

Dominique Nicolas

Recueil d'analyses de circuits électroniques étonnants

Une poésie des électrons



PLUS DE
400
FIGURES

ellipses

1 Synthèse des connaissances et outils prérequis

Cette partie pose les termes, conventions et théorèmes qui sont utilisés tout au long de cet ouvrage. L'objectif de ce dernier n'étant pas de discuter de ces sujets d'analyse mais de montrer des exemples de leur emploi dans des circuits électroniques, le lecteur en sentant le besoin se référera préférentiellement à des ouvrages reconnus pour aborder et approfondir ces notions élémentaires.

1.1 Théorèmes de l'électricité

Au cours des époques ayant vu l'utilisation et la compréhension des phénomènes électriques puis électroniques s'affirmer, les découvreurs ont progressivement élaboré des outils analytiques d'étude des circuits se révélant de nos jours tous autant indispensables les uns que les autres. Ces théorèmes se nomment loi d'Ohm, lois de Kirchhoff (loi des nœuds et loi des mailles), théorème de superposition, théorème de Millman, théorème de Thévenin, théorème de Norton, théorème de Kennelly, théorème de Miller. Un ouvrage de référence expliquant le principe et l'utilisation des théorèmes de l'électricité est [1]. Des explications alternatives de certains de ces outils sont dispensées dans [2].

1.2 Termes

1.2.1 Masse, potentiel et tension

Les circuits présentés possèdent tous une masse. Il s'agit d'un point électrique de référence choisi arbitrairement auquel on compare des potentiels électriques. Dans cet ouvrage, la notion de potentiel électrique désigne une grandeur définissant l'état électrique d'un point du circuit étudié. Ce potentiel électrique est déterminé grâce à sa valeur par rapport à la masse. Enfin, la notion de tension désigne la différence entre deux potentiels électriques. Par exemple, dans un circuit alimenté non-symétriquement en $+7\text{ V}$ et -5 V (et pourquoi pas!), le potentiel de l'alimentation positive est $+7\text{ V}$ (sous-entendu par rapport à la masse), tandis que la tension d'alimentation est $+12\text{ V}$.

1.2.2 Mode différentiel et mode commun

La tension différentielle est la différence entre deux signaux. La tension de mode commun est la moyenne arithmétique des deux signaux. Imaginons une balançoire à bascule dans un parc. Le signal différentiel correspond à la différence des altitudes des extrémités de la balançoire en fonction du temps. Le signal commun correspond à

l'altitude de l'axe transversal, cette altitude pouvant être fixe ou variable en fonction du temps (selon la sophistication de la balançoire).

Autrement dit, pour un système électrique, cela revient à remplacer les deux signaux par un signal commun égal à la moyenne auquel on ajoute des variations qui vont ainsi faire évoluer le signal résultant autour de ce signal commun.

1.2.3 Point statique

Point statique, point d'opération, tension ou courant de repos, DC (*Direct Current*), régime de polarisation... Tous ces termes désignent la même notion, le comportement du circuit lorsqu'aucun signal dynamique n'est considéré. Généralement, les composants réactifs, c'est-à-dire possédant une capacité ou une inductance, sont ignorés (hors caractéristiques parasites jouant un rôle en régime statique). Le terme anglais pour désigner la polarisation et régulièrement utilisé dans la littérature internationale est *bias*.

1.2.4 Régime dynamique

Les termes régime dynamique, régime « petits signaux aux fréquences moyennes », régime sinusoïdal, régime harmonique ou encore analyse AC (*Alternate Current*) représentent le comportement d'un système soumis à de petites variations des signaux autour du point de polarisation imposé au circuit. Les variations d'amplitude sont alors considérées suffisamment faibles pour pouvoir linéariser le fonctionnement du composant autour du point de repos, même s'il s'agit d'un composant au comportement non-linéaire. Le principe de ce type d'analyse s'oppose à celui des analyses dites « grands signaux », où les amplitudes des signaux sont telles qu'ils sollicitent les comportements non-linéaires des composants.

Les données de sortie de l'analyse de ce régime de fonctionnement sont l'amplitude d'un signal (par exemple tension ou courant) en fonction de la fréquence et la phase (par rapport à une phase de référence) de ce signal en fonction de la fréquence. On peut ainsi calculer les impédances dynamiques d'entrée et de sortie des montages à base de composants linéaires (résistances, condensateurs, inducteurs) et non-linéaires (diodes, transistors bipolaires et à effet de champ, etc.).

La compréhension de la réduction du schéma équivalent d'un composant actif en régime de petits signaux, c'est-à-dire la linéarisation autour du point de fonctionnement statique, est un prérequis à la lecture de cet ouvrage. L'auteur suppose que cet outil élémentaire, généralement enseigné au début du parcours universitaire et bénéficiant de nombreux supports de cours aisément accessibles (livres, ressources sur Internet, etc.), est maîtrisé par le lecteur. Si besoin, ce dernier pourra consulter par exemple [3], qui discute des circuits de Thévenin et de Norton équivalents en petits signaux pour les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ.

1.2.5 Analyse transitoire

L'analyse en régime transitoire ou analyse temporelle désigne l'étude de l'évolution, en fonction du temps, des variables observables ou calculables associées au circuit simulé.

Ces termes ne doivent pas être confondus avec le régime transitoire qui désigne, pour un système qui a tendance à évoluer vers un état stable, la zone temporelle dans laquelle les variables associées au circuit sont temporairement en cours d'« ajustement » selon les caractéristiques physiques du circuit.

1.2.6 Simulation

Une simulation est l'imitation d'un comportement d'un système physique réalisée à l'aide d'outils technologiques. Une simulation nécessite l'élaboration et la mise en œuvre de modèles. Les modèles décrivent les caractéristiques principales du système physique dont on souhaite étudier les comportements : par exemple fonctions de transfert, dépendance à des paramètres, réponses temporelles ou fréquentielles, ou encore éléments parasites. La simulation est généralement mise en œuvre lorsque le comportement du système est trop complexe pour être décrit de manière intuitive, qu'il ne peut être appréhendé de manière simple ou bien encore lorsqu'une preuve de concept est requise lors de travaux de conception préliminaires. Les outils technologiques sollicités pour effectuer ces simulations sont généralement des ordinateurs à base de processeurs, mais il existe d'autres moyens de simuler des systèmes physiques. Ainsi, dans le domaine temporel, les ordinateurs analogiques exploitent le caractère continu des phénomènes pour trouver la solution à des problèmes posés avec cette technologie (tandis que les processeurs discrétisent le temps et les grandeurs générées durant la simulation).

1.2.7 Réactions négative et positive

Un circuit est à réaction négative lorsqu'une fraction du signal de sortie est réinjectée en entrée de façon à freiner ou annuler le changement de ce signal de sortie. Cette fraction de signal réinjectée se nomme le « taux de réaction ». Ce signal peut être un courant ou une tension. L'exemple académique par excellence pour expliquer la réaction négative est l'amplificateur opérationnel (AOP). L'AOP est, au minimum, doté d'une entrée inverseuse, d'une entrée non-inverseuse et d'une sortie. Lorsque, sous l'effet d'une dérive quelconque ou d'un événement parasite, la tension de sortie augmente (respectivement diminue), si le concepteur fait en sorte qu'une fraction de cette tension vienne contribuer à la tension de l'entrée inverseuse, alors l'AOP va amplifier une différence qui est désormais plus faible (grande), ce qui diminue (augmente) la tension de sortie. La conséquence étant à l'opposé de la cause (par exemple, la conséquence est la diminution et la cause est l'augmentation), le montage est stabilisé par cette stratégie. Les autres termes employés sont contre-réaction, rétroaction, et *feedback* en anglais.

Au contraire, un circuit est à réaction positive lorsqu'une fraction du signal de sortie est réinjectée en entrée de façon à accentuer le changement de ce signal de sortie. Pour reprendre l'exemple de l'amplificateur opérationnel, lorsque la tension de sortie augmente, si le concepteur fait en sorte qu'une fraction de cette tension vienne contribuer à la tension de l'entrée non-inverseuse, alors l'AOP va amplifier une différence qui est désormais plus grande, ce qui augmente la tension de sortie, ce qui augmente la différence, etc. Cet emballement mène à la saturation d'une grandeur électrique, en l'occurrence pour l'AOP à la saturation de la tension de sortie.

1.2.8 Taux de réaction

Le taux de réaction T_R est le rapport entre la grandeur servant à la contre-réaction et la grandeur à partir de laquelle cette première grandeur est dérivée. Il s'exprime par :

$$T_R = \frac{\text{grandeur de réaction}}{\text{grandeur de sortie}} \quad (1.1)$$

1.2.9 Électronique en composants discrets et électronique intégrée

L'électronique discrète emploie des composants discrets, c'est-à-dire distincts physiquement. C'est l'électronique la plus aisée à appréhender car son fonctionnement peut être compris (avec de la patience avouons-le !) en observant des circuits imprimés existants. Dans le monde de l'électronique, rares sont les personnes formées à la conception à ne pas avoir commencé leur apprentissage par la création en électronique discrète. L'un des inconvénients du recours à l'électronique discrète par rapport à l'électronique intégrée est la difficulté de réaliser des appariements (ou « appairages ») de composants. Des méthodes de tri d'un grand nombre de composants destinées à sélectionner des paires de composants aux caractéristiques suffisamment proches sont parfois utilisées pour pallier en partie à ce handicap.

L'électronique intégrée, nommée également microélectronique, permet la conception de circuits dotés d'un grand nombre de composants (et donc potentiellement très sophistiqués) au sein d'une même puce. La taille des composants dépend de la technologie utilisée. Bien entendu, moins les composants à intégrer occupent de surface, plus on peut en intégrer dans la puce, et plus celle-ci peut montrer de bonnes performances ou ouvrir les portes de nouvelles applications. La réduction de la taille des composants est un enjeu majeur source de compétition entre fabricants de puces (nommés fondeurs). De nos jours, les technologies commercialisées vont de dizaines de nanomètres à des centaines de nanomètres. Les puces sont fabriquées en grande série avec une grande reproductibilité des caractéristiques au sein d'un même lot. Au stade du prototypage, les concepteurs d'électronique intégrée passent de longs moments à simuler les comportements du futur circuit sur la base de modèles développés par l'industriel ou le laboratoire de recherche car une seule erreur de conception signifie que le circuit ne sera pas fonctionnel. Des modifications ultérieures (notamment avec un laser) sont possibles, mais à la marge. Ceci est l'une des différences d'emploi majeures par rapport à l'électronique discrète, où des composants mal choisis peuvent être remplacés au stade du prototypage. Les limitations de l'électronique intégrée sont la puissance que peut dissiper la puce et les niveaux de tensions et courants qu'elle peut supporter. Pour de telles applications, les composants discrets sont requis. Noter qu'une puce livrée avec son boîtier est considérée comme un composant discret. Des ouvrages de référence (en langue anglaise) très prisés en conception microélectronique sont [4] pour les fonctions analogiques en technologie CMOS et [5] pour les applications en radiofréquences (RF).

1.3 Modélisation des composants semiconducteurs

Des ouvrages abordant de façon efficace et pédagogique la modélisation des semiconducteurs pour leur emploi en électronique sont [2] et [6].

1.3.1 Appairage ou appariement

Dans le domaine des circuits intégrés, des composants semiconducteurs sont dits « appairés » ou « appariés » s'ils partagent les mêmes caractéristiques technologiques de conception et sont conçus sur la même puce. Ces caractéristiques communes leur confèrent des comportements physiques identiques et leur permettent d'évoluer à isotempérature. Sauf cas particuliers impliquant une sélection minutieuse, les concepteurs considèrent généralement que les propriétés liées à l'appairage ne sont pas valides pour des composants discrets, même s'ils proviennent d'un même constructeur (fondeur) ou du même lot de composants.

Des exemples de fiches techniques décrivant des circuits intégrés contenant des transistors appariés sont [7] et [8] pour les transistors bipolaires, [9] et [10] pour les transistors à effet de champ MOS, et enfin [11] et [12] pour les transistors à effet de champ JFET.

1.3.2 Diodes

Le courant circulant dans une diode est donné par la loi de Shockley. Cette formule doit son nom à l'un des co-inventeurs du transistor bipolaire, William Shockley.

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{u_T}} - 1 \right) \quad (1.2)$$

où I_S est le courant inverse de saturation et u_T est le potentiel thermodynamique. Le potentiel thermodynamique est calculé de la sorte : $u_T = kT/q$, où k est la constante de Boltzmann, T est la température de la jonction PN, et q est la charge électrique d'un électron (constante) en valeur absolue. u_T vaut environ 25,8563 mV à 26,85 °C (300 K). L'approximation suivante est valable dès que V_D vaut plusieurs fois u_T :

$$I_D \simeq I_S e^{\frac{V_D}{u_T}} \quad (1.3)$$

Par la suite, on utilisera le signe « égal » pour les formules dérivées de cette relation. En particulier, la tension aux bornes de la diode s'écrit :

$$V_D = u_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right) \quad (1.4)$$

1.3.3 Transistors bipolaires (BJT)

1.3.3.1 Régime de polarisation

La figure 1.1 illustre la convention utilisée tout au long de cet ouvrage pour définir les courants et tensions mis en jeu sur les transistors bipolaires de types NPN et PNP.

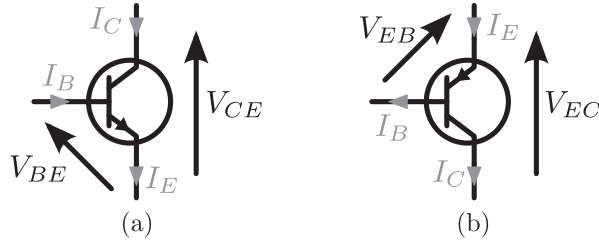


FIGURE 1.1 – Convention des courants et tensions mis en jeu sur les transistors bipolaires de types (a) NPN et (b) PNP

Dans tout transistor bipolaire, en statique, on a :

$$I_E = I_B + I_C = (1 + \beta)I_B \quad (1.5)$$

où β est le gain en courant.

Le courant de collecteur du transistor bipolaire s'exprime avec la même loi que celle régissant le courant circulant dans une diode. Dans le cas d'un transistor NPN, on a :

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{u_T}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

$$I_C \simeq I_S e^{\frac{V_{BE}}{u_T}} \quad (1.7)$$

Par la suite, on utilisera le signe « égal » pour les formules dérivées de cette relation. En particulier, la tension base-émetteur (pour un NPN) s'écrit :

$$V_{BE} = u_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (1.8)$$

Dans le cas d'un transistor PNP :

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{EB}}{u_T}} - 1 \right) \simeq I_S e^{\frac{V_{EB}}{u_T}} \quad (1.9)$$

et

$$V_{EB} = u_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (1.10)$$

Le transistor bipolaire peut travailler dans plusieurs modes de fonctionnement. Les deux modes de fonctionnement abordés dans cet ouvrage sont le fonctionnement en zone de saturation et le fonctionnement en zone linéaire (dite aussi zone active). La figure 1.2 montre, en traits pleins, la fonction de transfert statique $I_C = f(V_{CE})$ pour un transistor bipolaire de polarité NPN. Chaque courbe est générée par une valeur différente du courant de base I_B (I_B croissant en regardant du bas vers le haut). Les deux zones de fonctionnement mentionnées sont indiquées sur ce graphique et sont délimitées par la courbe en tirets de type exponentielle. La zone de saturation correspond à la région où la diode base-collecteur (diode PN) est faiblement polarisée et ne collecte qu'une faible partie des électrons injectés dans la base, ce qui occasionne

un faible gain en courant [2]. On dit que la diode base-collecteur est saturée, d'où le nom de cette zone. La zone de fonctionnement linéaire correspond à la région dans laquelle le courant n'augmente pas lorsque la tension collecteur-émetteur augmente. Dans cette région, la diode base-émetteur est polarisée en direct tandis que la diode base-collecteur est polarisée en inverse.

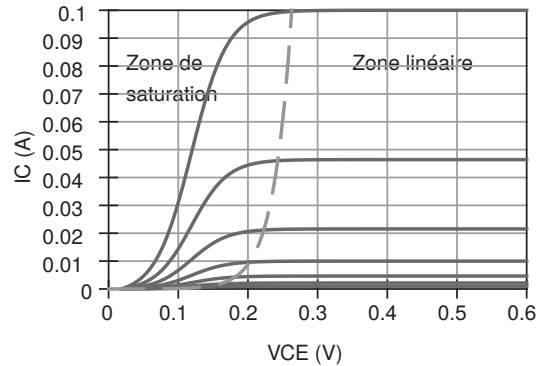


FIGURE 1.2 – Fonction de transfert $I_C = f(V_{CE})$ pour plusieurs valeurs de I_B (effet Early ignoré)

1.3.3.2 Effet Early

Un phénomène parasite facilement modélisable vient s'ajouter à ce comportement des transistors bipolaires : l'effet Early, du nom de son découvreur James M. Early (1922-2004). L'effet Early est caractérisé par une tension dite « tension d'Early » et notée V_A . En termes de fonction de transfert $I_C = f(V_{CE})$ statique (pour un NPN), cet effet se traduit par l'apparition d'une pente dans la zone où le transistor est linéaire. Autrement dit, cela réduit la résistance dynamique de sortie du composant. Pour un transistor NPN par exemple, le courant de collecteur s'écrit :

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{u_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{|V_A|} \right) \quad (1.11)$$

Pour un NPN, $V_A < 0$ V sur l'axe de V_{CE} . Pour un PNP, $V_A < 0$ V également sur l'axe de V_{EC} .

1.3.3.3 Effet de la température sur le courant inverse de saturation

Voyons maintenant l'effet de la température T sur le courant inverse de saturation I_S d'un transistor bipolaire. L'impact est donné par (1.12) [13] :

$$I_S(T) = I_S(T_{nom}) \left(\frac{T}{T_{nom}} \right)^{X_{TI}} e^{\frac{E_G(300\text{ K})}{u_T(T)} \left(\frac{T}{T_{nom}} - 1 \right)} \quad (1.12)$$

avec

$$E_G(T) = E_{G0} - \frac{AT^2}{B+T} \quad (1.13)$$

où A et B sont des valeurs déterminées empiriquement pour le silicium : $A = 7,02 \times 10^{-4}$ et $B = 1108$. La bande de valence à température nulle est par défaut 1,11 eV pour le silicium. Pour d'autres matériaux, 0,69 eV (diode Schottky), 0,67 eV (germanium) et 1,43 eV (arséniure de gallium) doivent être appliqués sur la formule [13].

X_{TI} est l'exposant thermique pour les gains en courant direct et inverse.

T_{nom} est la température à laquelle les paramètres du transistor ont été mesurés. Dans le logiciel Qucs, T_{nom} est paramétrable mais est par défaut fixée à 26,85 °C.

1.3.4 Transistors à effet de champ à jonction (JFET)

Il existe deux grandes familles de transistors à effet de champ : les JFET et les MOSFET. La figure 1.3 illustre la convention utilisée tout au long de cet ouvrage pour définir les courants et tensions mis en jeu sur les transistors JFET de types JFET-N et JFET-P.

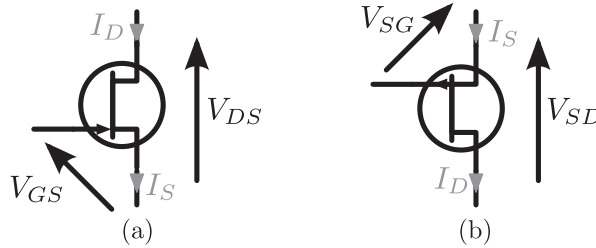


FIGURE 1.3 – Convention des courants et tensions mis en jeu sur les transistors JFET de types (a) JFET-N et (b) JFET-P

Le courant de drain présent dans un transistor JFET-N s'exprime par :

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_{GS,n,off}} \left(V_{GS} - V_{GS,n,off} - \frac{V_{DS}}{2} \right) \quad (1.14)$$

où $V_{GS,n,off} < 0$ V pour un JFET-N. Dans la zone où le transistor est saturé :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,n,off}} \right)^2 \quad (1.15)$$

Le courant de drain présent dans un transistor JFET-P s'exprime par :

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_{SG,p,off}} \left(V_{SG} - V_{SG,p,off} - \frac{V_{SD}}{2} \right) \quad (1.16)$$

où $V_{SG,p,off} < 0$ V pour un JFET-P. Dans la zone où le transistor est saturé :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{SG}}{V_{SG,p,off}} \right)^2 \quad (1.17)$$