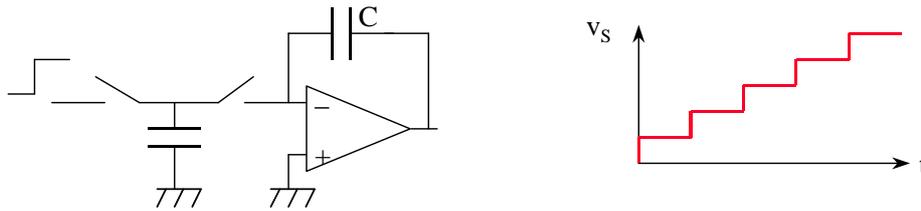
Ces filtres nécessitent l'utilisation d'un signal d'horloge commandant l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

Le montage de base des filtres à capacités commutées est le montage intégrateur.

- intégrateur avec une résistance



- intégrateur à capacité commutée



Les horloges qui commandent les commutateurs entourant le condensateur sont complémentaires (non recouvrantes). Il y a donc transfert de charge de la capacité commutée vers la capacité en contre-réaction, et par conséquent incrémentation de la tension de sortie.

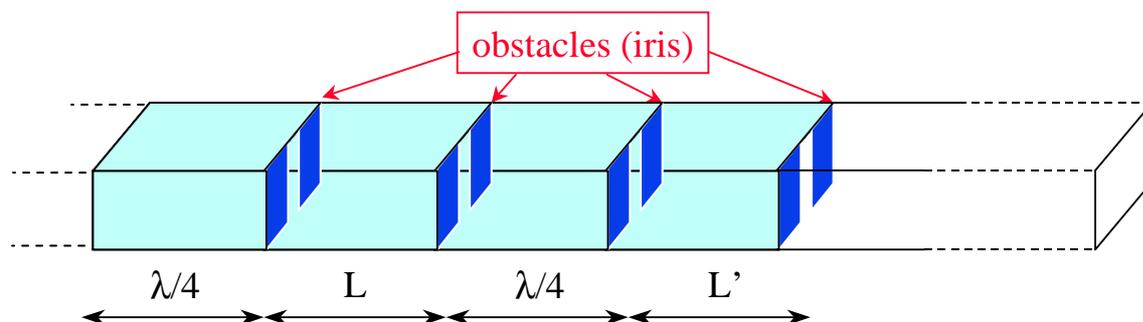
Ces commutateurs transforment le signal analogique en un signal échantillonné et pour déterminer la réponse du dispositif il est nécessaire de faire appel à la théorie des systèmes échantillonnés et à la transformée en z .

4 - Filtres aux fréquences élevées

Lorsque la fréquence augmente il devient très difficile, voire impossible d'utiliser des éléments localisés tels que selfs, capacités et résistances. En effet, aux fréquences micro-ondes, les dimensions des composants deviennent rapidement de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Par ailleurs les défauts des composants, tels que self parasite pour une capacité, deviennent particulièrement gênants puisque la valeur de leur impédance est liée à la fréquence.

Il faut donc trouver des dispositifs utilisables à ces fréquences dont le comportement peut, sous certaines conditions, être comparé à celui de circuits passifs. Pour cela, on fait appel à la théorie de la propagation des ondes ainsi qu'à sa version simplifiée, la théorie des lignes.

Voici un exemple d'un filtre passe-bande en hyperfréquence, réalisé à partir d'un tronçon de guide dans lequel on vient insérer à des intervalles bien précis des obstacles, appelés iris, ayant des comportements inductif ou capacitif.



Annexe - Quelques rappels sur la théorie des circuits

1 - Outils mathématiques

1.1 - Notation complexe

Soit une fonction $\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}.\cos(\omega t + \varphi)$.

On peut lui associer $\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}.\sin(\omega t + \varphi)$

et donc la fonction complexe $\mathbf{z}(t) = \mathbf{a}.[\cos(\omega t + \varphi) + \mathbf{j}.\sin(\omega t + \varphi)]$

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{a}.e^{j(\omega t + \varphi)} = \mathbf{A}.e^{j\omega t}$$

Intérêt : la fonction exponentielle est fonction propre des opérateurs

$$\frac{d}{dt} A.e^{j\omega t} = j\omega.A.e^{j\omega t}$$

$$\int A.e^{j\omega t} = \frac{1}{j\omega} A.e^{j\omega t}$$

d'où des calculs plus simples, à l'issue desquels il suffit de ne conserver que la partie réelle.

1.2 - Transformée de Fourier

Cette fonction est très utile en électronique, notamment pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega)e^{j\omega t} d\omega$$

exemple : $f(t) = a.\cos\omega_0 t$ $F(\omega) = \pi.a.\delta(\omega - \omega_0)$

Inconvénient : Cette transformation ne convient que loin de l'origine des temps, pour des signaux périodiques supposés établis.

1.3 - Transformée de Laplace

Elle permet de traiter les signaux causaux (nuls pour $t < 0$) :

$$F(p) = \int_0^{+\infty} f(t)e^{-pt} dt$$

Dans le cas général, $p = \alpha + j\omega$. En électronique on posera très souvent $p = j\omega$ et alors on constate une grande similitude avec la transformée de Fourier.

Propriétés :

- linéarité : $a.f_1(t) + b.f_2(t) \Rightarrow a.F_1(p) + b.F_2(p)$

- dérivation : $\frac{df(t)}{dt} \rightarrow pF(p) - f(0)$

- intégration : $\int_0^t f(t)dt \rightarrow \frac{F(p)}{p}$

- translation (retard) :

$$f(t - \tau) \rightarrow e^{-p\tau} F(p)$$

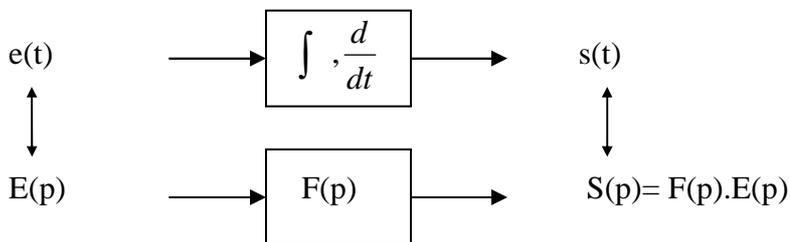
$$e^{-at} f(t) \rightarrow F(p + a)$$

Cette fonction de Laplace est également très intéressante pour les calculs avec intégrales et dérivées :

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \rightarrow V(p) = Lp.I(p) - L.i(0)$$

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \rightarrow I(p) = Cp.V(p) - C.v(0)$$

Pour les circuits linéaires, le signal de sortie est ainsi calculable aisément :



Avec $p = j\omega$, on a directement la réponse fréquentielle du circuit.

1.4 - Le décibel (dB)

Le décibel est une unité logarithmique exprimant un rapport de puissance :

Soit le rapport $\frac{P_2}{P_1}$. Sa valeur en décibels s'exprime : $10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1}$

Une puissance, P, peut s'exprimer en fonction d'une tension au carré, V^2 , ou d'un courant au carré, I^2 .

Si les impédances associées sont identiques, on peut donc écrire :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{V_2^2}{V_1^2} = \frac{I_2^2}{I_1^2} \quad \text{soit} \quad 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Par extension, on exprime également les rapports de tension et de courant en décibels, y compris lorsque les impédances associées sont différentes :

$$\left(\frac{V_2}{V_1} \right)_{dB} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad \left(\frac{I_2}{I_1} \right)_{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Le dBm comme unité de puissance

On utilise alors une puissance de référence : $P_0 = 1 \text{ mW}$

d'où une puissance P, exprimée en dBm : $P_{(dBm)} = 10 \log \frac{P_{(mW)}}{P_0}$

Exemples	P = 10 mW	P = 10 dBm
	P = 1 W	P = 30 dBm
	P = 0.1 mW	P = -10 dBm

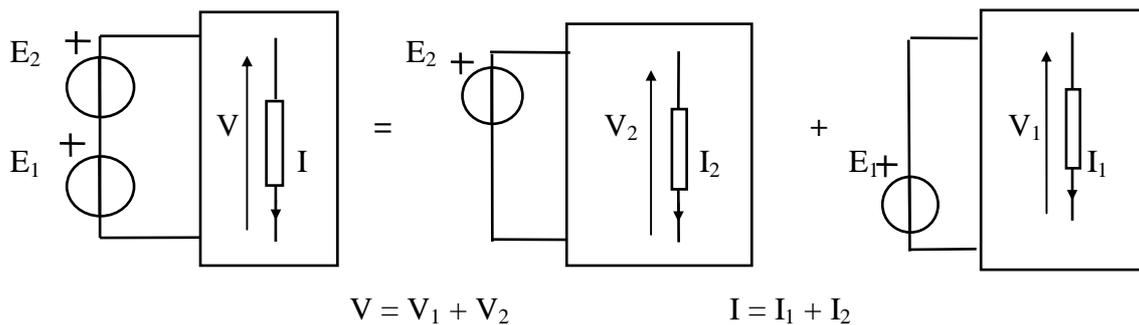
2 - Théorèmes généraux

Ils s'appliquent aux circuits linéaires

2.1 - Superposition

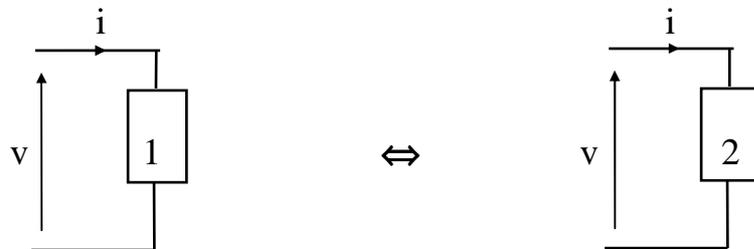
Le courant (ou la tension) créé(e) dans une branche par plusieurs sources indépendantes agissant simultanément est égal à la somme des courants (ou des tensions) produit(e)s dans cette branche par les différentes sources agissant séparément.

Exemple :



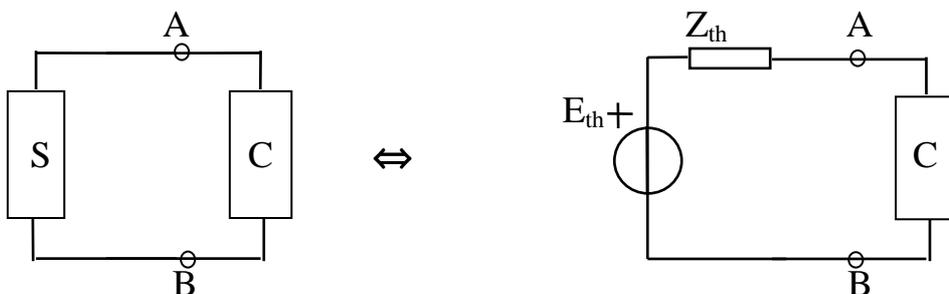
2.2 - Substitution

Une branche d'un circuit parcourue par un courant i et aux bornes de laquelle il y a une tension v peut être remplacée par une autre branche de constitution quelconque, à la condition que la nouvelle branche présente à ses bornes une tension v lorsqu'elle est parcourue par le courant i .



la branche 2 équivaut à la branche 1

2.3 - Thévenin

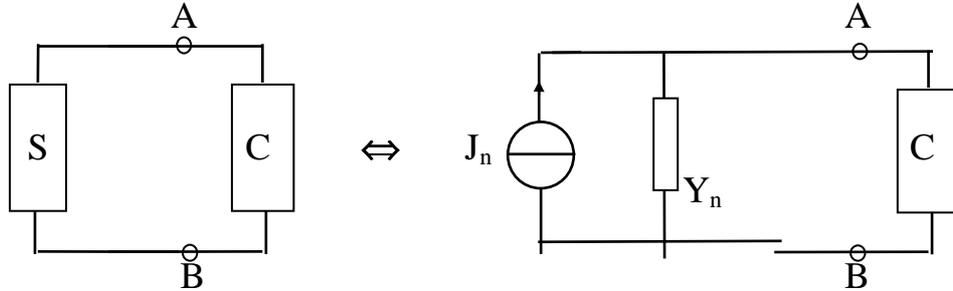


La partie S du 1^{er} circuit ci-dessus peut être modélisée par un générateur équivalent (2^{ème} circuit) tel que :

E_{th} = tension entre A et B lorsque C est déconnecté

Z_{th} = impédance vue de C entre A et B, les sources autonomes étant éteintes

2.4 - Norton

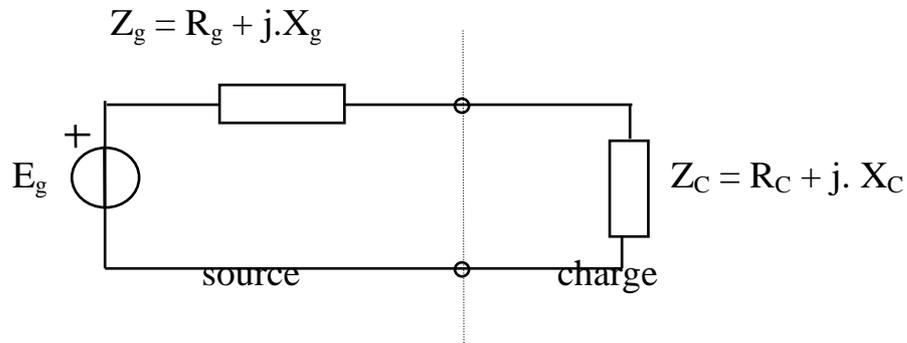


La partie S du 1^{er} circuit ci-dessus peut être modélisée par un générateur équivalent (2^{ème} circuit) tel que :

J_n = courant entre A et B lorsque C est court-circuité

$Y_n = Y$ vue de C entre A et B, les sources autonomes étant éteintes

3 - Dipôles - Transfert de puissance



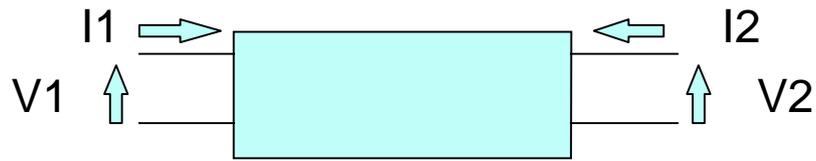
Condition pour avoir la puissance maximale dans la charge :

$$R_g = R_C$$

$$X_g = -X_C$$

soit : Z_C conjuguée de Z_g .

4 - Quadripôles



4.1 - Paramètres et matrices

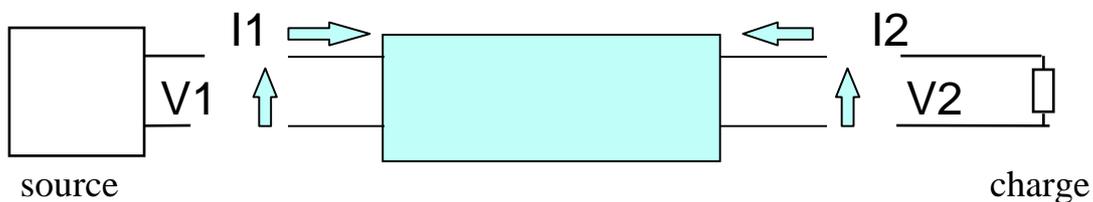
- impédance
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

- admittance
$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

- hybride
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

- chaîne
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

4.2 - Impédances aux accès - Fonctions de transfert



Impédance d'entrée
$$Z_E = \frac{V_1}{I_1} \quad \text{en charge}$$

Impédance de sortie
$$Z_S = \frac{V_2}{I_2} \quad \text{charge déconnectée - source éteinte}$$

Gains en tension et en courant
$$A_V = \frac{V_2}{V_1} \quad A_I = \frac{I_2}{I_1}$$

le gain en tension peut être calculé en charge ou à vide

Gain en puissance
$$A_P = \frac{P_2}{P_1}$$

5 - Représentation des fonctions de réseaux - Diagramme de Bode

Représentation aux fréquences réelles : $p = j\omega$ et $\omega = 2\pi.f$

Les racines du dénominateur sont appelées les pôles et les racines du numérateur les zéros.

La représentation de Bode comporte deux courbes :

- module (en dB) fonction de la fréquence
- phase fonction de la fréquence.

L'échelle de fréquence est logarithmique.

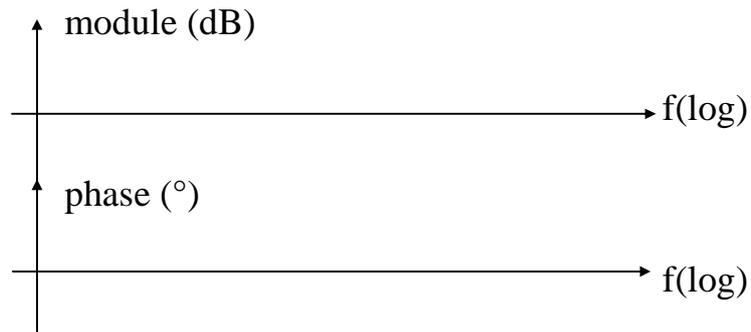


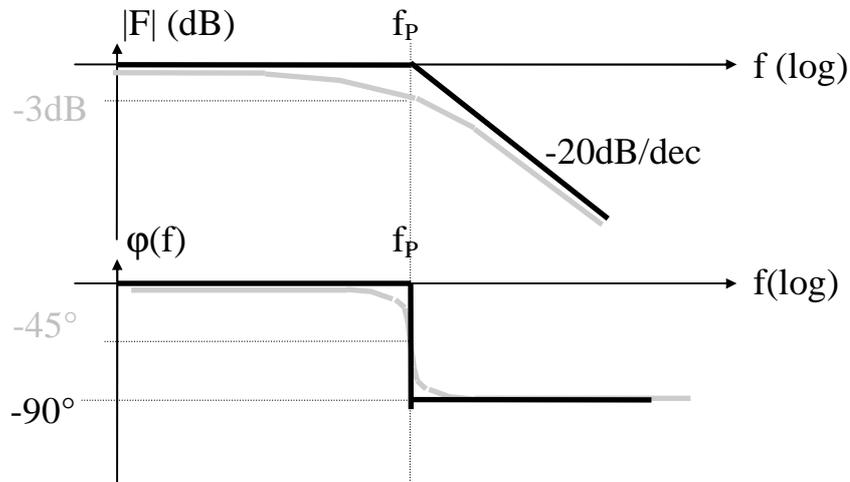
Diagramme asymptotique

C'est le diagramme, constitué de segments de droite, dans lequel s'inscrit la représentation réelle. Il est obtenu à partir des pôles et des zéros.

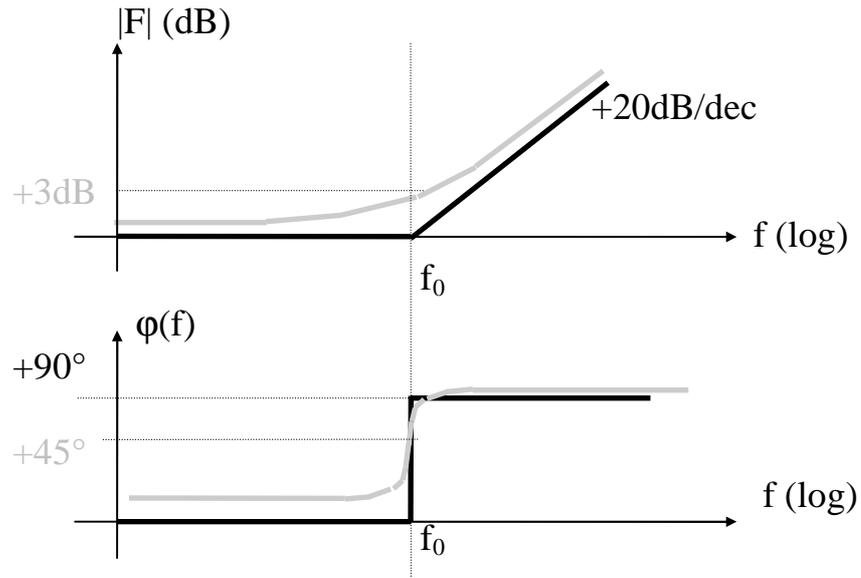
1 pôle : rupture de pente de -20dB/décade
saut de phase de -90°

1 zéro : rupture de pente de $+20\text{dB/décade}$
saut de phase de $+90^\circ$

Cas d'un pôle $f = f_p$



Cas d'un zéro $f = f_0$



Le diagramme de Bode réel s'inscrit dans ce diagramme asymptotique et passe par $+3\text{dB}$ et par $+45^\circ$ pour f_0 , respectivement f_p .

Ces valeurs ($+3\text{dB}$, $+45^\circ$) ne sont vraies que pour un pôle ou un zéro simples et uniques. Lorsqu'il y a plusieurs pôles ou zéros la courbe réelle s'inscrit toujours dans le diagramme asymptotique, mais ces valeurs