POLYPUBLIE

Etude et réalisation d'un oscillateur intégré rapide

Abdelaziz Benachour

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	1994
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/6700/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Benachour, A. (1994). Etude et réalisation d'un oscillateur intégré rapide [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/6700/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	Yvon Savaria
Programme Program	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR INTÉGRÉ RAPIDE

par

Abdelaziz BENACHOUR

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU GRADE DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

Juillet 1994

©droits réservés de Abdelaziz BENACHOUR 1994

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-33111-3

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE

Ce mémoire intitulé:

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR INTÉGRÉ RAPIDE

présenté par: Abdelaziz BENACHOUR

en vue de l'obtention du grade de: MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Mme. KAMINSKA Bozena Ph.D., président

M. SAVARIA Yvon Ph.D., directeur de recherche

M. SAWAN Mohamad Ph.D., membre

À ma mère, à ma mère, à ma mère

À mon père

À mes frères et sœurs

SOMMAIRE

La pertinence des travaux visant à chercher de nouvelles idées pour réaliser des oscillateurs plus performants trouve toute sa justification dans l'importance primordiale de ce circuit de base, qui est essentiel pour une gamme très variée d'applications. De plus, l'émergence de nouveaux besoins, alimentés par les développements récents dans les sytèmes de communications en général et des réseaux en particulier, a accentué encore davantage le besoin pour de nouvelles structures d'oscillateurs, capables de satisfaire toutes les exigences à moindre coût.

Le présent travail constitue une tentative, parmi d'autres, pour solutionner quelques uns des plus importants problèmes soulevés par les oscillateurs intégrés travaillant à haute fréquence. Notre souci de réduire les coûts, ou tout au moins de les maintenir à des niveaux acceptables, nous a conduit à chercher des solutions utilisant des technologies matures, à haut rendement et à grand volume de production, dont l'exemple idéal est la CMOS. La quête de nouvelles architectures d'oscillateurs implique, selon les critères les plus en vogue actuellement, la poursuite de deux objectifs principaux. Le premier objectif est d'atteindre *une grande vitesse d'opération*, synonyme d'oscillateurs haute fréquence, qui traduit, entre autres, le besoin de rapidité de traitement. Le second objectif est d'arriver à *une stabilité* aussi grande que possible du signal oscillant, rendue essentielle justement du fait de

la grande vitesse.

Les résultats qui ont couronné nos efforts sont jugés très intéressants. Ils consistent en 2 nouvelles techniques. La première permet de rendre une structure déjà très rapide, en l'occurence l'oscillateur en anneau, encore plus rapide, en mettant à contribution des propriétés tout à fait propre à cette structure. Le résultat est une technique générale permettant d'obtenir une fréquence multipliée par un facteur égal au nombre d'étages dans l'anneau. La seconde technique, qui est complémentaire à la première, traite un aspect extrêmement important lié au problème de la stabilité de la fréquence du signal oscillant. Elle permet de réduire la sensibilité des oscillateurs en anneau aux fluctuations de la tension d'alimentation des circuits intégrés complexes. Les deux techniques sont parfaitement compatibles, en ce sens qu'elles peuvent être utilisées de concert pour réaliser un oscillateur plus rapide et plus stable au vu des variations de la tension d'alimentation. Enfin, des réalisations pratiques ont été proposées et validées par des simulations intensives, réalisées grâce au simulateur de circuits HSPICE.

ABSTRACT

Integrated oscillators are important circuits for many high performance electronic systems. Communication systems, particularly with the advent of new high speed standards, are in heavy need for new oscillator architectures, that can successfully accommodate the stringent demands, in terms of cost and performance, brought about by their new developments.

The present work dealt with some of the important issues concerning the problems encountered in realizing fast integrated oscillators. The primary technology targeted was, at the outset, CMOS. The reasons that motivated our choice are economic. Indeed, the high yield and production volume, which characterize this technology, make it the most cost effective mean to implement circuits. Among the myriad of different aspects pertaining to oscillators, we tried to answer the following two important questions: 1– How to obtain very fast architectures?, and 2– How to make the structures less sensitive to the power supply noise?.

The results obtained through our investigation efforts are deemed very satisfactory. We were successful in addressing both of the questions we set out to answer, and in the process we have come up with two new techniques. The first one is our response to the first question. It consists of a new technique, which uses the

topological properties of a ring oscillator, to generate a signal whose frequency is exactly n times the frequency of the ring's original signal, n being the number of inverters in the ring. The second technique addresses the remaining question, and is in the form of a new method to reduce the sensitivity of the oscillator circuit to the high digital noise, that contaminates the normally stable power supply voltages of integrated circuits.

It is interesting to notice that the two techniques are compatibles, in that they can be applied simultaneously to the same circuit, to yield a doubly improved configuration, which will be faster and more stable. The proposed techniques have been extensively simulated using the circuit-level simulator HSPICE.

REMERCIEMENTS

En premier lieu, j'aimerais exprimer ma gratitude au HCR/CDTA, et à travers lui, au peuple Algérien, dont le soutien financier original a permis la concrétisation de ce travail.

Je voudrais, également, remercier M. Yvon Savaria pour avoir accepté de diriger mes travaux, pour m'avoir accordé une grande liberté dans leur conduite, et enfin pour le financement qu'il m'a fourni pour les achever.

Mme. Bozena Kaminska et M. Mohamad Sawan ont cordialement accepté d'être membres du jury. Qu'ils trouvent dans ces phrases le témoignage de ma considération et mes remerciements.

La grande famille du laboratoire de VLSI (1992–1994) a beaucoup amorti le *choc culturel*, et a été à certaines occasions une source d'inspiration. Tous ces membres, ça serait trop long de les citer individuellement, méritent donc un remerciement spécial.

Je terminerai par citer le rôle essentiel, bien qu'invisible et donc pas trop souvent reconnu, des différents services de soutien aux études, déterminant pour toute institution universitaire. Je pense notamment aux travailleurs de la bibliothèque,

dont le service, pour la plupart d'entre-eux, est exemplaire de gentillesse et de serviabilité.

TABLE DES MATIÈRES

SOMMAIRE v

ABSTRACT vii

REMERCIEMENTS ix

TABLE DES MATIÈRES xiii

LISTE DES FIGURES xvi

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION 1

CHAPITRE 2 : THÉORIE DES OSCILLATEURS 9

2.1 Introduction 9

2.2 Modèles mathématiques 11

2.2.1 Conditions générales d'oscillation pour les oscillateurs réels . . 16

2.3 Taxonomie des oscillateurs électroniques 19

2.3.1 Les oscillateurs harmoniques 19

2.3.1.1 Le modèle de la résistance négative 20

2.3.1.2 Le modèle à déphasage 22

2.3.2 Les oscillateurs à relaxation 24

2.4 Critères de performance des oscillateurs 28

2.4.1 Vitesse 28

2.4.2 Contrôlabilité 29

2.4.3 Stabilité 30

2.5 Les oscillateurs intégrables 33

CHAPITRE 3 : NOUVELLE ARCHITECTURE RAPIDE . . . 36

3.1 Introduction 37

3.2 L'oscillateur en anneau 40

3.3 La nouvelle topologie 45

3.4 Analyse mathématique 48

3.5 Généralisation aux anneaux d'un nombre d'étages plus élevé 54

3.6 Simulations 57

3.7 Considérations pratiques 62

3.8 Conclusions 65

CHAPITRE 4 : NOUVEL ANNEAU PEU SENSIBLE AUX VARIATIONS DE VDD 66

4.1 Introduction 66

4.2 Sensibilité de l'anneau classique 71

4.3 Solution 80

4.4 Réalisation pratique 84

4.4.1 La source de courant 85

4.4.2 Le circuit d'écrêtage 87

4.5 Vérification expérimentale 89

4.6 Conclusions 95

CHAPITRE 5 : CONCLUSIONS 96

BIBLIOGRAPHIE 99

LISTE DES FIGURES

2.1 Représentation schématique du pendule simple: état de repos 12

2.2 Le pendule simple en mouvement 13

2.3 Modèle d'un circuit LC 21

2.4 Représentation schématique du modèle à résistance négative 21

2.5 Modèle à déphasage 23

2.6 Modèle de l'oscillateur à relaxation 26

2.7 Formes des courbes a)- à l'entrée et b)- à la sortie de la bascule de Schmitt 27

3.1 Oscillateur à condensateur flottant 38

3.2 L'oscillateur en anneau 42

3.3 Relations temporelles caractéristiques des nœuds internes d'un anneau à 3 inverseurs 44

3.4 Réalisation d'un événement de charge 45

3.5 Réalisation d'un événement de décharge 47

3.6 Topologie finale du nouvel oscillateur 48

3.7 Dispositif expérimental montrant l'effet des harmoniques 51

3.8 Effet des troisièmes harmoniques 52

3.9 Effet des composantes fondamentales 54

3.10 Signal de sortie obtenu avec un anneau à 3 inverseurs 58

3.11 Forme du signal avec des inverseurs inégalement chargés. 59

3.12 Signal de sortie pour le cas avec 5 (W5) et 7 (W7) inverseurs 61

3.13 Variation de l'amplitude avec le nombre d'inverseurs 63

3.14 Ajustement du niveau DC à la sortie 64

4.1 Technique de stabilisation proposée par Ware et al. 69

4.2 Topologie d'un anneau classique CMOS à 3 inverseurs 72

4.3 Modèle idéalisé d'un transistor MOS 75

4.4 Circuit équivalent de charge en région de saturation 76

4.5 Circuit équivalent de charge en région linéaire 78

4.6 Forme conceptuelle de la solution proposée 82

4.7 Caractéristique idéale de l'élément écrêteur 83

4.8 Un circuit écrêteur simple 87

4.9 Le circuit final 89

4.10 Réponse des 2 anneaux aux variations statiques de V_{dd} 90

4.11 Formes d'ondes obtenues avec un anneau classique 91

4.12 Formes d'ondes obtenues avec le nouveau circuit 92

4.13 Caractéristique de contrôle de la fréquence 93

4.14 Caractéristique de sensibilité à la température 94

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

L'électronique est l'une des plus grandes réalisations intellectuelles que l'Homme ait eu à entreprendre. Elle est la manifestation pratique et concrête d'une formidable somme de connaissances, qui se sont accumulées par les contributions de plusieurs générations de scientifiques, ayant exercé leurs esprits dans des domaines aussi variés que les mathématiques, la physique et la chimie. Ces mêmes scientifiques ont d'ailleurs été les premiers à tirer grand profit de cette nouvelle technologie, puisqu'elle a mis à leur disposition des moyens d'investigation très puissants et plus accessibles, leurs permettant ainsi d'approfondir encore davantage leurs propres domaines d'activité.

L'électronique est une branche de la science qui concerne l'acquisition, le traitement, le stockage et la distribution de l'information, utilisant à cette fin un support électrique pour matérialiser le concept d'*information*. Lorsqu'on sait l'importance primordiale de ce terme, puisqu'il est à la base de l'une des caractéristiques les plus propres à l'Homme, *la communication*, on devine sans grandes difficultés l'importance extrême que cette technologie revêt. Depuis son avènement et ensuite son établissement en tant que discipline à part entière des sciences dites appliquées, ayant

ses propres spécialistes, l'électronique n'a cessé de se développer et d'investir de nouveaux domaines se rattachant à l'activité humaine au point où, par les temps présents, elle est devenue omniprésente. Les systèmes électroniques sont utilisés partout, depuis l'exploration de l'immensité de l'espace inter-galactique, jusqu'aux confins de l'infiniment petit du monde subatomique des particules élémentaires de la physique moderne, en passant par les moyens de divertissement les plus banals. Son impact social, qui est plus évident au niveau des societés les plus touchées par la révolution électronique, est tout aussi important et profond. Le développement de l'électronique a mis à notre disposition différents moyens de santé et d'instruction à des prix extrêmement abordables, rendant ainsi possible une démocratisation plus large en ce qui concerne l'accès et l'usage par une plus grande partie de la population. Les moyens de communication, très largement, sinon exclusivement, réalisés grace à l'électronique, sont même à l'origine du réarrangement de la traditionnelle façon de voir la société humaine comme un ensemble de nations plus ou moins indépendantes, pour en faire une société plus globale. C'est ainsi que le terme *village global* est de plus en plus cité pour traduire cette nouvelle réalité. Le succès de l'électronique, ou ce qui revient au même, du traitement électronique de l'information, est dû essentiellement à des raisons d'ordre pratique. En effet, comme il a été cité plus haut, ce sont les électrons qui servent comme support matériel pour l'information, et le traitement de l'information revient, au niveau d'abstraction le plus bas, à contrôler le mouvement de ces électrons. Comme ces derniers sont des particules

élémentaires ayant une inertie négligeable devant les forces électrostatiques mises en jeux, le contrôle du flot de leur mouvement est très facile. En conséquence de cette propriété, les temps de réponse sont très courts, ce qui se traduit au niveau macroscopique par des vitesses de traitement qui peuvent atteindre des valeurs de l'ordre des dizaines de GHz. De telles vitesses sont impensables en utilisant d'autres moyens, mécaniques par exemple.

Les oscillations et les circuits qui les produisent, nommés oscillateurs, sont d'une importance primordiale en électronique. L'oscillateur est un circuit ayant la capacité de générer d'une manière autonome un signal périodique au sens mathématique, c'est-à-dire que son évolution temporelle est décrite par la répétition régulière d'une courbe définie sur un intervalle de temps [0,T]. T, qui est appelée période du signal, est sa caractéristique la plus fondamentale. Son importance se traduit par son omniprésence, aussi bien en électronique analogique qu'en électronique numérique, et sa fonction est essentielle pour de très nombreuses applications. L'étude de l'usage des oscillateurs dans les différentes applications nous permet d'en ressortir 2 fonctionnalités génériques. En premier lieu, nous citerons son rôle dans la *synchronisation* des événements. Cet important aspect est mieux exemplifié par l'horloge d'un microprocesseur. En effet, cette horloge sert à synchroniser et à fixer les moments de changements d'états des différents éléments à mémoire du processeur. Elle n'est rien d'autre qu'un oscillateur, dont la sortie passe à travers un circuit amplificateur

avant d'attaquer la grosse charge capacitive constituée par les milliers de portes logiques commandées. Lorsqu'on sait l'ubiquité des microprocesseurs, on reconnait sans difficulté l'importance de l'oscillateur. La seconde grande utilisation des oscillateurs concerne tout ce qui est englobé sous le terme général de *génération des signaux*. La modulation, en communication, est un exemple simple et évident, où le signal oscillatoire, généralement sinusoïdal, est utilisé en modulant, en d'autres termes en changeant d'une manière contrôlée, l'une de ses caractéristiques, telles que l'amplitude, la fréquence ou la phase, par le signal représentant l'information, dans le but de le transmettre sur de longues distances. Cette opération est nécessaire, car dans beaucoup de cas, le signal informationnel à l'état brut présente des difficultés très importantes, soit pour insuffisance de puissance, soit pour des raisons purement pratiques, comme la grande dimension des antennes de transmission et de réception qui seraient requises. La génération des signaux trouve aussi des applications dans les appareils d'analyse et de mesure en instrumentation, les appareils de laboratoire, de même que dans le marché du loisir, dont les instruments de musique constituent une partie non négligeable.

L'invention du transistor et le développement subséquent d'une technologie donnant la possibilité d'intégrer des milliers et des milliers de tels transistors, sur la surface d'une petite puce de moins de 1 cm^2 de surface, a donné une incitation supplémentaire en faveur de la généralisation de l'électronique. Elle est ainsi passée

à un autre stade encore plus prometteur de son développement. Les apports que cette technologie a engendré pour les systèmes électroniques se résument à deux choses:

- La réduction tout à fait dramatique des coûts associés à la production des systèmes électroniques. Cette réduction des coûts est le résultat d'un ensemble de plusieurs facteurs, aussi bien technologiques qu'économiques. En effet, la possibilité d'intégrer des systèmes très complexes, dont le nombre total de transistors se chiffre en millions, tels que les microprocesseurs modernes, sur une petite surface de silicium qui n'exige qu'une faible quantité de matière, combinée au fait que plusieurs dizaines de tels systèmes sont fabriqués simultanément, a beaucoup aidé à cette situation. De même, la petitesse des systèmes électroniques intégrés a un impact considérable sur la quantité d'énergie requise pour les faire fonctionner, ce qui est aussi un facteur aidant à la réduction des prix, puisque la consommation d'énergie contribue directement au budget de fonctionnement des systèmes électroniques.

- Une fiabilité nettement améliorée, dans la mesure où les circuits sont fabriqués et assemblés en même temps, suivant un procédé uniforme et rigoureusement contrôlé. Les risques associés à des mauvais placement, surtout pendant la phase d'assemblage des composants dans les systèmes discrets, qui constituent la principale cause de la dégradation de leur fiabilité, sont à toutes fins pratiques

abscents dans le cadre des circuits intégrés. Une fois l'étape du test initial passée avec succès, les systèmes intégrés sont extrêmement fiables, si les limites de tolérance ne sont pas dépassées.

Tous ces avantages ont incité les ingénieurs à essayer à tout prix d'intégrer au maximum les différentes parties des systèmes qu'ils concoivent. Parce que l'oscillateur est un composant important, et parfois même essentiel, pour de très nombreuses applications en électronique, comme on l'a démontré plus haut, l'intégration de ces circuits s'avère être tout au moins très souhaitable

Ce qui vient d'être cité nous donne une idée sur l'importance primordiale des oscillateurs, et cela justifie l'abondance des travaux qui leurs sont consacrés. Ils serait donc très utile de trouver des solutions à la fois plus économiques et plus simples dans la quête de nouvelles structures. En effet, améliorer les performances et réduire les coûts d'une structure aussi largement utilisée peut avoir des conséquences extrêmement bénéfiques sur toute la technologie. Le présent travail s'insère dans le cadre de cette vision. Nous aurons tout au long du développement qui suivra la possibilité de présenter les résultats de nos travaux qui, comme le titre de ce mémoire l'indique, aborderont avec un intérêt particulier l'aspect vitesse. Le problème de la stabilité, qui bien que non explicitement citée dans le titre, est néanmoins d'une importance première et il sera également abordé. les points culminants de ce mémoire sont contenus dans deux techniques originales, permettant l'amélioration de deux

aspects de performances cités plus haut. La première concerne une nouvelle méthode capable de générer des oscillations très rapides. La vitesse obtenue dépasse même celle de l'une des techniques les plus rapides actuellement disponibles, pour obtenir des oscillations haute fréquence. En fait, la vitesse est telle qu'on se retrouve à la limite même de ce qu'une technologie donnée est capable de supporter, nous donnant ainsi la possibilité de *troquer* cet excès de vitesse et de l'investir dans la stabilité. La deuxième contribution originale est une manière très efficace de rendre le même oscillateur moins sensible au bruit des lignes d'alimentations du circuit. Le problème du bruit dans les lignes d'alimentation des circuits intégrés est la source de beaucoup de nuisances perturbant le fonctionnement normal des circuits.

Au chapitre 2, on fera une brève synthèse où les concepts fondamentaux traités dans ce mémoire seront définis et présentés. C'est ainsi que les oscillateurs avec leurs caractéristiques seront introduits, les modèles mathématiques spécifiés et les modalités de fonctionnement clairement établies. Ce chapitre jettera les fondements qui permetteront de comprendre plus facilement les développements plus spécifiques qui seront traîtés aux chapitres subséquents. Le chapitre 3 sera consacré essentiellement au premier aspect qui a motivé ce travail, en l'occurence la question de savoir comment augmenter la vitesse des oscillateurs. Nous exposerons les résultats des travaux que nous avons entrepris et qui se sont soldé, nous le rappellons, par une technique originale. Le chapitre 4 sera ensuite dédié au problème général de la

stabilité, problème qui sera traité avec plus de détails et où le deuxième volet de notre travail sera présenté. Enfin, au chapitre 5, nous concluons en résumant et en évaluant nos travaux. Des recommendations ainsi que des propositions d'extensions possibles seront données.

CHAPITRE 2

THÉORIE DES OSCILLATEURS

2.1 Introduction

Dans sa définition la plus générale, un oscillateur est un appareil autonome capable de générer un signal périodique, c'est-à-dire qui se répète égal à lui même dans le temps. Le terme autonome traduit le fait que l'oscillateur produit lui même son propre signal, à la différence des autres types de dispositifs tels que les amplificateurs, les filtres, etc, qui ont besoin d'un signal externe sur lequel ils effectuent leurs opérations respectives. Il existe plusieurs types d'appareils réalisant le concept d'oscillateur. De manière non-exhaustive, on peut citer le pendule simple en mécanique, le circuit LC en électronique, et le résonateur de Helmholtz en acoustique.

Le phénomène oscillatoire revêt une importance exceptionnelle dans la modélisation et l'étude de plusieurs autres phénomènes en physique et en ingénierie. En effet, il constitue un modèle mathématique exact, ou tout au moins une bonne approximation, pour plusieurs effets observés dans la nature. La source physique du

phénomène oscillatoire est un système se trouvant dans un état d'équilibre énergétique stable. Ce système, après avoir reçu une excitation externe, qui peut se manifester sous la forme d'une petite impulsion de bruit tendant à l'éloigner de son état d'équilibre, tombe alors dans un processus de va et vient soutenu en essayant de reprendre sa configuration énergétique initiale. Si les pertes sont négligeables, nous obtenons un mouvement oscillatoire qui tend à se maintenir indéfiniment. En fait, ce schéma idéaliste du phénomène n'est pas tout à fait conforme à la réalité, dans la mesure où pratiquement tout échange d'énergie s'accompagne inévitablement d'une perte. En pratique, donc, les oscillateurs ont besoin d'un autre composant essentiel pour fonctionner: une source externe d'énergie. Son rôle est de première importance dans le maintien du processus sur une longue période de temps, en réinjectant dans le sysème oscillant la partie d'énergie perdue, généralement sous forme d'effet Joule, qui se manifeste par un échauffement.

Dans ce chapitre, nous allons aborder les oscillateurs dans leur aspect le plus général, dans le but de mieux les définir et les caractériser. L'accent sera, bien entendu, mis sur les oscillateurs électroniques qui nous intéressent plus particulièrement. Ce survol nous permettra d'esquisser les différents concepts qui seront repris avec plus de détails dans les chapitres suivants.

2.2 Modèles mathématiques

Les oscillateurs, et ce quelque soit leur forme physique, sont la traduction concrète du même modèle de comportement, décrit par des lois sous formes d'équations mathématiques. Les plus simples d'entre eux, à savoir les oscillateurs harmoniques, obéissent à une loi décrite par l'équation différentielle du second ordre générale suivante :

$$\ddot{\xi} + w^2\xi = 0 \tag{2.1}$$

dont la solution générale est donnée par

$$\xi = \xi_0 \sin(wt + \phi) \tag{2.2}$$

et où ξ_0 et ϕ sont des constantes qui dépendent des conditions initiales, juste avant le déclenchement du processus oscillatoire. Ici, ξ est une grandeur physique qui dépend du temps, elle peut représenter une tension aux bornes d'un condensateur, un courant à travers une inductance, le déplacement linéaire d'une masse accrochée à un ressort, etc. Pour mieux comprendre l'origine de cette équation et les phénomènes énergétiques de base qui entrent en jeux, nous allons présenter ici l'exemple classique du pendule simple, qui est un support largement utilisé dans la littérature pour ses qualités de simplicité d'analyse et de généralité du modèle.

Le pendule simple est un oscillateur mécanique. Il consiste en une petite masse m, suspendue au bout d'une tige rectiligne de longueur l et de masse négligeable.

La tige est libre de pivoter autour d'un axe passant par son autre extrémité. Le dispositif est montré à la figure 2.1. Le système ainsi constitué, et exempt de toute perturbation, se trouve dans un état d'equilibre stable quand l'axe de la tige est confondu avec la direction verticale. Dans cette position, la petite masse est au repos, et par conséquent son énergie cinétique est nulle. De même, l'énergie potentielle associée à sa position dans le champ gravitationnel terrestre peut être arbitrairement choisie comme étant égale à 0, si l'on prend comme référence sa position initiale.

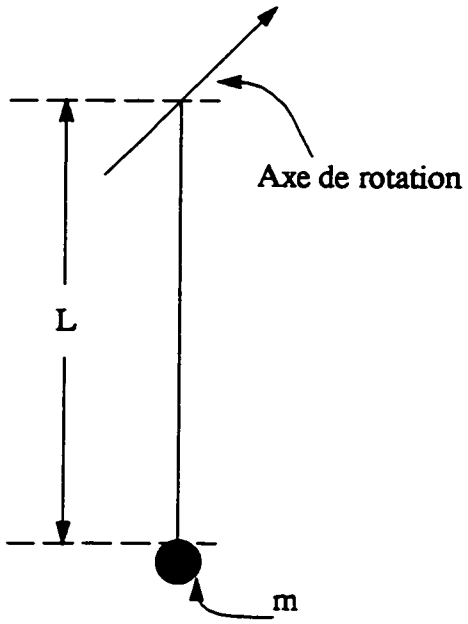


Figure 2.1 Représentation schématique du pendule simple: état de repos

Supposons, maintenant, que l'on déplace la masse m d'une petite distance mesurée par la déviation θ de l'axe de la tige par rapport à la position d'équilibre, comme montré à la figure 2.2, puis qu'on la lâche de manière à la laisser se déplacer

librement.

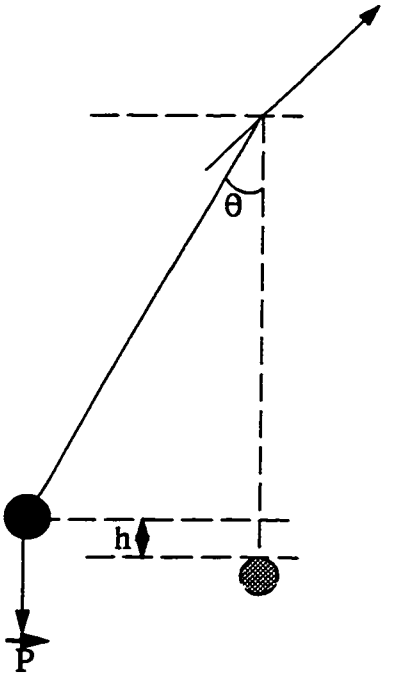


Figure 2.2 Le pendule simple en mouvement

Le principe de conservation de l'énergie dans le système mécanique ainsi constitué, qu'on considère isolé, s'applique ici. Ce principe nous permet d'écrire

$$E_m(\theta_0) = E_m(\theta) \tag{2.3}$$

où $E_m(\theta_0)$ représente l'énergie mécanique conférée, sous forme d'énergie potentielle, par l'excitation initiale, et $E_m(\theta)$ celle correspondant à un angle quelconque.
E_m est d'autre part constituée de deux composantes: l'énergie cinétique E_c, définie par $E_c = \frac{1}{2}mv^2$, où v est la vitesse de la petite masse, et l'énergie potentielle de position E_p, donnée par $E_p = mgh$, où h est la distance le long de la verticale entre

la position de repos correspondant à $\theta = 0$ et une position quelconque repérée par l'angle θ.

Pour un angle θ quelconque, E_m peut donc s'écrire, en fonction de v et h, comme suit:

$$E_m(\theta) = mgh + \frac{1}{2}mv^2 \tag{2.4}$$

Quelques manipulations de trigonométrie nous permettent d'exprimer h en termes de θ de la façon suivante:

$$h = l(1 - \cos\theta) \tag{2.5}$$

La vitesse linéaire v est exprimée en fonction de la vitesse angulaire $\dot{\theta}$ par

$$v = l\dot{\theta} \tag{2.6}$$

En remplaçant les équations (2.5) et (2.6) dans (2.4), on obtient

$$E_m(\theta) = mgl(1 - \cos\theta) + \frac{1}{2}m(l\dot{\theta})^2 \tag{2.7}$$

Dérivons les deux termes de l'équation (2.7) par rapport au temps. L'énergie mécanique étant constante, elle demeure inchangée pendant le mouvement, d'après le principe de conservation, donc:

$$\frac{dE_m}{dt} = 0 = \frac{d}{dt}\left(mgl(1 - \cos\theta) + \frac{1}{2}m(l\dot{\theta})^2\right) \tag{2.8}$$

Ce qui donne:

$$mgl\dot{\theta}\sin\theta + ml^2\dot{\theta}\ddot{\theta} = 0 \tag{2.9}$$

On peut simplifier en divisant les 2 termes de l'équation (2.9) par $ml^2\dot{\theta}$, on obtient:

$$\frac{g}{l}\sin\theta + \ddot{\theta} = 0 \tag{2.10}$$

Finalement, si les déplacements angulaires sont de faible amplitude ($\theta \ll 1rd$), alors on peut écrire $\sin\theta \approx \theta$, et on retrouve ainsi l'équation classique d'un oscillateur harmonique pour le cas du pendule simple:

$$\frac{g}{l}\theta + \ddot{\theta} = 0 \tag{2.11}$$

avec

$$\xi = \theta$$

$$et$$

$$w^2 = \frac{g}{l}$$

La procédure qui vient d'être décrite est très souvent utilisée pour dériver les équations mathématiques régissant le fonctionnement des oscillateurs. En effet, l'existence d'un état d'équilibre stable traduit en réalité une situation où deux formes distinctes d'énergie (le plus souvent cinétique et potentielle) sont présentes et s'opposent. L'égalité des effets de ces deux formes d'énergie produit une position d'équilibre bien définie. Toute tentative visant à éloigner le système de cette position, en augmentant l'une ou l'autre de ces deux énergies, s'accompagne d'une diminution d'au moins la même quantité de l'autre, de sorte que le système, livré à lui-même, tend plus au moins rapidement à reprendre cette position d'équilibre. Si

les pertes sont négligeables, le mouvement de va et vient qui en résulte se maintient indéfiniment.

2.2.1 Conditions générales d'oscillation pour les oscillateurs réels

Dans la dérivation de l'équation (2.11), deux phénomènes importants ont été negligés. *L'amortissement*, qui correspond au fait que l'amplitude des oscillations diminue au fur et à mesure que le nombre de cycles effectués croit, du fait des différentes pertes causées par une isolation énergétique imparfaite. Ces pertes se traduisent généralement par un échauffement. Elles sont dues dans le cas du pendule simple à la résistance que l'air oppose au mouvement de la petite masse m, de même qu'aux inévitables forces de frottement qui se développent au niveau de l'axe de rotation. Les pertes sont généralement proportionnelles au taux de variation dans le temps $\dot{\xi}$ du signal ξ. La prise en compte de cet effet résulte dans l'apparition d'un nouveau terme dans l'équation (2.1), qui devient:

$$\ddot{\xi} + R\dot{\xi} + w^2\xi = 0 \tag{2.12}$$

R est le paramètre nouveau décrivant les pertes, et donc l'amortissement associé. La résolution de cette équation conduit à l'apparition dans la solution d'un terme exponentiel, qui a pour effet de réduire progressivement l'amplitude du signal, jusqu'à extinction totale au bout d'un temps plus au moins long.

L'autre aspect important, qui a été négligé dans l'analyse simplifiée, est le

phénomène de la non-linéarité. Rappellons que dans le cas du pendule simple, on avait arbitrairement supposé que les oscillations étaient de faible amplitude, pour pouvoir justifier l'approximation $\sin\theta \approx \theta$. Pour être plus général, il faut tenir compte des non-linéarités qui se développent dans le circuit. Dans la pratique, elles ont un rôle de première importance, puisque c'est cette propriété qui permet à un oscillateur réel d'atteindre une amplitude utilisable.

Pour qu'un oscillateur puisse concrètement donner un signal permanent et auto-entretenu, il faudrait non seulement que l'amortissement soit éliminé, mais il faut en plus, dans un premier temps, que le signal soit amplifié, de sorte que le signal initial, qui est toujours faible, puisse croître pour atteindre un niveau d'amplitude suffisant. Ceci vient du fait que pour être utilisable, un oscillateur doit fournir un signal ayant une amplitude suffisamment grande. En effet, dans les oscillateurs réels ce sont généralement les faibles impulsions de bruit qui excitent le système hors de sa position d'équilibre, il faut donc que ces impulsions soient amplifiées par un grand facteur, avant d'être d'une utilité quelconque. Le système ainsi obtenu est dit, dans la théorie des systèmes linéaires, un système instable. Cela traduit le fait qu'à une impulsion d'amplitude finie, le système donne théoriquement un signal de sortie qui croit jusqu'à l'infini. Cette contrainte se traduit physiquement par la nécessité d'une source de puissance, d'où l'oscillateur tirera l'énergie qui lui est nécessaire pour accomplir cette opération. Ce processus permet donc, à partir d'une

très petite excitation, d'aboutir au bout d'un temps suffisant à une amplitude qui risque de détruire le système, d'où la nécessité de la deuxième contrainte, qui est la *non-linéarité*. Cette dernière explique le fait que dans la pratique, les oscillateurs atteignent un régime permanent, caractérisé par une amplitude bien définie. La non-linéarité dans le fonctionnement assure que l'oscillateur, au début de son fonctionnement, tire beaucoup d'énergie de la source d'alimentation, de façon à assurer l'augmentation de l'amplitude de son signal. De la même manière, elle permet de veiller à ce que lorsqu'une valeur seuil bien déterminée soit atteinte, cette même quantité tirée soit inférieure à celle dissipée dans le système, de sorte que l'augmentation cesse. Finalement, un état d'équilibre s'établit à une certaine amplitude, lorsque les pertes sont exactement compensées par la quantité moyenne d'énergie tirée de l'alimentation.

Pour récapituler, les conditions qu'un système pratique doit remplir pour assurer des oscillations entretenues sont:

- que le système soit instable;
- qu'il possède une source d'énergie;
- que son comportement soit régi par une non-linéarité appropriée.

2.3 Taxonomie des oscillateurs électroniques

Les oscillateurs électroniques sont une classe importante d'oscillateurs, du fait de leur intérêt pratique considérable. Mathématiquement, ils sont décrit par les mêmes lois qui ont été vues dans les sections précédentes. Ils présentent donc les mêmes caractéristiques générales, et leur étude est simplement un cas particulier. Des méthodes d'analyse et d'investigation spécifiques ont été inventées et utilisées dans l'étude des oscillateurs électroniques. Ces oscillateurs sont généralement séparés en deux classes distinctes, qui peuvent être identifiées en regardant la forme du signal qu'elles produisent: les oscillateurs quasi-linéaires ou *harmoniques* et les oscillateurs à *relaxation.*

2.3.1 Les oscillateurs harmoniques

Cette classe est caractérisée par un signal dont la forme est proche de celle d'une sinusoïde pure. Son fonctionnement repose sur la présence d'un circuit résonnant très sélectif, généralement sous la forme d'un circuit LC. Ce sont des systèmes qui se prêtent assez bien et sans grande perte de précision à une approximation linéaire, et ils sont donc décrits par une équation du type (2.1). Les circuits actifs qui sont utilisés dans ces oscillateurs ont essentiellement deux rôles; le premier consiste à réinjecter la quantité d'énergie perdue dans les différentes resistances associées aux

circuits, en la tirant de la source d'alimentation. Le second rôle consiste à introduire une faible non-linéarité dans le fonctionnement de l'oscillateur, dans le but de limiter et de définir l'amplitude du signal oscillant. Il existe deux méthodes pour la mise en équation et l'étude des oscillateurs harmoniques:

2.3.1.1 Le modèle de la résistance négative

Dans ce modèle, le composant de base est un circuit LC. En effet, on peut montrer très facilement en utilisant un raisonnement semblable à celui de la section 2.2, que lorsqu'un circuit LC au repos est excité, en introduisant une charge Q sur la capacité, il devient le siège d'une oscillation. En effet, la charge Q se trouve tantôt dans sa totalité aux bornes de la capacité et tantôt complètement sous forme d'un courant dans l'inductance. L'équation décrivant le phénomène est la même que (2.1). Dans ce cas, la fréquence d'oscillation est donnée par $w = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Un modèle plus précis tient compte des pertes en introduisant dans le circuit de base une résistance R, tel que montré à la figure 2.3 (On a montré un circuit parallèle, mais un modèle série est aussi valable). Lorsqu'on introduit une charge sur la capacité à l'instant $t = 0$, l'oscillation s'enclenche. Cependant, comme il y a des pertes, elle tend à disparaître au bout d'un certain temps. Suivant le modèle de la résistance négative, les éléments actifs du circuit jouent le rôle d'une résistance négative de valeur $-R$, tel que montré à la figure 2.4. Celle-ci tend à compenser les pertes, de sorte que la

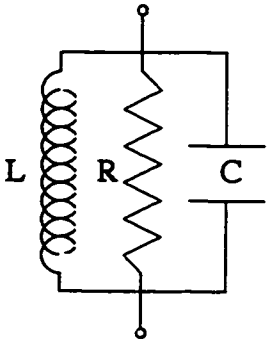


Figure 2.3 Modèle d'un circuit LC

combinaison des deux donne une résistance globale nulle, ce qui laisse un circuit LC idéal qui oscille indéfiniment suivant, le schéma décrit précédemment.

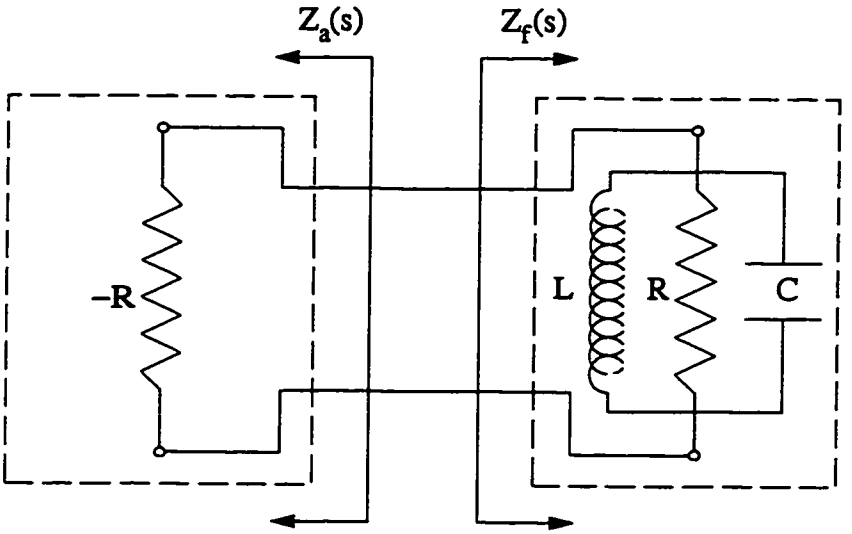


Figure 2.4 Représentation schématique du modèle à résistance négative

Les conditions que le système doit satisfaire en mode petits signaux, pour qu'il lui soit possible d'initier des oscillations soutenues, sont données par:

$$R_a(w) + R_f(w) \quad < \quad 0 \tag{2.13}$$

$$X_a(w) + X_f(w) = 0 \tag{2.14}$$

où R et X sont respectivement les parties résistives et réactives associées aux impédances, où l'indice a désigne le circuit LC et l'indice f désigne la partie active du circuit. Lorsque l'oscillateur atteint son régime permanent, le calcul des différents paramètres de l'oscillateur (amplitude et fréquence) se fait en posant et en résolvant les équations suivantes:

$$R_a(w_x) + R_f(w_x) = 0 \tag{2.15}$$

$$X_a(w_x) + X_f(w_x) = 0 \tag{2.16}$$

La première équation nous donne l'amplitude du signal, alors que la seconde nous donne sa fréquence w_x.

2.3.1.2 Le modèle à déphasage

La seconde méthode par laquelle les oscillateurs harmoniques sont modélisés est montrée schématiquement à la figure 2.5. Elle consiste à diviser l'oscillateur en 2 composantes: un amplificateur et un filtre, qui sont montés de façon à former un système bouclé. Les fonction de transfert de l'amplificateur et du filtre sont respectivement dénotées par $A(s)$ et $F(s)$. Pour en comprendre le fonctionnement, coupons la boucle au niveau du point A, et injectons un signal $e(s)$ à l'entrée de

l'amplificateur. À la sortie du filtre, nous receuillons un signal

$$s(s) = A(s)F(s)e(s)$$

Sous certaines conditions particulières, le produit $A(s)F(s)$ produit un déphasage total de 360°. Le signal de sortie $s(s)$ devient alors parfaitement en phase avec le signal d'entrée $e(s)$, pour une fréquence donnée w_z. Dans ces conditions, si le système est bouclé sur lui-même, un signal à la fréquence w_z va pouvoir s'y propager continuellement, à condition que le gain global soit exactement égal à 1. Le traitement

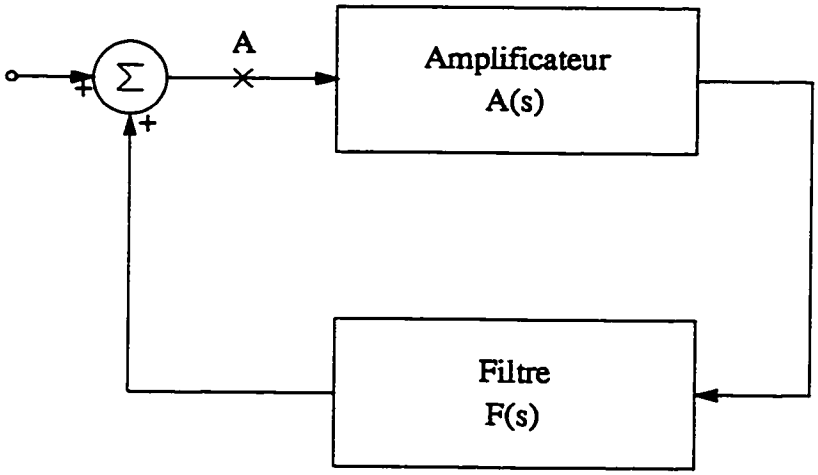


Figure 2.5 Modèle à déphasage

mathématique de ce modèle revient à calculer la fonction de transfert pour le système global qui s'écrit:

$$\frac{s(s)}{e(s)} = \frac{A(s)}{1 - A(s)F(s)} \tag{2.17}$$

Puisque dans la réalité $e(s) = 0$ (un oscillateur est un circuit sans entrée externe), alors pour avoir un signal de sortie non nul, il faut que le dénominateur du second

membre soit nul, d'où:

$$A(s)F(s) = 1 \tag{2.18}$$

qui se traduit par:

$$\begin{aligned} Arg\{a(w_z)f(w_z)\} &= 0 \\ Mag\{a(w_z)f(w_z)\} &= 1 \end{aligned}$$

où Arg et Mag représentent respectivement la phase et l'amplitude de leurs arguments. w_z est la fréquence d'oscillation.

Il faut signaler que les 2 modèles ne sont pas tout à fait équivalents, en ce sens que les résultats en termes de fréquence d'oscillation et d'amplitude ne sont pas les mêmes, selon que l'on utilise le modèle de la résistance négative, ou le modèle à déphasage. Ce résultat [1] est un peu surprenant, et on peut postuler qu'il est dû surtout à l'imprécision qui accompagne l'évaluation de résistance négative.

2.3.2 Les oscillateurs à relaxation

Par opposition aux oscillateurs harmoniques, les oscillateurs à relaxation produisent un signal caractérisé par des transitions abruptes dans son évolution temporelle. Ceci est équivalent à dire qu'ils possèdent un riche contenu harmonique.

Les oscillateurs à relaxation utilisent des éléments présentant de très fortes non-linéarités, tels que les commutateurs, pour assurer leur fonctionnement. À la différence des oscillateurs harmoniques, ils n'ont besoin que d'un seul élément ayant la propriété de mémoire, en l'occurence une capacité, pour fonctionner. Rapplons ici qu'un élément est dit doté de mémoire, s'il est capable d'emmagasiner l'énergie électrique, et que les seuls composants électroniques dotés de cette propriété sont la capacité et l'inductance.

Le modèle le plus utilisé pour décrire le principe de fonctionnement des oscillateurs à relaxation repose, tel que montré à la figure 2.6, sur une capacité C qui est alternativement chargée puis déchargée, à travers de chemins de charge et de décharge, la connectant successivement aux tensions d'alimentation positive et négative. Les chemins de charge et de décharge sont le plus souvent réalisés par des sources de courant. L'avantage d'une telle approche réside dans la dépendance linéaire qui en résulte entre la fréquence d'oscillation et la valeur des courants. C'est une caractéristique intéressante qui sera traîtée un peu plus loin. Les phases de charge et de décharge sont déclenchées périodiquement par le basculement soudain du commutateur M. Celui-ci prend les positions A ou B, réalisant respectivement la charge ou la décharge, suivant la valeur de la tension de commande qui est délivrée par un circuit bistable. Le circuit bistable possède, en général, deux niveaux de tension particuliers, qui définissent les seuils de commutation. Lorsque la tension à

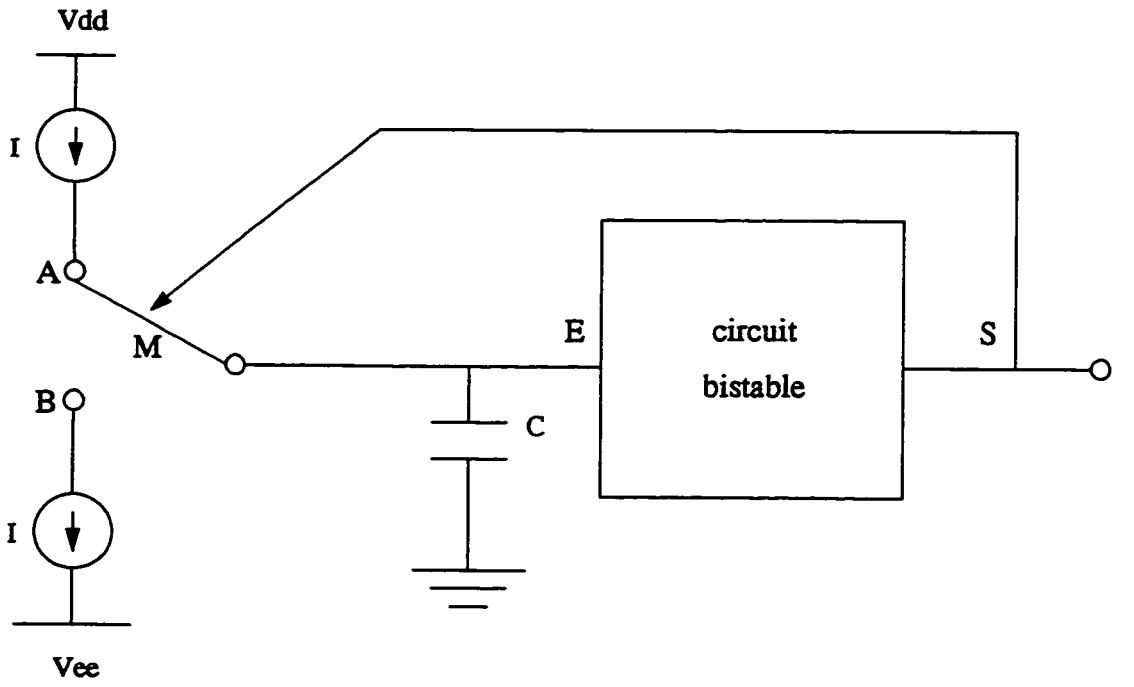


Figure 2.6 Modèle de l'oscillateur à relaxation

son entrée E dépasse le seuil supérieur V_h, la sortie S commute vers un niveau proche de la tension d'alimentation négative, et lorsque l'entrée descend au dessous du seuil inférieur V_l, S commute à une valeur proche de la tension d'alimentation positive, entrainant avec elle le commutateur. Les formes des courbes receuillies à l'entrée E et à la sortie S sont montrées à la figure 2.7. Dans les configurations pratiques, l'élément bistable et le commutateur sont généralement fusionnés ensembles, pour former un seul et même élément. Un exemple populaire d'une telle combinaison est la bascule de Schmitt.

Comme les oscillateurs à relaxation sont essentiellement non-linéaires, ils se prêtent mal à une analyse mathématique. C'est probablement pour cette raison

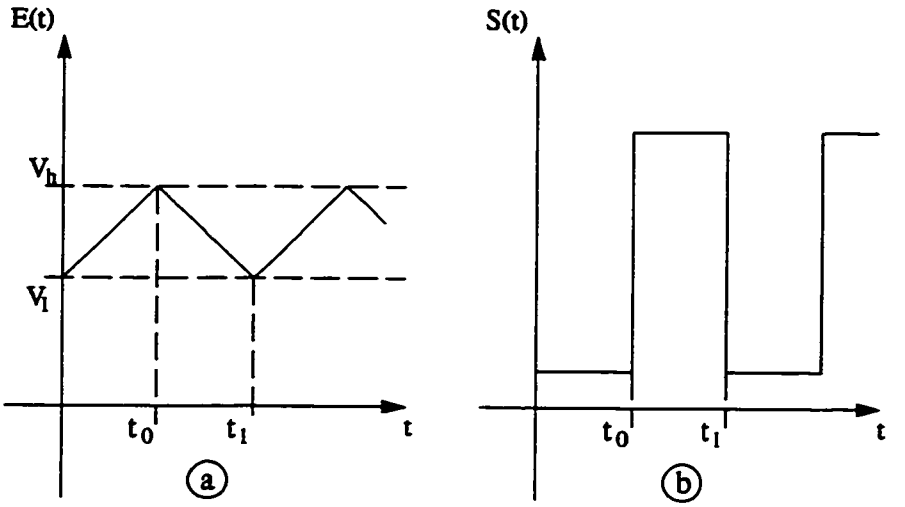


Figure 2.7 Formes des courbes a)- à l'entrée et b)- à la sortie de la bascule de Schmitt

qu'il n'existe pas, du moins à notre connaissance, une méthode générale permettant leur étude, comme c'est le cas pour les oscillateurs harmoniques. Il n'en demeure pas moins que les méthodes, le plus souvent ad hoc, utilisées pour les caractériser ont été efficaces, si l'on juge par le nombre et la qualité des oscillateurs à relaxation disponibles sur le marché [2]. Ceci est le résultat d'une bonne connaissance des mécanismes de base qui se trouvent derrière les oscillateurs à relaxation.

2.4 Critères de performance des oscillateurs

Les oscillateurs électroniques existent sous des formes extrêmement variées et souvent chaque application présente ses propres caractéristiques. Pour pouvoir comparer les différentes structures, plusieurs critères ont été définis, en vu de les classifier, afin de choisir celle qui correspond le mieux aux besoins. La référence [3] en donne quelques uns pour les oscillateurs harmoniques. Ce sont cependant des critères suffisamment généraux qui peuvent également s'appliquer aux oscillateurs à relaxation. Les 3 sections suivantes seront consacrées à 3 critères, ayant une importance particulière dans le cadre de ce travail.

2.4.1 Vitesse

Le terme vitesse est un terme générique qui se traduit différement suivant les applications. Le point de rencontre se manifeste dans le fait que la vitesse d'un oscillateur est directement liée à la fréquence du signal généré. Plus la fréquence est élevée, plus la vitesse devient grande. C'est ainsi qu'à un microprocesseur ayant une fréquence de fonctionnement de 10MHz correspond une vitesse de traîtement de X MIPS (million d'instructions par seconde). Le même microprocesseur commandé par une horloge de 5MHz effectuerait un traîtement à $X/2$ MIPS.

La vitesse est un paramètre très important, et très souvent on s'efforce de

travailler aux vitesses les plus élevées possibles. Le besoin de vitesse est sans doute lié à la forte corrélation qui existe entre la rapidité d'exécution, synonyme pour le cas de l'oscillateur à l'opération en haute fréquence, et les facteurs économiques.

2.4.2 Contrôlabilité

On désigne dans ce mémoire par le terme contrôlabilité[1], la possibilité plus ou moins facile qu'offre un oscillateur en termes de sa capacité à être accordé sur différentes fréquences. Cette propriété n'est pas une caractéristique intrinsèque des oscillateurs. Elle est possible grâce à la présence dans les circuits réels d'éléments dont les valeurs peuvent être changées en variant un paramètre, tel qu'une tension, un courant, la température etc.

Une classe particulière d'oscillateurs offrant cette possibilité est celle qui est désignée par le terme anglais VCO -Voltage Controlled Oscillators- qui correspondent aux oscillateurs commandés par tension. Dans ce genre de circuits, la fréquence de sortie change suivant la valeur d'une tension de commande, qu'on applique à un élément du circuit. Malheureusement, une bonne contrôlabilité, qui correspondrait à une plage importante pour la fréquence de sortie, signifie généralement une *stabilité* (la stabilité est le troisième critère qui sera abordé à la section suivante) dégradée.

[1]Ne pas confondre avec le concept de contrôlabilité utilisé dans l'étude de la testabilité des circuits intégrés.

Les oscillateurs à relaxation sont très nettement supérieurs à leurs homologues harmoniques pour ce qui est de la contrôlabilité.

2.4.3 Stabilité

Ce paramètre existe à cause du caractère non idéal de l'environnement où évoluent les oscillateurs. Par opposition aux équations mathématiques, qui décrivent des situations parfaites, dans la réalité par contre, le bruit est omniprésent. Ce terme désigne, en général, toute divergence qui affecte l'état normal du signal. C'est une manifestation qui prend racine dans les réalités les plus fondamentales de la physique moderne, et c'est donc quelque chose d'imparable, quelque soient les dispositions prises pour le contrer. La seule avenue possible est de minimiser ses effets à travers un bon choix de composants, ou une conception appropriée des circuits. À cause du bruit, la fréquence des oscillateurs réels n'est donc pas rigoureusement définie. Cette incertitude se traduit par des fluctuations aléatoires autour d'une valeur moyenne, et elle produit ce que l'on appelle la *gigue de phase* [4], [14]. La gigue est mathématiquement définie par:

$$gigue = \frac{\Delta f}{f}$$

f étant la valeur moyenne de la fréquence.

La stabilité d'une oscillation est d'une extrême importance pour un grand nombre d'applications. Pour illuster ce point, on peut citer l'exemple du GPS [6]–Global

Positionning System– qui est un système très perfectionné, conçu sous le parrainage du département de la défense américaine, permettant le repérage ainsi que le guidage d'usagers, se trouvant à n'importe quel endroit autour de la terre et sous toutes les conditions météorologiques. Il consiste en un réseau de 24 satellites, positionnés de manière à couvrir toute la surface de la terre. Le principe de son fonctionnement est basé sur la résolution de 4 équations simultanées, donnant les distances de la cible par rapport à 4 satellites. La distance, $D_i = c\Delta T_i$, est mesurée en se basant sur le temps ΔT_i que met une impulsion, générée dans le satellite à des instants précis, déterminés par une horloge atomique, pour arriver jusqu'à la cible. Ici c est la vitesse de la lumière. La moindre fluctuation dans la fréquence de l'horloge se traduit par une erreur grossière sur la position où la vitesse de la cible, compte tenu de la très grande valeur de c ($\approx 300.000 Km/s$), et des distances D_i relativement modestes mise en jeux.

La stabilité est affectée par plusieurs sources de perturbations, qu'on peut classifier en deux catégories:

- *Les perturbations systématiques:* comme celles dues aux variations de la température, et au bruit RF. En principe, ce genre de bruit est parfaitement maîtrisable, et on peut espérer l'éliminer complètement, moyennant des précautions suffisantes dans le design de l'appareil; par exemple, en ayant recours à l'usage de four [7] pour le contrôle de la température, et d'un blindage en ce qui a

trait au bruit RF. On peut citer également que pour les paramètres, tel que la température, qui ont la caractéristique de varier lentement, il existe d'autre moyens moins coûteux et plus flexibles que la stabilisation de la température elle même, en l'occurence le contrôle et l'ajustement automatique de la fréquence. Un exemple montrant l'utilisation de cette technique peut être trouvé dans [8], qui utilise une propriété unique des circuits intégrés. En effet, parce que les différents circuits sont proches les uns des autres, et parce qu'ils sont fabriqués suivant le même procédé, les gradients de température ou de paramètres sont très faibles, ce qui donne des circuits pratiquement identiques. Cette propriété a donné naissance à une technique très efficace pour le design de circuits à haute performance, en anglais elle s'appelle *replica baising* [22], [16].

- *Les perturbations aléatoires:* comme le bruit inhérent des dispositifs électroniques actifs et passif, tels que le bruit thermique, le bruit $\frac{1}{f}$ etc. C'est ce deuxième type qui cause le plus de tracas, de même que c'est lui qui établit dans la plupart des applications exigeant une grande précision les limites de performances. Ce genre de bruit ne peut être caractérisé que par des mesures statistiques [9], et les seuls moyens de lutte disponibles sont une conception adéquate, qui tienne compte de cet objectif au tout début du cycle de conception, et l'utilisation de composants ou procédés très performants.

Au chapitre du bruit, les oscillateurs harmoniques sont très largement supérieurs aux oscillateurs à relaxation. Ceci tient au fait que les oscillateurs harmoniques travaillent essentiellement en mode *bande étroite*. En effet, les circuits résonnant agissent comme des filtres à bande très étroite, de sorte que l'impact du bruit est considérablement réduit. C'est pour cette raison que les oscillateurs harmoniques dominent encore très largement dans le genre d'applications où la stabilité est le critère prépondérant. Pour les oscillateurs à relaxation, le problème de la stabilité est d'une grande importance, puisque c'est très souvent leur relativement modèste performance en regard de ce paramètre qui limite leur utilisation.

2.5 Les oscillateurs intégrables

La grande majorité des systèmes électroniques modernes sont sous forme de circuits intégrés. Les raisons de cette situation ont été discutées au chapitre 1. Les oscillateurs, à cause de leur extrême utilité, servent un nombre très important de fonctions, et cette omniprésence confère une grande importance à leur intégration sur le même support que le reste du système électronique. Il est par conséquent très important et pertinent d'oeuvrer à chercher de nouvelles structures qui se prêtent bien à l'intégration, et qui tiennent compte des caractéristiques et contraintes imposées par la technologie des circuits intégrés. Ceci permettra de répondre à des besoins de plus en plus exigeant, à mesure que la vitesse de traîtement augmente. L'objectif

d'intégration est un élément central dans le présent travail. C'est d'ailleurs un des concepts explicitement cités dans le titre de la recherche. Notre travail consiste donc à chercher de nouvelles structures d'oscillateurs qui se prêtent bien à l'intégration, et qui possèdent des caractéristiques de vitesse et de stabilité adéquates.

Les oscillateurs harmoniques ont l'avantage d'avoir une très bonne stabilité du signal. C'est d'ailleurs la raison principale qui, jusqu'à présent, est à la base de leur suprématie dans le marché des applications RF, exigeant une grande précision. Malheureusement, le circuit résonant LC, qui est le cœur d'un oscillateur harmonique, utilise des éléments qui ont résisté, à date, aux tentatives d'intégration. En effet, alors que les condensateurs sont généralement très adaptés, il est difficile d'obtenir des inductances de valeurs suffisantes, et surtout de dimensions appropriées, en utilisant les procédés actuellement disponibles dans la technologie des circuits intégrés. Il est important de signaler, tout de même, qu'il existe des tentatives [10], bien que les résultats demeurent nettement en deçà des performances atteintes avec des inductances discrètes classiques. L'autre désavantage des oscillateurs harmoniques tient à leur faible plage de contrôlabilité, qui n'est pas de nature à satisfaire les besoins d'un grand nombre d'applications.

Les oscillateurs à relaxation ont donc été la seule alternative restante, qui permet de satisfaire au critère d'intégration. Notre recherche s'est donc naturellement orienté, dès le départ, vers cette classe de circuits. La vitesse est assez aisément

obtenue avec les oscillateurs à relaxation intégrés et plusieurs structures connues étaient déjà très rapides. L'oscillateur en anneau en est un exemple évident. Le défi le plus difficile à rencontrer est de savoir comment améliorer la qualité du signal oscillatoire, en termes de sa stabilité. Il est vrai que l'intégration a éliminé beaucoup de nuisances environnementales, en scellant le circuit dans une puce compacte et bien protégée. Cependant, la nature même de la technologie, ainsi que l'extrême petitesse des dimensions des composants intégrés, font que de nouvelles sources de perturbations sont présentes. Il faut trouver un moyen de combattre ces phénomènes non désirés, en utilisant aussi bien les connaissances, assez bien développées, sur les procédés technologiques, et en recourant à de nouvelles méthodes, visant à produire de meilleures topologies avec une meilleure capacité de résistance au bruit.

CHAPITRE 3

NOUVELLE ARCHITECTURE RAPIDE

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats de nos travaux, portant sur la recherche d'une structure d'oscillateur qui puisse nous donner la fréquence la plus grande possible. L'objectif a été largement atteint, puisque la structure, qui va être présentée plus en détail un peu plus loin, permet d'aller au maximum de vitesse qu'il en est possible avec une technologie donnée. L'idée utilise les particularités d'une structure existante, en l'occurence l'oscillateur en anneau, plus connu sous sa dénomination anglaise *ring oscillator*. La structure proposée exploite la relation temporelle particulière qui existe entres les différents signaux internes, pour réaliser un phénomène de multiplication de fréquence. Ce phénomène fait que la fréquence de base de l'oscillateur en anneau est multipliée par un facteur égal au nombre d'étages qu'il contient. Par exemple, avec un anneau composé de trois étages, on obtient, avec la nouvelle technique, une fréquence de sortie trois fois plus élevée que la fréquence originale du circuit seul.

Le texte qui suit explique les principes sur lequels repose la nouvelle technique, de même que des exemples de réalisations concrètes, en termes de circuits prêts à être fabriqués.

3.1 Introduction

L'oscillateur à condensateur flottant, montré schématiquement à la figure 3.1, est une des structures les plus populaires appartenant à la classe des oscillateurs à relaxation. Ce circuit, dont la première référence, à notre connaissance, remonte à [11], a trouvé un écho très favorable, et plusieurs autres travaux [12], [2] ont suivi dans le but d'en améliorer différents aspects liés à sa performance, comme la stabilité de l'oscillation vis-à-vis des variations de la température, la diminution de la gigue de phase et l'élargissement de sa plage de contrôlabilité. Sans entrer dans les détails, le principe de fonctionnement de ce circuit est le même que celui introduit avec le modèle général des oscillateurs à relaxation au chapitre 2. En effet, il est constitué d'une capacité qui se charge puis se décharge à travers les sources de courant I. La différence ici réside dans le fait que la capacité est flottante, c'est-à-dire que ses 2 bornes sont connectées à des potentiels variables. Le circuit bistable, de même que le commutateur sont réalisés par l'ensemble des transistors Q_1 et Q_2 et les suiveurs S_1 et S_2. Plusieurs autres structures d'oscillateurs, ayant repris la même idée de base, ont été l'objet d'autres travaux [13],[14].

Une des particularités intéressantes du circuit de la figure 3.1, qui a sans doute beaucoup aidé à sa popularisation, est la possibilité qu'il offre de varier très facilement la fréquence du signal qu'il génére. En effet, on montre aisément que la

fréquence du signal oscillatoire s'exprime par

$$f = \frac{I}{4CV_{be}}$$

qui est donc une fonction linéaire du courant I. Il suffit alors de changer la valeur du courant suffisamment pour obtenir une plage assez importante de fréquences possibles. La possibilité de varier électroniquement la fréquence d'un oscillateur, pour former ce que l'on désigne par le terme anglais VCO- *Voltage Controlled Oscillator*- ou oscillateur commandé par tension, est une propriété additionnelle très souhaitable pour les oscillateurs. Ces circuits sont à la base de toutes les boucles à verrouillage de phase, plus connues sous le terme PLL, qui sont extrêmement utiles dans plusieurs applications, notamment en communication et en instrumentation.

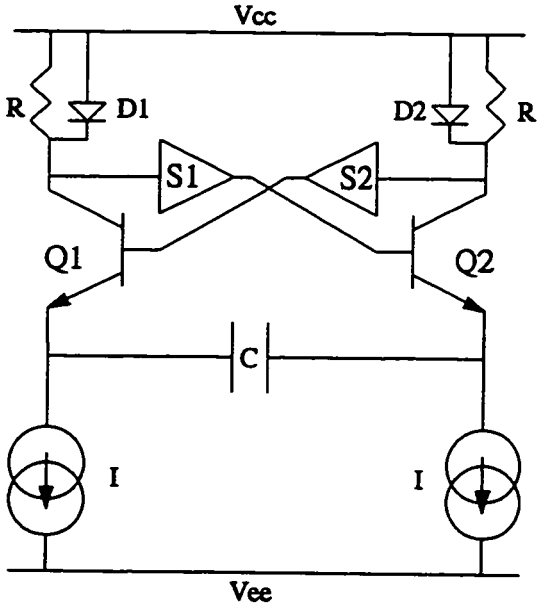


Figure 3.1 Oscillateur à condensateur flottant

Une autre structure d'oscillateur, toute aussi connue, est l'oscillateur en anneau. Elle appartient à la même grande famille des oscillateurs à relaxation. Ce circuit sera traité plus en détails à la section suivante. Il est caractérisé par une structure topologique beaucoup plus simple que l'oscillateur à condensateur flottant. Ses principaux avantages sont une grande vitesse qu'il est capable d'atteindre, une simplicité qui se traduit par une intégration très aisée, et une complète indépendance vis-à-vis de tout composant externe, contrairement à certaines applications faisant usage d'un oscillateur à condensateur flottant. L'oscillateur en anneau est capable d'atteindre des vitesses de l'ordre de 1GHz, en utilisant les nouvelles technologies CMOS sub-microniques.

Plusieurs techniques permettant de moduler la fréquence du signal ont été, d'autre part, inventées [15], bien que leurs performances ne soient pas aussi attrayantes que celles de l'oscillateur à capacité flottante. Malgré ces inconvénients, l'oscillateur en anneau a été utilisé avec succès dans des systèmes commerciaux [16], principalement grâce à sa simplicité intrinsèque. Les oscillateurs en anneau possèdent d'autres caractéristiques qui leurs sont tout à fait propres, caractéristiques qu'ils tirent essentiellement de la grande régularité qui caractérise leur topologie. Dans les sections qui suivront, nous verrons comment nous avons identifié, puis utilisé ces caractéristiques, pour aboutir à un circuit nouveau, qui est de loin plus rapide que l'oscillateur en anneau, qui a originellement servi à sa genèse.

3.2 L'oscillateur en anneau

Les oscillateurs en anneau sont composés d'un nombre impair d'inverseurs arrangés en cascade, l'un derrière l'autre, avec la sortie du dernier connectée à l'entrée du premier. Cet arrangement donne une structure dont la forme ressemble géometriquement à celle d'un anneau, d'où le nom de l'oscillateur. Le composant fondamental d'un oscillateur en anneau est donc l'inverseur. Un examen plus attentif de cet inverseur nous permettra de comprendre l'origine du phénomène oscillatoire. Sans restreindre la généralité de l'analyse, le raisonnement qui va suivre se fera sur un oscillateur en anneau ayant 3 inverseurs, implanté dans la technologie CMOS.

L'inverseur logique peut se trouver dans deux états possibles. Quand son entrée est à l'état *haut*, sa sortie est basse et inversement, quand son entrée est soumise à un état *bas*, la sortie devient automatiquement haute. On est donc tenté de penser qu'on peut réaliser un oscillateur avec un seul inverseur, et ce juste en ramenant la sortie de l'inverseur directement à son entrée. Malheureusement, ce raisonnement intuitif n'est pas valable. En effet, à chaque fois qu'un inverseur est bouclé sur lui même, il tend à s'établir dans un état d'équilibre stable, caractérisé par une tension de sortie (qui est aussi l'entrée) constante, déterminée par le rapport des dimensions physiques des transistors P et N de l'inverseur. L'explication de ce phénomène réside dans le fait que l'inverseur, en régime petits signaux, peut être considéré comme un amplificateur ayant un seul pôle dans sa fonction de transfert. Cette structure est

connue pour sa stabilité inconditionnelle et le simple fil de métal qui connecte la sortie à l'entrée n'est pas en mesure de produire un déphasage suffisant, pour mettre le système dans une condition d'instabilité, nécessaire à toute oscillation. Un moyen permettant de contourner cette difficulté est simplement d'ajouter un inverseur en série dans la boucle. Le second inverseur amène deux importantes contributions au système. Premièrement, il augmente très nettement le gain DC global de la structure, et deuxièmement, il introduit un nouveau pôle, qui amène 90° de phase additionnelle. Ces deux effets, agissant simultanément, produisent une condition d'instabilité dans la nouvelle configuration du système, qui en principe devrait osciller [17]. Encore une fois, le système ainsi obtenu n'oscille pas. Cette fois, c'est le comportement en mode grand signaux qui en est responsable. En effet, l'analyse des deux inverseurs bouclés nous permet de constater qu'ils possèdent deux configurations stables, en termes des tensions qui apparaissent sur les deux sorties des deux inverseurs, c'est-à-dire (1,0) et (0,1). En mode petit signaux, l'instabilité initiale amène le système dans l'une ou l'autre des deux configurations, et ceci quelques soient les valeurs initiales des sorties, lorsque le circuit est mis sous tension. Quand le système s'établit dans l'un de ces états, il le garde indéfiniment. Il n'en sort que lorsqu'une excitation externe d'énergie suffisante force l'entrée de l'un des inverseurs à une valeur légèrement supérieure, ou légèrement inférieure (dépendamment de l'état actuel) au seuil. La structure des deux inverseurs se comporte comme un circuit bistable. Pour pouvoir surmonter cet indésirable comportement, il suffit

d'insérer dans la boucle un troisième inverseur (ou plus généralement, un nombre impair d'inverseurs). Cette dernière modification produit finalement les oscillations souhaitées.

La figure 3.2 montre la topologie générale d'un oscillateur en anneau. Le nombre d'étages doit être un nombre impair[2] arbitrairement choisi, à condition qu'il soit supérieur à 1. La période d'oscillation est donnée par:

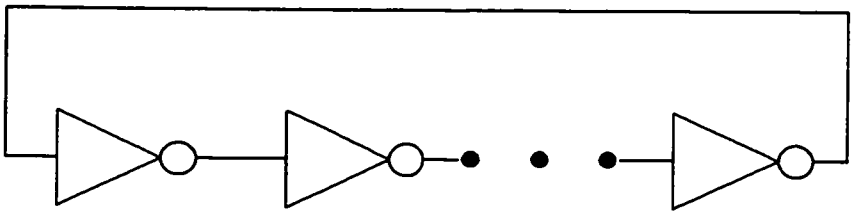


Figure 3.2 L'oscillateur en anneau

$$\frac{T}{2} = nD \tag{3.1}$$

Où

T période d'oscillation.

n nombre d'inverseurs (impair).

D délai à travers un inverseur.

Le facteur 2 dans l'équation (3.1) reflète le fait que le signal doit, en réalité, faire deux tours complets autour de l'anneau, avant de reprendre sa forme initiale, à cause de la propriété d'inversion de l'anneau.

[2]Dans les réalisations différentielles des oscillateurs en anneau, le nombre d'étages de délais peut être pair, mais le nombre d'inversions doit, néanmoins, demeurer impair

Il est important de remarquer qu'en écrivant l'équation (3.1), nous avons fait la supposition implicite que tous les inverseurs de l'anneau etaient identiques. En tenant compte de cette supposition, et à cause de la régularité topologique caractérisant l'anneau, on peut écrire:

$$w_i(t) = w_{i+1}(t - 2D) \tag{3.2}$$

$$i = K \bmod n \quad K \text{ est un entier positif}$$

où $w_i(t)$ représente le signal apparaissant au nœud interne i. Par nœud interne, on fait référence aux sorties (entrées) des inverseurs de l'anneau.

Pour un anneau CMOS à 3 inverseurs, la relation temporelle qui existe entre les signaux des 3 différents nœuds internes est montrée à la figure 3.3. si nous regardons cette figure avec plus d'attention, et en nous concentrant sur la tranche de temps définie par l'une des périodes entières de la courbe *W1*, quelques propriétés intéressantes peuvent être observées, quant à la façon dont les trois différentes courbes sont disposées les unes par rapport aux autres. Nous attirons l'attention plus particulièrement sur les 3 propriétés suivantes:

P 1. Lorsque l'un des signaux, par exemple *W1*, est à son maximun d'amplitude, les autres, c'est-à-dire *W2* and *W3* sont simultanément presque à leur plus bas niveau.

P 2. Inversement, quand l'un des signaux est à son niveau minimum, les deux autres

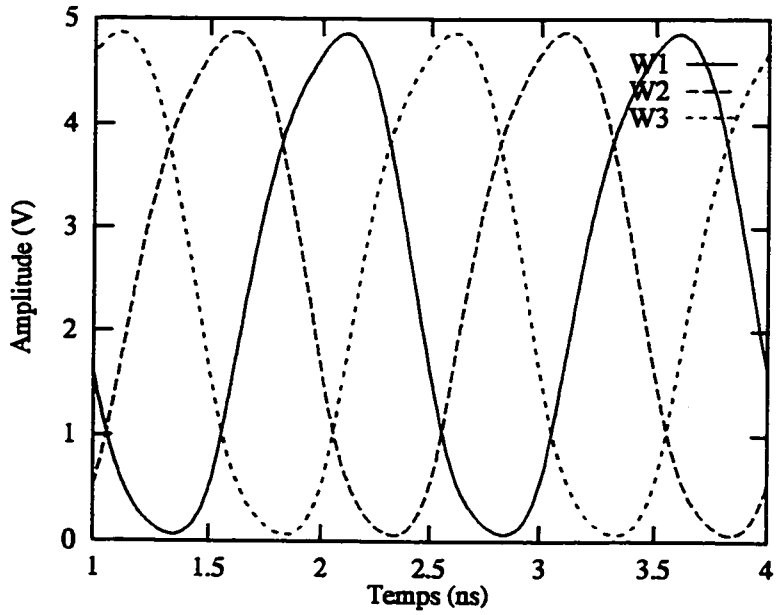


Figure 3.3 Relations temporelles caractéristiques des nœuds internes d'un anneau à 3 inverseurs

sont presque à leur plus haut niveau d'amplitude.

P3. Le motif de base, constitué par les deux propriétés *P1* et *P2*, se répète exactement 3 fois au cours de chaque période complète de l'oscillateur en anneau à 3 inverseurs (d'une manière générale, on obtient n répétitions pour un anneau à n inverseurs).

L'ensemble des 3 propriétés *P1*, *P2* et *P3* seront judicieusement exploitées, de manière à réaliser un nouveau circuit, capable de générer un signal oscillatoire dont la fréquence, et donc la vitesse, est 3 fois plus élevée que celle obtenue avec l'anneau seul. Ceci sera l'objet de la section suivante.

3.3 La nouvelle topologie

Considérons le circuit montré à la figure 3.4. Il est constitué d'un oscillateur en anneau à 3 inverseurs, de 3 transistors, 2 P et 1 N, ainsi que d'un condensateur C. Le condensateur n'est pas un élément explicite dans le circuit, il représente simplement la charge capacitive vue à la sortie de pratiquement toutes les structures intégrées, quelque soit la technologie utilisée, et il est utile pour comprendre le principe de fonctionnement du circuit. Le transistor N joue le rôle, par rapport au condensateur, d'un élément déchargeur–il tend à décharger la capacité, lorsque sa grille est portée à un potentiel suffisamment haut. Sa *grille* est connectée à un des nœuds internes, sa *source* est à la masse, et son *drain* est à l'une des bornes du condensateur. Les transistors P sont, pour leur part, connectés de façon à réaliser l'opération inverse,

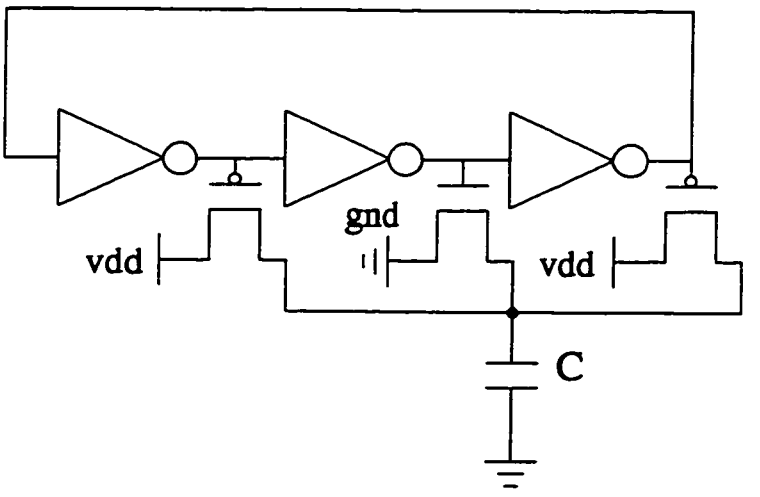


Figure 3.4 Réalisation d'un événement de charge

c'est-à-dire la charge du condensateur. Leurs *grilles* sont connectées aux 2 nœuds

internes restants de l'anneau, leurs *sources* à l'alimentation V_{dd} et finalement, leurs *drains* à la même borne du condensateur. Maintenant, si l'on considère que les 3 transistors sont dimensionnés de façon à pouvoir produire à peu près des courant égaux, alors lorsque le moment décrit par la propriété *P 1* arrive, un effet de charge net se produira, compte tenu du fait que comme la décharge dûe au transistor N est à peu près compensée par la charge apportée par l'un des 2 transistors P, il reste donc globalement un transistor P qui assure la charge.

La prochaine étape dans l'analyse consiste à modifier et à réarranger la structure précédente en celle montrée à la figure 3.5. Le but de cette opération est d'aboutir à une structure qui puisse tirer profit de la propriété *P 2*. Cette fois ci, nous avons 2 transistors N de décharge, pour un seul transistor P de charge. En résonnant d'une manière analogue au cas précédent, on arrive à voir que l'effet net, lorsque *P 2* est satisfaite, est une décharge du condensateur pour une courte période de temps.

L'analyse précédente montre que l'on est en mesure d'obtenir une légère charge et une légère décharge, en utilisant les 2 circuits des figures 3.4 et 3.5, pendant un laps de temps correspondant à $\frac{1}{3}$ de la période totale de l'anneau. La dernière étape du processus consiste à décaler les 2 structures de charge et de décharge d'un, puis de deux nœuds vers la droite (ou vers la gauche), de façon à pouvoir exploiter la dernière propriété, *P 3*. De cette manière, nous obtenons 2 autres charges et 2 autres décharges, pour avoir globalement 3 événements de charge et 3 événements

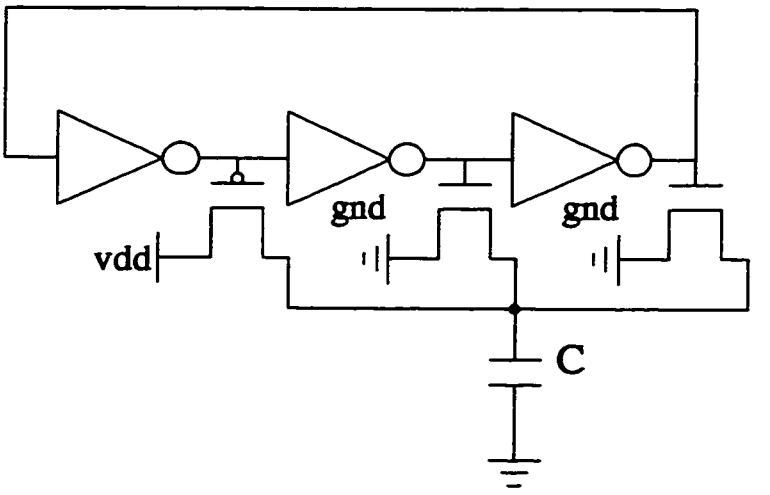


Figure 3.5 Réalisation d'un événement de décharge

de décharge au cours d'une seule période de l'anneau. Il est à remarquer que les charges succèdent aux décharges, de sorte qu'une charge est immédiatement suivie d'une décharge et inversement. Cette précision est importante, car autrement toutes les propriétés décrites ne nous seraient d'aucune utilité. Finalement, lorsque toutes les structures sont assemblées, on obtient le circuit résultant montré à la figure 3.6. Il possède en tout 6 inverseurs, correspondant à 12 transistors pour une réalisation CMOS.

Pour comprendre ce circuit, on doit réaliser que toutes les structures de charge et de décharge, montrées respectivement aux figures 3.4 et 3.5, doivent être présentes en même temps, de sorte que le processus de charge et décharge puisse se dérouler d'une manière continue, à mesure que les propriétés $P1$ et $P2$ ont lieu dans le temps. En effet, chaque nœud interne contribue à la charge et à la décharge, bien qu'à des

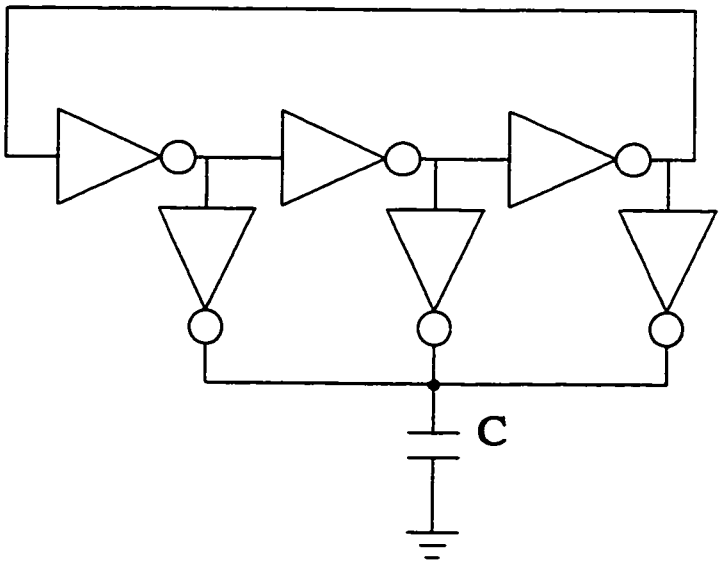


Figure 3.6 Topologie finale du nouvel oscillateur

moments différents. Ils doivent donc commander les deux types de transistors. Ce n'est donc qu'une coïncidence que la structure finale n'est formée que de simples inverseurs, dont la moitié forment l'anneau classique, et l'autre, qu'on désignera inverseurs d'interface, la mise en oeuvre du nouvel oscillateur décrit dans ce chapitre.

3.4 Analyse mathématique

Le développement mathématique qui suivra a pour but d'approfondir la connaissance sur le fonctionnement du circuit, ainsi que sur l'origine du phénomène de multiplication de fréquence. Ce développement s'est avéré très utile, dans la mesure où il a mis en évidence un phénomène caché, qui a échappé à l'analyse intuitive faite à la section précédente.

Soit $w_0(t)$, le signal à un nœud interne quelconque de l'anneau à 3 inverseurs. Puisque le signal est périodique, nous avons $w_0(t+T) = w_0(t)$ pour tout temps t, et donc on peut décomposer $w_0(t)$ en sa série de Fourier comme suit:

$$w_0(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \cos(n\frac{2\pi}{T}t + \phi_n) \tag{3.3}$$

$$a_0 = \frac{2}{T}\int_0^T w_0(t)dt$$

$$W_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

et

$$\tan(\phi_n) = \frac{b_n}{a_n}$$

où

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T w_0(t)\cos(n\frac{2\pi}{T}t)dt$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T w_0(t)\sin(n\frac{2\pi}{T}t)dt$$

En utilisant la propriété décrite par l'équation (3.2), et en appliquant à un anneau à 3 inverseurs on obtient:

$$w_1(t) = w_0(t - \frac{T}{3}) \tag{3.4}$$

$$w_2(t) = w_0(t - \frac{2T}{3}) \tag{3.5}$$

En utilisant les équations (3.3), (3.4), et (3.5), et en faisant le changement approprié on a:

$$w_1(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \cos[n\frac{2\pi}{T}(t - \frac{T}{3}) + \phi_n] \tag{3.6}$$

$$w_2(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \cos[n\frac{2\pi}{T}(t - \frac{2T}{3}) + \phi_n] \tag{3.7}$$

Un simple réarrangement des termes des équations (3.6) et (3.7) produit:

$$w_1(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \cos[n\frac{2\pi}{T}t + (\phi_n - \frac{2n\pi}{3})] \quad (3.8)$$

$$w_2(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \cos[n\frac{2\pi}{T}t + (\phi_n - \frac{4n\pi}{3})] \quad (3.9)$$

Comme on peut le constater à partir de cette décomposition, les amplitudes des coefficients sont inchangées. Elles sont égales pour les 3 signaux internes. Ceci n'est pas du tout surprenant, puisque ces signaux peuvent être vus comme de simples translations dans le temps d'une même et unique forme d'onde. Les phases correspondantes sont, par contre, différentes, et elles sont caractérisées par une intéressante relation, résumée dans les correspondances suivantes:

$$w_0(t) \rightarrow \phi_n$$

$$w_1(t) \rightarrow \phi_n - n\frac{2\pi}{3}$$

$$w_2(t) \rightarrow \phi_n - n\frac{4\pi}{3}$$

Les 3 relations précédentes ont d'importantes conséquences quant à l'origine du phénomène de multiplication de fréquence.

Pour $n = 3k$, i.e n est un multiple de 3, les phases des 3 harmoniques, correspondant aux 3 signaux des nœuds internes, sont égales. L'effet de ces harmoniques, en conjonction avec les inverseurs d'interface, sur la la capacité C peut être assimilé à celui de 3 sources de courant en parallèle, chargeant et déchargeant la capacité en parfait synchronisme.

Pour mieux évaluer l'importance de cet effet sur le phénomène qui nous intéresse, nous avons conçu une expérience simple. La figure 3.7 montre le dispositif

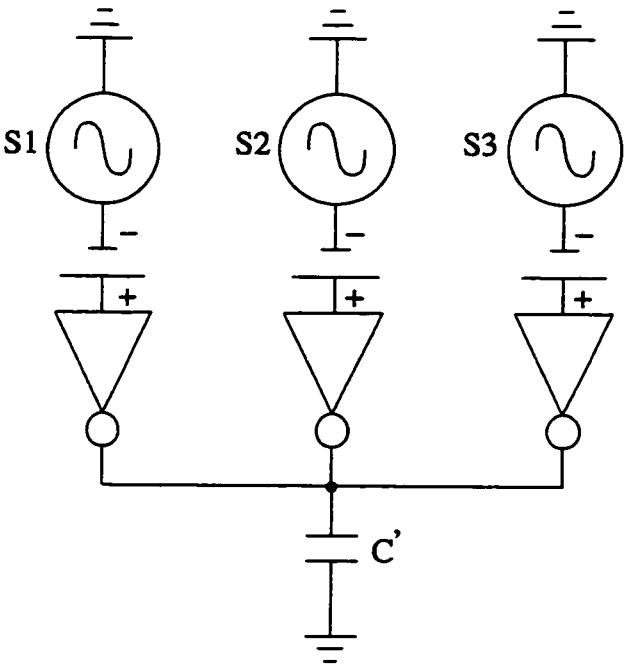


Figure 3.7 Dispositif expérimental montrant l'effet des harmoniques

expérimental. Il consiste en 3 inverseurs, ayant les mêmes caractéristiques physiques, dont les entrées sont commandées séparément par 3 sources de tension sinusoïdales de même fréquence et sans déphasage mutuel, S_1, S_2, et S_3. Les sorties des 3 inverseurs, qui sont connectées ensembles, commandent une capacité C'. Cette dernière a été simulée, pour les besoins de l'expérience, par l'entrée d'un inverseur de mêmes dimensions que les 3 autres. Les simulations HSPICE [18], que nous avons faites, ont révélé une amplification remarquable du signal des sources S_i, même à des fréquences qui sont nettement supérieures à la limite intrinsèque de la technologie utilisée, en

l'occurence la CMOS4S à $1.2\mu m$ de Northern Telecom Electronics. À titre d'exemple illustratif, avec des sources donnant des signaux à $200mV$ d'amplitude, nous avons obtenu $750mV$ d'amplitude en sortie avec une fréquence de $2GHz$. Ceci est très significatif, quand on sait que la limite de fréquence au delà de laquelle le gain d'un inverseur simple descend sous la barre des $0dB$ se situe autour de $1.3GHz$, tel que les simulations l'ont montré. La figure 3.8 montre bien que même à $4GHz$, l'amplitude

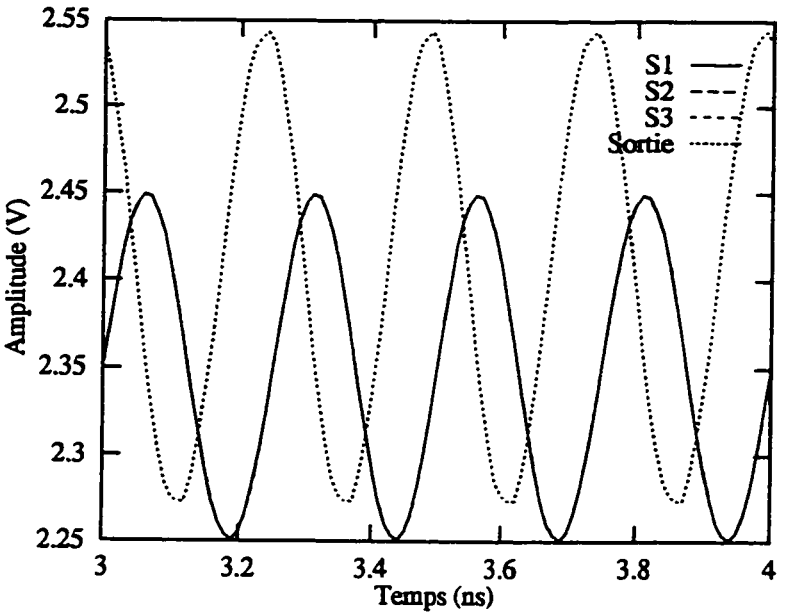


Figure 3.8 Effet des troisièmes harmoniques

du signal de sortie est sensiblement plus importante que celle des sources aux entrées. Les signaux des 3 sources sont confondus puisqu'ils sont en phase, on ne voit donc qu'une seule courbe, représentant les 3 signaux, sur la figure 3.8. Il est important de signaler ici que seules les troisièmes harmoniques contribuent d'une manière significative au phénomène de multiplication de fréquence. Les autres composantes en

phase de fréquences plus élevées, obtenues en faisant $k = 2, \ldots$, sont caractérisées par une faible amplitude comparativement aux troisièmes harmoniques, et considérant leurs très grandes fréquences, elles sont littéralement court-circuitées vers la masse, via le condensateur C'.

Pour les autres harmoniques, i.e $n = 3k + 1, 3k + 2$, où k est un entier quelconque, les composantes sont, dans tous les cas, à 120° de différence dans leurs phases mutuelles. Une expérience similaire à celle décrite à la figure 3.7 a été conduite, avec cette fois, les sources S_1, S_2, et S_3 ayant les phases respectives de 0°, 120° et 240°. Les résultats de cette deuxième expérience ont montré que seules les composantes fondamentales dans le développement de Fourier ont une contribution sensible au phénomène. De plus, cette contribution tend à renforcer celle des troisièmes harmoniques, puisque elles ont lieu en synchronisme. Les harmoniques déphasées restantes ont une contribution négligeable, du fait de leurs faibles amplitudes, combinées à leurs hautes fréquences. La figure 3.9 illustre l'effet de ces composantes à la sortie des inverseurs d'interface.

L'analyse mathématique, qu'on vient de développer dans cette section, nous a permis de mettre en évidence les vraies causes qui sont à la base du phénomène de multiplication de fréquence. Elle a montré le rôle essentiel des troisièmes harmoniques, associées aux 3 signaux internes de l'oscillateur en anneau, ainsi que, bien

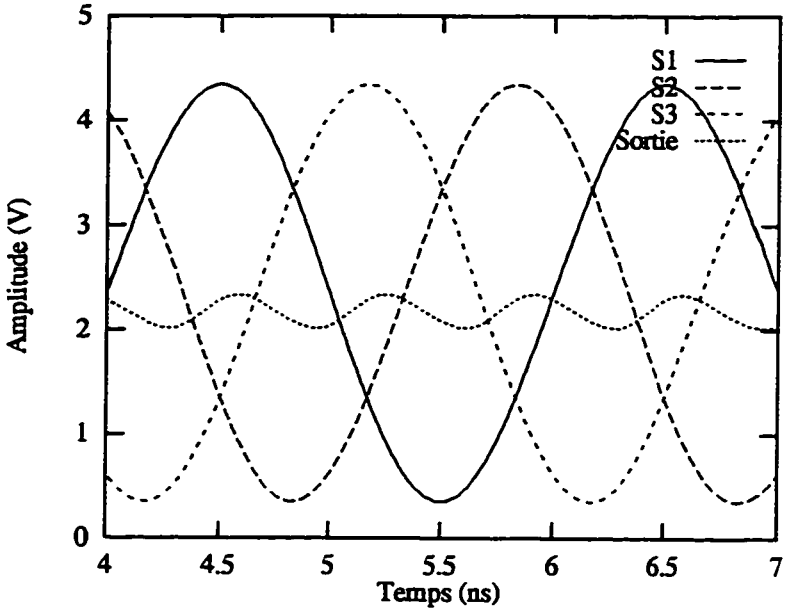


Figure 3.9 Effet des composantes fondamentales

que de moindre importance, le rôle des composantes fondamentales du développement de Fourier de ces mêmes signaux. Ces informations revêtent une importance pratique, comme il sera vu plus tard, puisqu'elles serviront à fixer les spécifications sur la meilleure façon de concevoir l'anneau.

3.5 Généralisation aux anneaux d'un nombre d'étages plus élevé

Dans la section précédente, nous avons décrit une nouvelle méthode permettant de générer un signal oscillant à une fréquence 3 fois plus élevée que celle produite par un anneau classique à 3 inverseurs. le concept peut néanmoins être étendu avec

succès à la forme générale des oscillateurs en anneau décrite par la figure 3.2. Il y a cependant quelques limitations d'ordre pratique, qu'on aura l'occasion de discuter plus loin.

On est tenté, en première analyse, de croire qu'on peut aller encore plus vite, simplement en utilisant des anneaux plus longs, i.e des anneaux contenant un nombre plus élevé d'inverseurs. L'argument est que des harmoniques de plus haute fréquence entreraient en action, telle que l'analyse mathématique l'a révélé à la section précédente. Malheureusement ce n'est pas le cas. Il sera montré que la fréquence est essentiellement la même, sans considération pour le nombre d'inverseurs contenus dans l'anneau. Il est vrai, par exemple, qu'en appliquant notre technique à un anneau à 5 étages, nous serons effectivement en mesure d'obtenir un signal ayant une fréquence 5 fois plus élevée que celle du circuit original. Cependant, il ne faut pas perdre de vue qu'à mesure que l'anneau devient plus grand, i.e n augmente, son délai de boucle total suit la même tendance, ce qui entraine inévitablement une réduction de la vitesse. Ceci peut être clairement mis en évidence par l'équation (3.1), en voyant comment la période se comporte quand n croit. Le résultat final de ces deux effets compétitifs est un signal dont la fréquence est indépendante de la longueur de l'anneau. Ceci peut être montré mathématiquement comme suit:

D, comme défini plus haut, étant le délai à travers un inverseur, la fréquence d'un anneau à 3 inverseurs est donnée par $\frac{1}{6D}$, et celle correspondant à un anneau à

5 inverseurs serait $\frac{1}{10D}$. Si on pose $f = \frac{1}{D}$, on peut écrire:

$$f_3 = \frac{f}{6} \tag{3.10}$$

$$f_5 = \frac{f}{10} \tag{3.11}$$

où f_3 et f_5 sont les fréquences des anneaux ayant respectivement 3 et 5 inverseurs. En utilisant les équations (3.10) et (3.11), on obtient le résultat suivant:

$$f_3 = \frac{5}{3} f_5 \tag{3.12}$$

Cette dernière équation montre que la fréquence d'oscillation est inversement proportionnelle au nombre d'inverseurs dans l'anneau. Elle peut être arrangée différemment pour mieux mettre en évidence la relation. On obtient donc:

$$5f_5 = 3f_3$$

Plus généralement, on peut substituer f_n à la place de f_5, où n est un entier impair arbitraire. Le résultat est similaire, c'est-à-dire:

$$nf_n = 3f_3 \tag{3.13}$$

La conséquence de l'équation (3.13) est que, indépendamment du nombre d'inverseurs appartenant à l'anneau, la structure réalisant le phénomène de multiplication de fréquence donnera toujours le même résultat quant à la fréquence du signal oscillant obtenu. Le fait d'allonger l'anneau n'a donc pas d'utilité évidente.

L'important résultat, qu'il faut retenir dans cette section, est que la technique proposée nous permet d'élever la vitesse de tout oscillateur en anneau à une valeur

qui est 3 fois celle d'un anneau à 3 inverseurs, et ceci est vrai indépendamment du nombre n d'inverseurs qu'il contient. La vitesse qu'il est possible d'atteindre est extrêmement élevée. Même l'implantation réalisée avec la technologie CMOS4S à $1.2\mu m$ donne une valeur bien au dessus de $1GHz$, d'après des résultats de simulation. L'un des défis que cette technique pose est celui de trouver un moyen efficace pour amplifier le signal très haute fréquence obtenu.

Avant de conclure cette section, il est utile de signaler que la technique proposée étant directement basée sur un oscillateur en anneau, les nombreuses idées qui ont été avancées par le passé pour changer électroniquement sa fréquence [15] sont directement applicables ici, ce qui constitue un avantage supplémentaire à son actif.

3.6 Simulations

Cette section sera consacrée à la validation par simulations de la technique. Un ensemble de simulations HSPICE va être présenté, dans le but de confirmer les résultats des analyses phénoménologique et mathématique des sections 3.3 et 3.4 respectivement.

La figure 3.10 montre le signal de sortie obtenu en appliquant la technique à un anneau de 3 inverseurs. Le signal est montré en même temps que les signaux des 3 nœuds internes. Elle nous montre aussi clairement la relation qui existe entre le

signal de sortie et les 3 signaux des nœuds internes. Ces résultats confirment notre analyse de la section 3.3. Dans cet exemple, la fréquence obtenue est légèrement supérieure à $2GHz$. Il faut cependant préciser que les charges capacitives présentes sur les différents nœuds du circuit n'ont pas été prises en considération, ce qui implique qu'en réalité, la fréquence obtenue serait moindre.

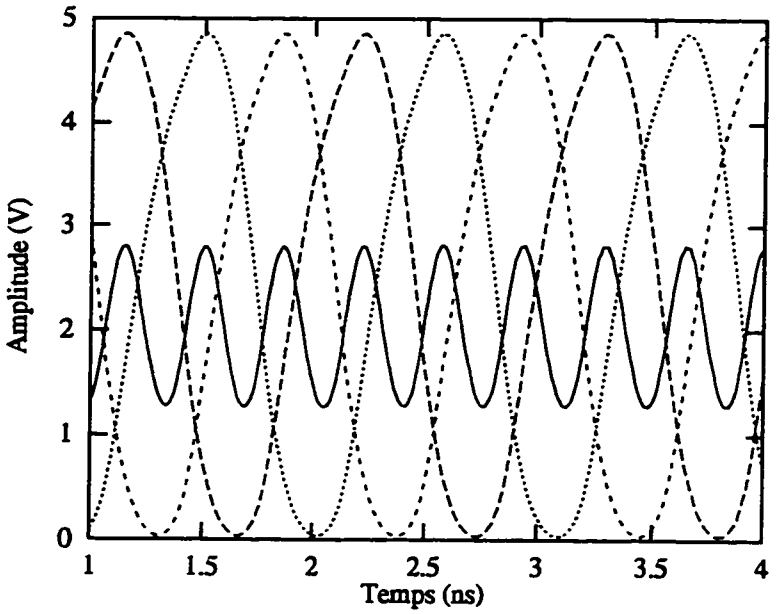


Figure 3.10 Signal de sortie obtenu avec un anneau à 3 inverseurs

Une attention particulière doit être donnée au dessin des masques final de la structure, parce que la régularité et la symétrie de l'anneau sont des éléments clés dans la technique discutée. Rappellons que ces propriétés étaient essentielles à l'explication du phénomène. De plus, elles sont à la base de l'équation (3.2), qui a été l'élément central autour duquel l'analyse mathématique a été construite. Pour confirmer cette observation, une simulation a été conduite sur une version extraite

du dessin de masques d'un circuit, dont l'anneau a été réalisé sous la forme d'une structure linéaire. Le résultat obtenu a été un signal sensiblement tordu, comme il est montré à la figure 3.11. L'origine de la distorsion vient du fait qu'en faisant

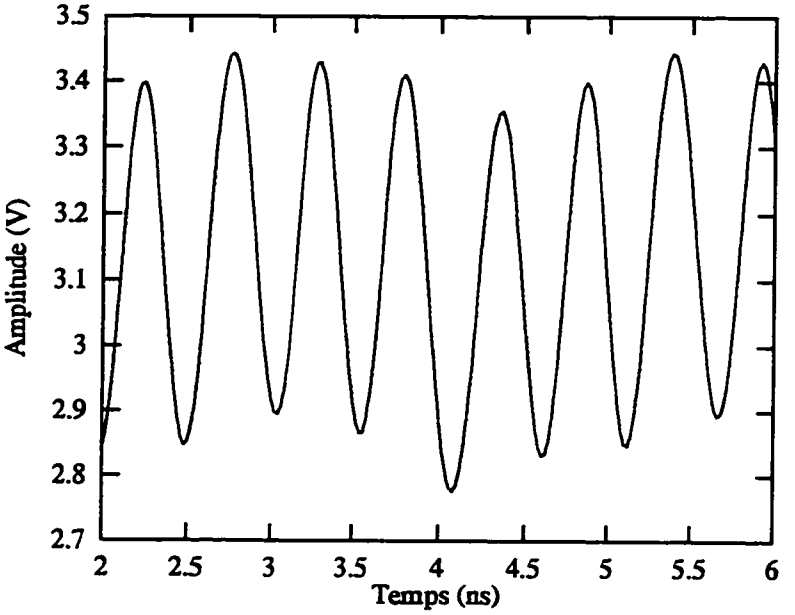


Figure 3.11 Forme du signal avec des inverseurs inégalement chargés.

l'anneau comme une cascade linéaire, le premier et le dernier inverseur dans la chaîne doivent être reliés par un fil relativement long par rapport aux autres liaisons. Cette différence de longueur se traduit par une charge capacitive plus importante, associée à ce fil, pour l'inverseur qui le commande, ce qui conduit à la distortion observée. Cet inconvénient peut être évité, en adoptant une structure géométrique plus adaptée pour le dessin des masques. Une topologie de forme circulaire, où les inverseurs seraient disposés à égale distance le long d'un "cercle" est une meilleure solution à cet égard. Cet arrangement élimine, ou tout au moins minimise, l'effet

des différences de charge des connexions entre les différents inverseurs de l'anneau.

Comme la figure 3.10 le montre bien, l'amplitude du signal de sortie est assez faible, et elle n'atteint pas les deux niveaux limites de tension au cours de son excursion. L'analyse a révélé l'importance de l'effet des troisièmes harmoniques dans la génèse du signal de sortie, il est par conséquent important de les exploiter au mieux. Pour atteindre cet objectif, les inverseurs d'interface, qui peuvent être vus comme des amplificateurs à transconductance, doivent être polarisés de façon à ce qu'ils opèrent dans leur région à haut gain. La polarisation, dans le cas de notre circuit, est implicitement assurée par les composantes DC des signaux aux nœuds internes de l'anneau. Donc, dans l'implantation des inverseurs d'interface, les transistors P et N doivent être conçus de façon à ce que leurs seuils[3] coïncident avec les composantes DC des signaux internes de l'anneau. L'autre alternative, moins pratique, consiste à concevoir l'anneau de façon à ce que les composantes DC de ses signaux internes concordent avec les seuils des inverseurs d'interface. De cette manière, on s'assure d'obtenir l'amplitude maximale pour le signal de sortie.

La figure 3.12 montre les signaux de sortie obtenus avec des anneaux à 5 et 7 inverseurs respectivement. Cette figure démontre clairement la validité de l'idée de généraliser le concept à des anneaux plus longs, tel que discuté à la section 3.5. Elle confirme aussi que la fréquence est invariable en fonction du nombre d'inverseurs. La

[3] La région se situant autour de la valeur seuil d'un inverseur est celle où le gain est à son maximum

dernière observation qu'on peut faire à partir de cette figure est la légère décroissance dans l'amplitude du signal, à mesure que le nombre d'inverseurs n dans l'anneau augmente. L'interprétation de cette observation est laissée pour la section suivante.

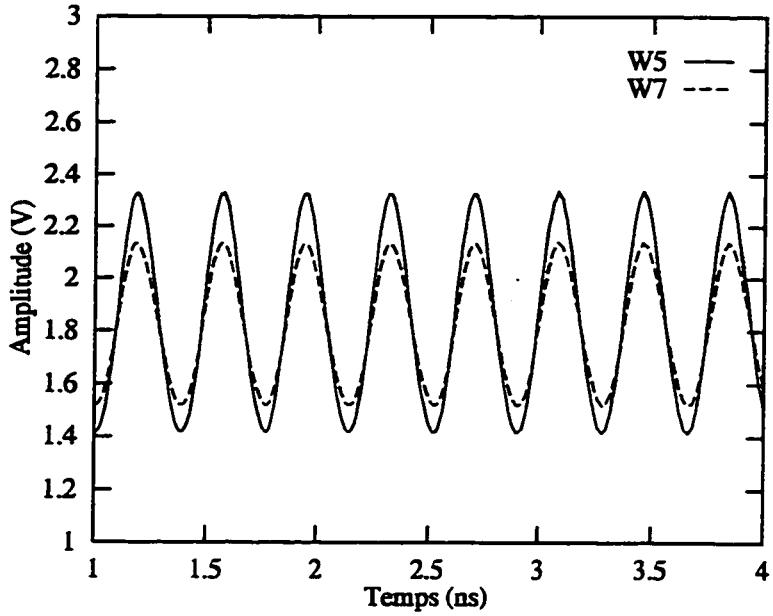


Figure 3.12 Signal de sortie pour le cas avec 5 (W5) et 7 (W7) inverseurs

Avant de terminer cette section, il serait bon de signaler que notre objectif principal en faisant toutes ces simulations n'a pas pour but de produire des résultats précis, ou de donner des chiffres exacts sur cette nouvelle technique. Pour cela, des tests réels, faits sur des circuits réels, auraient été plus pertinents. Notre objectif est plutôt de montrer la viabilité de l'idée. De plus, dans la perspective d'une réalisation concrête, un circuit utilisant les propriétes de meilleure résistance au bruit des structures différentielles est préférable.

3.7 Considérations pratiques

Revenons maintenant à l'observation que l'amplitude décroit quand l'anneau devient de plus en plus long, et discutons l'origine de ce phénomène. La limitation principale à l'idée de la généralisation à des anneaux plus longs vient du fait que lorsque l'anneau contient un nombre plus grand d'inverseurs, les harmoniques des ses signaux internes, qui sont responsables du signal de sortie, comme on la vu plus haut, diminuent assez rapidement. En effet, pour un signal à énergie finie, les amplitudes des harmoniques ont tendance à diminuer, à mesure que leur ordre augmente, selon une vitesse qui dépend de la forme du signal. Ce phénomère est la principale cause de la diminution de l'amplitude du signal de sortie observée du nouvel oscillateur. Des simulations, résumées à la figure 3.13, nous montrent clairement cette tendance. La limite pratique dépendra de notre capacité à amplifier efficacement le signal dans une technologie donnée. À titre d'exemple, la même figure montre que même avec 13 inverseurs, l'anneau arrive quand même à produire un signal ayant $300mV$ crête à crête. De cette discussion, on conclut qu'il serait avantageux de réaliser l'anneau de façon à donner des signaux internes présentant des vitesses plus faibles de décroissance des harmoniques.

Un autre inconvénient moins sévère, associé à cette technique, est le niveau DC qui est superposé au signal oscillant. Cette situation peut parfois causer des problèmes, si par exemple, on voulait utiliser comme amplificateur entre l'oscillateur

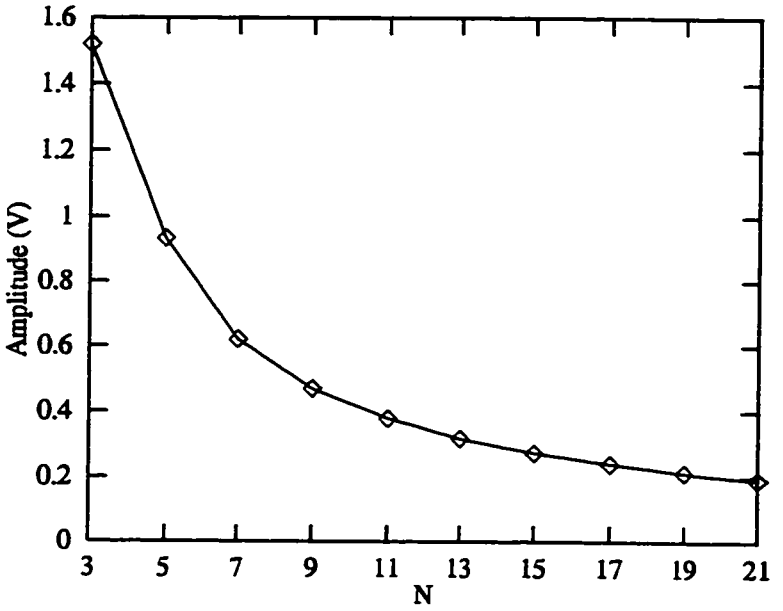


Figure 3.13 Variation de l'amplitude avec le nombre d'inverseurs

et la charge, une simple cascade d'inverseurs [19]. Le niveau DC à l'entrée de l'amplificateur peut ne pas être compatible avec la polarisation requise, et cela aura pour conséquence de causer le déplacement du point de polarisation vers une région sous-optimale, en regard du gain obtenu. La fréquence étant extrêmement élevée, et la région où le gain est substantiel pour la cascade d'inverseurs étant très étroite, même les inévitables variations dûes aux incertitudes du procédé technologique peuvent causer un petit, mais critique, décalage qui peut remettre complètement en cause l'amplification du signal.

Pour remédier à ce problème, nous proposons d'ajouter un autre transistor P, tel qu'illustré à la figure 3.14. L'usage d'un transistor N, ou même une combinaison des deux types, est également envisageable. Ce transistor agit comme une source de

courant continue, I, dont le rôle est de contrôler le niveau de la tension continue à la sortie de l'oscillateur. Ceci est réalisé en forçant le courant I à travers la résistance équivalente R_{eq}, vue à la sortie des trois inverseurs d'interface. Nous obtenons ainsi une tension de valeur $R_{eq}I$ qui vient s'ajouter à celle qui est naturellement présente, afin de modifier et contrôler sa valeur. Cette solution a l'avantage, par rapport à

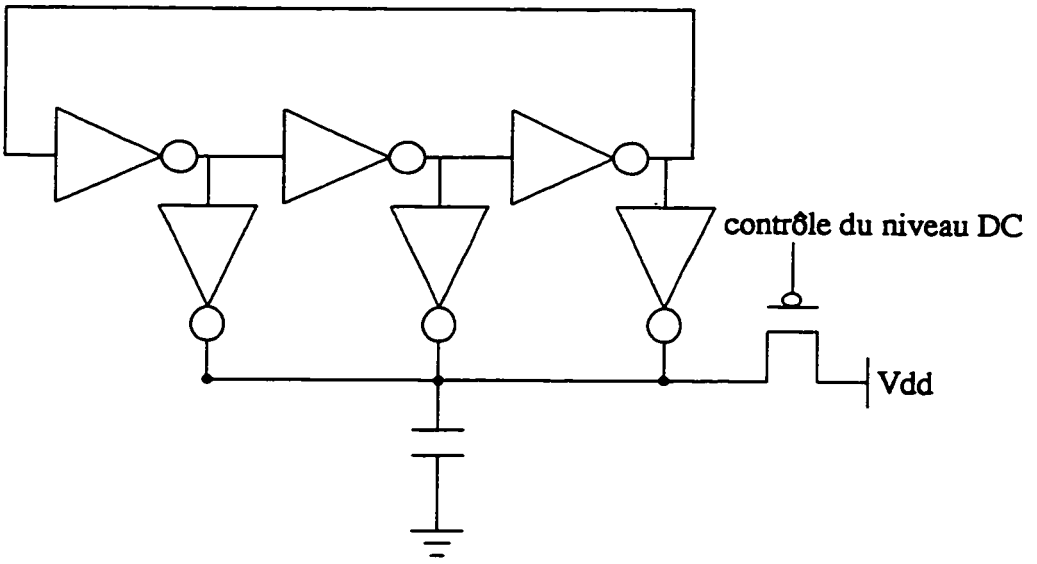


Figure 3.14 Ajustement du niveau DC à la sortie

d'autre possibilités, de ne pas trop abaisser la résistance de sortie R_{eq}, qui dans le cas contraire, aurait nuit à la capacité des transistors d'interface de charger et décharger rapidement la charge capacitive de sortie C. Bien que cette solution ajoute à la consommation globale d'énergie du circuit, elle peut être néanmoins très utile, parce qu'elle offre un moyen efficace de compenser toute dérive dûe aux incertitudes du procédé. La compensation de la dérive peut être précisément établie par des moyens électroniques, en monitorant le signal continu à la sortie, et en appliquant

une tension de compensation adéquate sur la grille du transistor de compensation. Cette tension serait délivrée par un circuit de rétroaction.

3.8 Conclusions

Un oscillateur à très haute vitesse, utilisant une technique nouvelle, a été décrit dans ce chapitre. Une mise en oeuvre CMOS de l'idée a été étudiée, à travers des simulations intensives en utilisant le simulateur HSPICE et plusieurs résultats ont été rapportés. Une extension intéressante de ce travail concerne la caractérisation, et éventuellement l'amélioration, du comportement du circuit en regard des différents paramètres affectant son fonctionnement normal. Il serait utile, en effet, de voir le degré de stabilité du circuit par rapport à la température, l'alimentation ainsi que le bruit inhérent des transistors. La contribution importante traitée dans ce chapitre réside dans l'idée d'exploiter les propriétés d'une structure hautement régulière, en l'occurence l'oscillateur en anneau, pour aboutir à une structure qui est simple et pas très différente, mais qui est nettement plus rapide.

CHAPITRE 4

NOUVEL ANNEAU PEU SENSIBLE AUX VARIATIONS DE VDD

4.1 Introduction

L'oscillateur en anneau constitue une solution très attrayante aux défis soulevés par la demande toujours croissante en vitesse de traitement. Cette demande en vitesse est elle même alimentée par les nouveaux développements dans la technologie des systèmes de communication. L'un des avantages essentiels de l'oscillateur en anneau réside dans sa topologie simple, qui lui confère deux de ses plus importantes propriétés, en l'occurence, la très grande vitesse d'opération et la facilité d'intégration. Malheureusement, la grande sensibilité inhérente du signal généré à différentes sources de bruit, particulièrement en haute fréquence, a limité l'extension de ses utilisations.

Les lignes d'alimentation dans les circuits intégrés sont des connexions globales, qui sont routées à travers toute la puce. Elles sont partagées par tous les blocs constituant le circuit intégré. Par conséquent, le bruit généré dans un bloc quelconque peut se propager sur de grandes distances, à travers ces lignes, pour interférer avec

l'activité normale d'un autre bloc, situé à l'autre bout de la puce. Dans le contexte des systèmes hautement complexes, tels que les microprocesseurs modernes par exemple, le fort bruit digital qui est généré par la commutation simultanée d'un grand nombre de puissants amplificateurs d'entrée/sortie, engendre de sévères fluctuations incontrôlées sur les lignes d'alimentation. Ces fluctuations peuvent ensuite se transmettre à certains composants critiques du système, telle que l'horloge, ou d'autres sous–systèmes analogiques très sensibles, qu'on retrouve dans les nouveaux systèmes mixtes numériques/analogiques.

Il est bien connu que le bruit présent sur les lignes d'alimentation d'un circuit intégré qui incorpore un oscillateur en anneau possède un effet très néfaste sur la stabilié du signal oscillatoire. De plus, cet effet devient plus important à mesure que la complexité du système croit. Le bruit contamine le signal suivant différents mécanismes. La méthode traditionnellement suivie pour en amoindrir les effets néfastes a été l'utilisation de structures totalement différentielles dans la génération du signal. Selon cette approche, le simple inverseur dans l'anneau classique est remplacé par un élément de delais différentiel, généralement sous la forme d'un amplificateur différentiel, [20], [21], capable de donner une version identique mais retardée du signal d'entrée, de même qu'une version inversée et retardée. L'argument sous-jacent à cette idée se base sur l'hypothèse que le bruit dans ce cas affecte les deux entrées de la structure différentielle en même temps, et se présente donc comme

un signal en mode commun. Celui-ci sera par conséquent grandement rejeté, de sorte que ses effets sur le signal oscillatoire seront considérablement atténués.

Parmi les réalisations pratiques ayant adopté la technique différentielle dans l'implantation de leurs oscillateurs, on peut citer [16] et [22]. Ces deux implantations particulières partagent d'ailleurs la même idée de base. Les résultats obtenus sont bons, mais les moyens mis en oeuvre pour y arriver sont importants: une source de tension de référence est essentielle et c'est elle qui pour une large part détermine les performances globales de l'oscillateur. L'inconvénient majeur associé à cette approche est qu'il n'est pas toujours facile de pouvoir réaliser une référence aux performances suffisantes et à un coût raisonable, dans toutes les technologies. D'autre part, il est important de remarquer que bien que l'argument différentiel soit valide lorque les fréquences sont suffisamment basses, aux hautes fréquences, par contre, il perd beaucoup de son poids, parce que les structures différentielles deviennent graduellement incapables de rejeter suffisamment les signaux en mode commun [17]. Par conséquent, on peut penser que les composantes se situant dans la partie haute du spectre du bruit associée aux tensions d'alimentation auront toujours un effet sur le signal oscillatoire.

Une autre technique, qui diffère totalement de celle qu'on vient de décrire, a été proposée par *Ware et al.* dans [23]. Dans ce travail, les auteurs ont opté pour le traditionnel et simple anneau, dont les éléments de délais sont de simples

inverseurs à entrée et sortie simples. Leur approche pour s'attaquer au bruit dans les alimentations s'inspire du constat suivant: ce ne sont pas les fluctuations sur V_{dd} seule qui sont responsables de l'instabilité de l'oscillation, mais c'est plutôt la différence de tension entre les lignes V_{dd} et Gnd qui en est la cause. Capitalisant sur cette observation, ils ont inventé une technique pour améliorer la stabilité de l'anneau en créant une ligne de masse virtuelle, sur laquelle ils induisent exactement les mêmes fluctuations que celles apparaisant sur V_{dd}, en utilisant un circuit suiveur et une référence de tension. L'idée, dans sa forme conceptuelle, est montrée à la figure 4.1. Selon cette approche, la différence de tension entre V_{dd} et la masse virtuelle

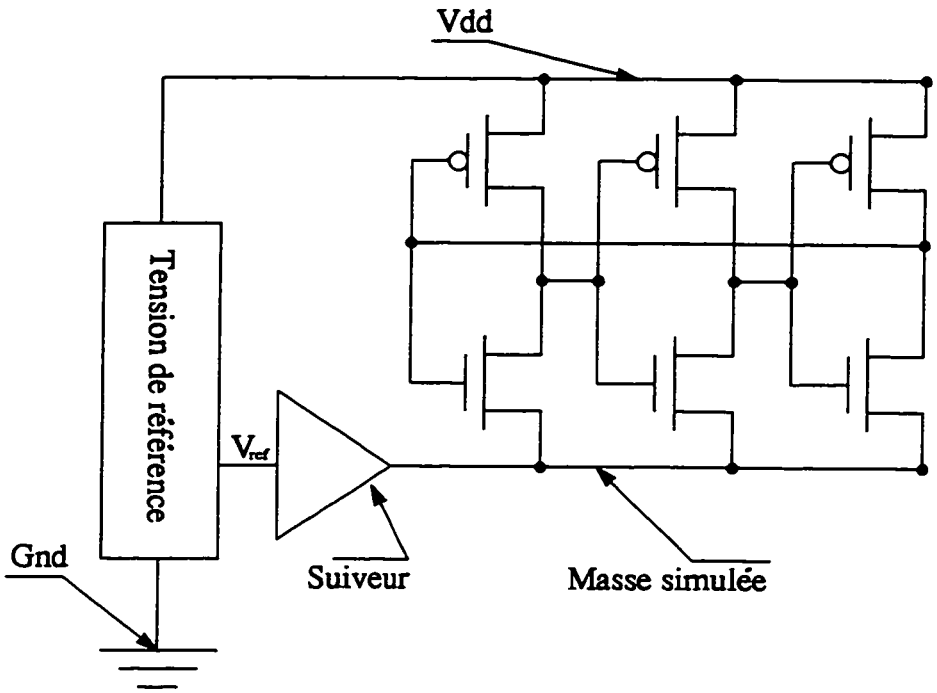


Figure 4.1 Technique de stabilisation proposée par Ware et al.

est toujours constante, et ceci malgré les fluctuations, ce qui conduit donc à une plus

grande stabilité. L'idée est très attrayante, malheureusement on retrouve à peu près les mêmes inconvénients que la première technique citée, c'est-à-dire le besoin d'une source de référence. Notons cependant que les performances attendues de cette réference sont moins critiques que celles requises par la première technique. De plus, le suiveur, qui est un composant clé dans la solution proposée, doit avoir une très large bande passante si on veut espérer obtenir de bons résultats, incluant la portion du bruit dans les hautes fréquences, ce qui est évidemment très difficile à réaliser dans la pratique.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une approche totalement différente pour résoudre le même problème, et qui, nous le pensons, est plus puissante dans sa capacité à donner une grande stabilité à moindre coût. Elle a le potentiel, théoriquement, de rejeter complètement toute influence du bruit de l'alimentation sur le signal. À la limite, la stabilité ne dépendrait que du bruit inhérent des composants de l'oscillateur. À la section 4.2, on présentera une analyse de stabilité pour l'oscillateur en anneau classique vis-à-vis des variations de V_{dd}, dans le but de mieux cerner les phénomènes qui sont à l'origine de sa haute sensibilité. À la section 4.3, notre approche sera détaillée en nous basant sur les résultats de l'analyse faite à la section 4.2. La section 4.4 sera consacrée à l'implantation des concepts sous forme d'une première réalisation et les circuits importants y seront présentés. La section

4.5 sera consacrée à l'évaluation de la performance du nouvel oscillateur, en utilisant le simulateur de circuit HSPICE. Finalement, nous terminerons avec quelques conclusions à la section 4.6.

4.2 Sensibilité de l'anneau classique

Pour pouvoir résoudre un problème donné, la connaissance des causes exactes, qui sont à la base de sa manifestation, est nécessaire avant d'envisager les solutions possibles. Ainsi, cette section sera consacrée à l'étude de l'oscillateur en anneau classique, où les aspects concernant les interactions entre les fluctuations de la tension d'alimentation V_{dd} et le signal oscillatoire constitueront le point focal de l'investigation, dans le but de mieux comprendre comment la stabilité est affectée. Lorsque ceci est réalisé, un certain nombre de paramètres clés qui jouent un rôle important dans ces interactions vont être dégagés, de sorte que les concepts de base qui sont sous-jacents à notre technique, détaillée à la section prochaine, peuvent être plus facilement saisis.

Un oscillateur en anneau CMOS typique est montré à la figure 4.2. La figure montre un circuit comprenant 3 inverseurs, qui est le nombre minimal requis. Rappelons que dans sa forme la plus générale, un oscillateur en anneau comporte un nombre impair quelconque de tels inverseurs. Un regard rapide porté sur la

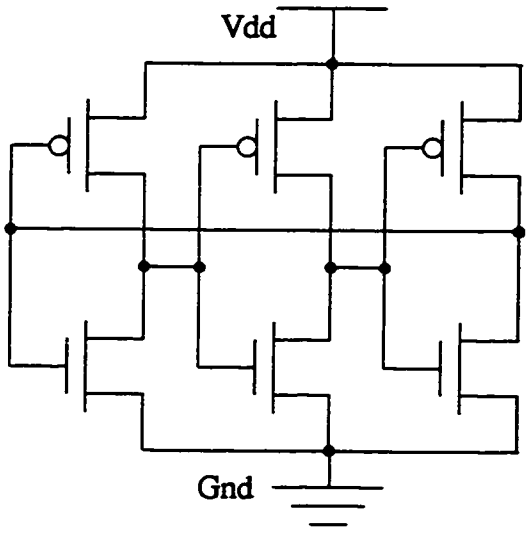


Figure 4.2 Topologie d'un anneau classique CMOS à 3 inverseurs

structure d'un inverseur, sachant comment les transistors MOS opèrent, nous convaincra immédiatement sur la faiblesse intrinsèque de l'anneau, quant à sa capacité de prévenir la contamination du signal oscillatoire par les fluctuations apparaissant sur la ligne V_{dd}. En effet, chaque inverseur possède 2 transistors, l'un du type P et l'autre du type N, dont les deux *drains* sont connectés ensembles pour former la sortie. Les 2 *grilles*, également liées ensemble, forment l'entrée. Finalement, les *sources* des transistors P et N sont connectées à V_{dd} et *Gnd* respectivement. Ainsi, la sortie de l'inverseur classique n'est isolée des lignes d'alimentation que par de simples transistors. Pour mieux comprendre pourquoi cette structure est si sensible aux variations de la tension d'alimentation, imaginons que l'entrée est soumise à une tension fixe. Dans ces conditions, les transistors se comportent comme des amplificateurs de transconductance à grille commune, qui transforment toute fluctuation, même

minime, apparaissant sur V_{dd}, en un courant selon la loi quadratique propre aux transistors MOS. Le courant fluctuant qui en résulte va donc charger et décharger la capacité de sortie en des temps incertains, ce qui se traduira pour l'oscillateur en anneau par une fluctuation dans sa période totale, puisqu'elle correspond à la somme de plusieurs quantités fluctuantes. Cet effet devient d'autant plus sévère que l'amplitude des fluctuations augmente, ou que la polarisation correspondante des transistors est moins favorable lorsqu'une fluctuation arrive.

Compte tenu de la complexité des systèmes en jeu, les fluctuations ont un caractère imprévisible, et elles peuvent donc être representées par un signal aléatoire. Celui-ci possède un contenu harmonique très riche, ce qui rend sa manipulation mathématique très ardue. Une analyse en mode DC, plus simple et plus directe, va nous permettre de visualiser l'essence de l'effet, sans être pour autant excessivement imprécise. De plus, cette analyse donne une estimation pessimiste, et donc plus conservatrice sur la stabilité du signal. Une première analyse intuitive nous permet d'identifier deux phénomènes, dont les effets sont antagonistes. D'une part, lorsque V_{dd} augmente, l'amplitude du signal oscillatoire suit cette augmentation, à cause de la forte corrélation qui existe entre les deux. Comme il faut plus de temps pour charger une capacité donnée à une tension plus élevée, ceci a donc pour effet d'allonger le temps de charge et le temps de décharge. En effet, décharger une capacité donnée à travers un chemin fixe prend plus de temps pour des excursions de

tension plus grandes. La conséquence de ce premier effet est donc une augmentation de la période, ou ce qui revient au même, une diminution de la fréquence. D'un autre côté, si V_{dd} augmente, la tension V_{gs} des transistors augmente, ce qui veut dire que les courants de charge et de décharge générés respectivement par les transistors P et N vont être plus importants. Les temps de charge et de décharge auront donc une tendance à diminuer, entrainant ainsi une augmentation de la fréquence du signal. Mais comme le courant est une fonction quadratique de la tension, il croit plus rapidement que la tension correspondante, et il semble donc que le gain de vitesse apporté par l'augmentation du courant est plus que suffisant pour contrebalancer la perte engendrée par une tension plus importante. En conséquence, la fréquence augmente avec l'augmentation de la tension V_{dd}.

Une analyse mathématique exacte du phénomène est difficile à entreprendre, à cause des non-linéarités importantes qui caractérisent les processus de charge et décharge. Cette difficulté découle aussi de la discontinuité dans les modèles mathématiques des transistors MOS. Il est toutefois possible de faire une analyse simplifiée, dont le but ultime n'est pas d'arriver à des formules précises et exactes pour les différents temps importants qui interviennent, mais où les aspects qualitatifs importants seront préservés, de sorte que les résultats qui en découleront seront globalement justes. Pour simplifier, nous utiliserons donc dans ce qui suivera un modèle mathématique simplifié pour les transistors. Ce modèle n'est pas rigoureusement

exact, mais les propriétés fondamentales y sont présentes. La région de saturation et la région linéaire sont représentées par des segments de droite qui intersectent pour former une région de transition caractérisée par une forme abrupte. Le modèle est montré schématiquement à la figure 4.3.

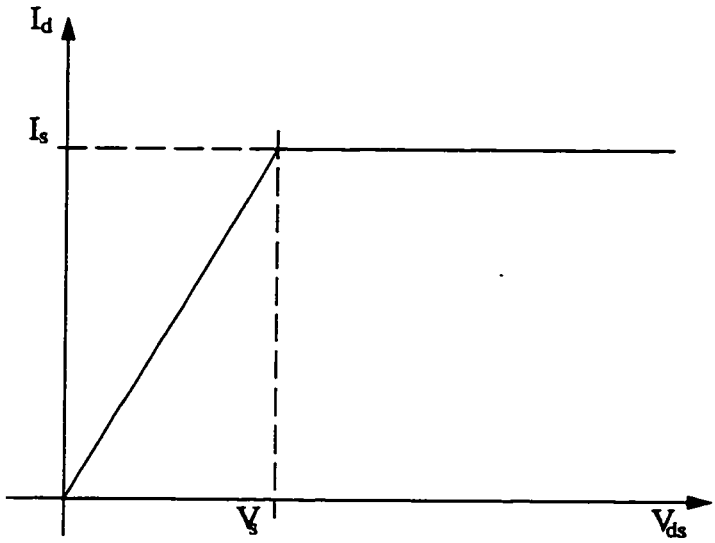


Figure 4.3 Modèle idéalisé d'un transistor MOS

L'oscillateur en anneau CMOS est une structure régulière formée par un certain nombre d'inverseurs identiques. Il est donc suffisant d'analyser un seul de ces inverseurs, puis d'étendre et de généraliser les résultats d'une manière appropriée pour toute la structure. La période d'oscillation est grossièrement déterminée par deux composantes temporelles: le temps de charge T_c et le temps de décharge T_d. D'autre part, T_c et T_d sont déterminés suivant le même processus de base, il est donc suffisant de faire le calcul pour l'un seulement, par exemple T_c, et ensuite extrapoler le résultat à l'autre.

Afin de dériver la forme mathématique de T_c, on supposera que l'entrée de l'inverseur est maintenue à une tension de 0V pendant toute la durée de la charge. Ceci n'est évidemment qu'une approximation grossière, mais qui est quand même valable pour le besoin de notre analyse. On supposera aussi qu'au début, la sortie est complètement déchargée, de sorte que $V_{out} = 0V$. Dans ces conditions, le système passe par 2 étapes avant de compléter un événement de charge. T_c a donc 2 composantes, qu'on notera t_i et t_r respectivement. Au début, l'inverseur sera équivalent à une simple source de courant qui charge la capacité de sortie, jusqu'à ce que la tension de saturation V_s soit atteinte, comme montré à la figure 4.4. V_s va donc être atteinte après un temps t_i, de sorte que:

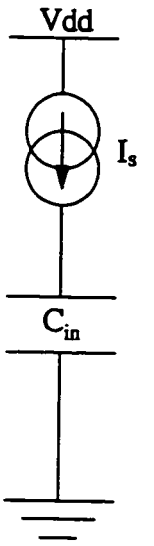


Figure 4.4 Circuit équivalent de charge en région de saturation

$$V_s = \frac{I_s t_i}{C_{in}} \tag{4.1}$$

ce qui donne

$$t_i = \frac{C_{in} V_s}{I_s} \tag{4.2}$$

Puisque nous nous interessons à l'effet des variations de V_{dd} sur la fréquence, toutes les composantes temporelle pertinentes doivent être exprimées en termes de V_{dd}, et éventuellement aussi en fonction de termes constants en V_{dd}. Donc, en utilisant la loi quadratique donnant I_s en fonction de V_{gs}, et en tenant compte du fait que dans ce cas précis V_{gs} est exactement V_{dd}, I_s s'écrit:

$$I_s = K(V_{dd} - V_t)^2 \tag{4.3}$$

où K est, en première analyse, une constante en V_{dd}. Elle ne dépend que de la technologie particulière utilisée. V_t est la valeur absolue de la tension seuil du transistor P. La tension de saturation dépend, elle aussi, de la valeur de V_{dd}, et elle est donnée par

$$V_s = (V_{gs} - V_t) = (V_{dd} - V_t) \tag{4.4}$$

Finalement, en combinant les équations (4.3) et (4.4) dans (4.2), on obtient l'expression finale suivante:

$$t_i = \frac{C_{in}}{K(V_{dd} - V_t)} \tag{4.5}$$

Quand V_{out} atteint V_s, le transistor ne se comporte plus comme une source de courant. À ce moment, il devient équivalent à une résistance R, dont la valeur est

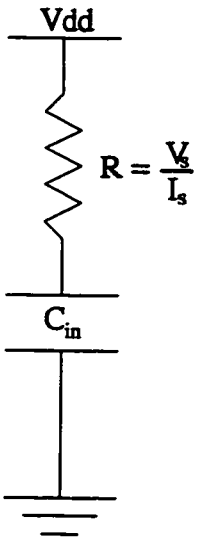


Figure 4.5 Circuit équivalent de charge en région linéaire

donnée par la pente de la caractéristique dans la région linéaire, c'est-à-dire:

$$R = \frac{V_s}{I_s} \tag{4.6}$$

Maintenant, le circuit équivalent devient celui montré à la figure 4.5, avec comme condition initiale $V_{out} = V_s$. Ce circuit correspond au filtre passe-bas classique, dont l'équation de charge est légèrement modifiée pour tenir compte des conditions initiales. Elle est donnée par:

$$V_{out} = (V_s - V_{dd})e^{-\frac{t}{RC_{in}}} + V_{dd} \tag{4.7}$$

Pour faciliter le calcul, supposons que la valeur finale de la tension est $\frac{9}{10}V_{dd}$. Dans ce cas, le temps qu'il faut pour atteindre cette valeur serait donné par l'équation:

$$\frac{9}{10}V_{dd} = (V_s - V_{dd})e^{-\frac{t_r}{RC_{in}}} + V_{dd} \tag{4.8}$$

ce qui donne

$$\frac{V_{dd}}{10(V_{dd}-V_s)} = e^{-\frac{t_r}{RC_{in}}} \tag{4.9}$$

de cette dernière équation on a:

$$t_r = RC_{in} \ln 10(1 - \frac{V_s}{V_{dd}}) \tag{4.10}$$

et utilisant (4.4), on a finalement:

$$t_r = RC_{in} \ln(\frac{10V_t}{V_{dd}}) \tag{4.11}$$

Le temps de charge total est donc:

$$T_c = t_i + t_r = \frac{C_{in}}{K(V_{dd}-V_t)} + RC_{in} \ln(\frac{10V_t}{V_{dd}}) \tag{4.12}$$

La résistance R dépend de la tension V_{dd} à travers l'équation (4.6). En substituant les équations (4.3) et (4.4) dans (4.6), on obtient:

$$R = \frac{1}{K(V_{dd}-V_t)} \tag{4.13}$$

et en remplaçant la nouvelle expressions de R dans (4.12), on obtient l'expression finale de T_c en fonction de V_{dd}:

$$T_c = \frac{C_{in}}{K(V_{dd}-V_t)} \left[1 + \ln(\frac{10V_t}{V_{dd}})\right] \tag{4.14}$$

En dérivant l'équation (4.14) par rapport à V_{dd}, on peut déterminer l'effet des variations de V_{dd} sur le temps de charge T_c. Donc:

$$\frac{dT_c}{dV_{dd}} = -\frac{C_{in}}{K(V_{dd}-V_t)} \left[\frac{1}{V_{dd}-V_t}\left(1 + \ln(\frac{10V_t}{V_{dd}})\right) + \frac{1}{V_{dd}}\right] \tag{4.15}$$

Pour des valeurs pratiques de V_{dd} et V_t, le terme $\frac{1}{V_{dd}-V_t}\left(1+\ln(\frac{10V_t}{V_{dd}})\right)+\frac{1}{V_{dd}}$ est positif, ce qui traduit le fait que $\frac{dT_c}{dV_{dd}} < 0$, et donc une décroissance de T_c selon V_{dd}. Nous tenons à faire remarquer, cependant, que le second terme de l'équation (4.15) devient négatif pour des valeurs importantes de la tension V_{dd}, ce qui indique que T_c devient croissant à partir d'une certaine tension d'alimentation. Ce fait a d'ailleurs été effectivement observé experimentalement, par simulations de l'oscillateur à de grandes tensions. Ce résultat démontre que notre analyse mathématique rend compte des tendances générales du circuit.

La même procédure conduirait à des résultats semblables en ce qui concerne T_d, puisque les phénomènes mis en jeu sont essentiellement semblables, de sorte que la période totale T décroit quand la tension d'alimentation croit et inversement, pour des valeurs pratiques de V_{dd}. Ce résultat analytique est en conformité avec les résultats expérimentaux.

4.3 Solution

Avant d'aborder la solution, commençons par récapituler les résultats de la section précédente. On a montré comment les sorties des inverseurs dans l'oscillateur en anneau classique se chargeaient jusqu'à atteindre un niveau de tension très proche de l'alimentation V_{dd}. L'amplitude du signal en est donc directement tributaire. On

a également montré, par une analyse mathématique, que pour une telle structure, la variation de l'amplitude entraine une variation dans la fréquence du signal. Ce phénomène est en partie responsable de l'instabilité observée. Partant de ce constat, notre solution est maintenant évidente. La stratégie que nous avons adopté pour contrecarrer le problème est tout simplement de rendre l'amplitude aussi peu dépendante de l'alimentation que possible. L'idée qui en découle est de limiter l'amplitude du signal à une valeur indépendante de V_{dd}, valeur qui sera déterminée par un circuit externe. Il s'agit ensuite d'effectuer la charge et la décharge des noeuds internes par l'intermédiaire de chemins insensibles aux variations de V_{dd}. Avec la solution proposée, les différents temps qui interviennent dans le processus de l'oscillation, pour constituer la période du signal, seront peu affectés par la tension d'alimentation, ce qui impliquera, par conséquent, une plus grande stabilité.

La figure 4.6 montre la solution proposée dans sa forme conceptuelle. Le nouvel oscillateur en anneau, incorporant les idées qu'on vient de citer, est constitué de 3 inverseurs modifiés. Ces derniers comportent, chacun, une source de courant, Un transistor N, et un élément limiteur. La source de courant sert à charger la capacité d'entrée du prochain inverseur à l'aide d'un courant constant. Le rôle du transistor N consiste à servir de chemin de décharge. Finalement, l'élément limiteur, symbolisé sur le schéma par une résistance dont la caractéristique est très non–linéaire, sert à écrêter l'amplitude du signal à une valeur choisie. La dépendance de cette résistance

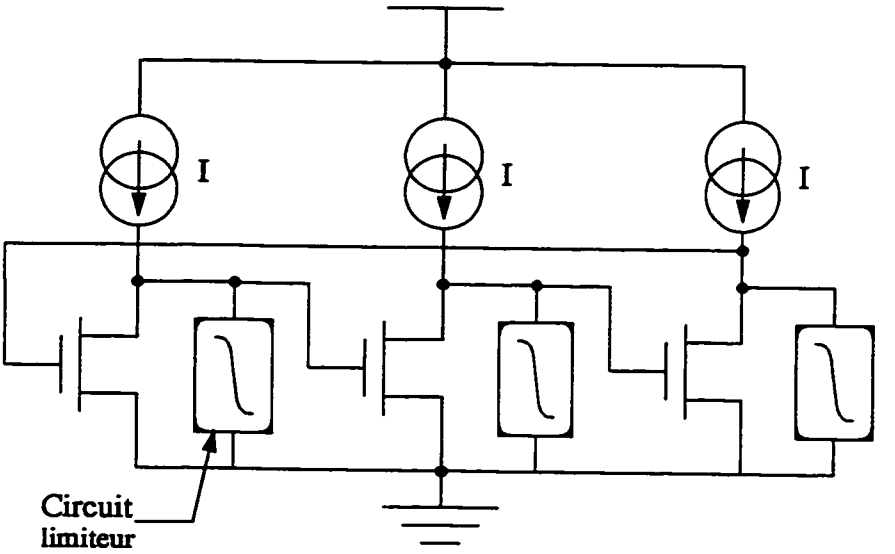


Figure 4.6 Forme conceptuelle de la solution proposée

par rapport à la tension est schématisée à la figure 4.7. L'idée derrière une telle caractéristique est d'avoir une très grande résistance quand la tension est proche de 0, pour ne pas réduire le gain de l'inverseur. Autrement, la structure serait incapable de produire des oscillations. Quand le niveau de tension atteint une valeur prédéterminée, V_{lim} sur la figure, la résistance décroit très rapidement vers une valeur suffisamment petite, de sorte que le courant généré par la source y est totalement absorbé. Ce processus conduit à l'effet d'écrêtage souhaité. En effet, le courant de charge, qui provoque la montée de la tension par accumulation de charges sur la capacité, devient quasiment nul, puisqu'il est totalement détourné dans le circuit limiteur.

Théoriquement, le nouveau temps de charge T_c ne dépendera plus que du

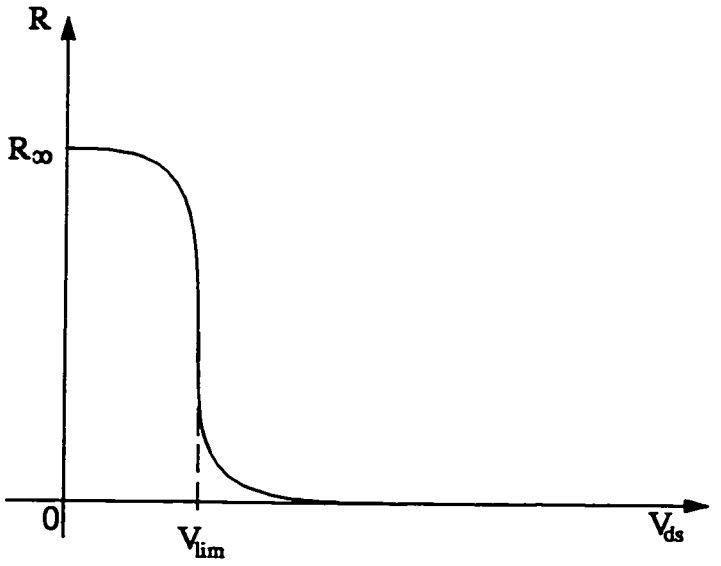


Figure 4.7 Caractéristique idéale de l'élément écrêteur

courant I, généré par la source, et de la tension V_{lim}, définie par le circuit écrêteur. Son expression mathématique sera donnée par:

$$T_c = \frac{C_{in} V_{lim}}{I} \tag{4.16}$$

où C_{in} représente la valeur moyenne de la capacité d'entrée de l'inverseur suivant dans l'anneau. D'autre part, le temps de décharge (il faut noter qu'il n'est pas nécessaire de connaître son expression mathématique exacte, pour autant qu'on sache qu'il ne dépend pas de V_{dd}) ne dépendra que des dimensions physiques du transistor de décharge, ainsi que de la tension d'écrêtage V_{lim}. Il n'y a pas de formules simples pour calculer T_d, comme c'est le cas pour T_c, mais on peut en avoir une bonne approximation, comme on l'a fait à la section précédente. Ceci est obtenu en prenant en compte les deux régions d'opération d'un transistor N, et en calculant

les deux temps t_i et t_r correspondants. Le temps de décharge total sera donc donné par:

$$T_d = t_i + t_r \tag{4.17}$$

Il devient clair, en considérant le raisonnement précédent, que le signal oscillant qui en résulte va être grandement indépendant de la valeur de la tension d'alimentation. En effet, les temps importants, qui interviennent pour former la période du signal, sont tous décrits par des expressions indépendantes de la tension d'alimentation.

Il est utile de signaler avant de clore cette section qu'on peut envisager d'implanter l'importante fonction VCO, simplement en modulant le courant de charge. La fréquence sera d'autant plus élevée que le courant est grand.

4.4 Réalisation pratique

Dans la section précédente, nous avons montré que l'idée fonctionne bien dans sa forme conceptuelle. Le défi est de pouvoir l'implanter en termes de circuits réels. C'est relativement facile de concevoir une source de courant, ce problème a déjà été traité dans la littérature, dont la référence [17] est une bonne source d'informations. Par contre, il n'est pas évident de réaliser l'élément limiteur de tension à caractéristique hautement non-linéaire de la figure 4.7. Bien que sa fonction

soit similaire à celle d'une simple diode, il n'est pas toujours possible de fabriquer une diode avec la polarité voulue dans toutes les technologies CMOS. De plus, la tension V_{be} correspondante est très sensible à la température, ce qui risque de dégrader la réponse en température du circuit total. Dans ce qui suit, nous allons décrire la source de courant, puis nous aborderons le circuit limiteur.

4.4.1 La source de courant

Une bonne source de courant est très importante pour le succès de notre technique. Il est par conséquent crucial d'accorder une attention particulière à sa conception. Le paramètre pertinent le plus important est l'impédance de sortie de la source, puisque pendant l'opération de l'oscillateur, la source sera soumise à une variation assez importante de la tension à ses bornes, du fait des fluctuations. Le second paramètre intéressant, qui a son utilité lorsqu'on veut réaliser un VCO, est bien entendu la plage de courant que la source peut donner, sans que sa haute impédance ne soit dégradée. Plus particulièrement, la valeur maximale du courant fixera la fréquence maximale qu'on pourra atteindre.

Une manière directe et simple d'obtenir une source de courant est d'utiliser un transistor unique travaillant dans sa région de saturation, en d'autres termes, un transistor dont les tensions satisfont les conditions mathématiques suivantes:

$$| V_{gs} | > | V_T | \qquad | V_{ds} | > | V_{gs} - V_T |$$

Malheureusement, cette simplicité n'est pas sans payer un prix. En effet, cette structure souffre de quelques limitations qui en restreignent l'utilité. L'une des plus importantes limitations est l'effet de modulation de la longueur du canal. En effet, la longueur effective du canal du transistor varie lorsque V_{ds} varie. De plus, cet effet est d'autant plus prononcé que le courant traversant le transistor est grand. Une méthode pour le contrecarrer est simplement d'augmenter la longueur de canal du transistor, de sorte que $\frac{\partial x_d}{\partial V_{ds}}$ devient une partie négligeable de la longueur totale, où x_d représente la longueur de la région de dépletion qui existe entre la fin du canal effectif et la position du drain présente à la saturation, ce qui conduit donc à une impédance de sortie nettement plus élevée [24]. L'inconvénient majeur associé à l'augmentation de la longueur du canal réside dans la faible capacité du transistor qui en résulte à donner un courant suffisant. Cela conduit à une plus faible fréquence maximale. D'autre part, le bruit associé à un tel transistor est plus important. L'autre façon permettant d'obtenir une augmentation substantielle de l'impédance de sortie, sans recourir à l'augmentation de la longueur du canal, est l'utilisation d'une source de courant du type Wilson. Cette source utilise les propriétés de la rétroaction négative courant-courant, pour obtenir une multiplication par un facteur très important de l'impédance de sortie associée à un transistor seul. On a donc choisi pour notre circuit une source de courant Wilson.

4.4.2 Le circuit d'écrêtage

Comme nous l'avons mentionné plus haut, ce n'est pas du tout évident de trouver un moyen pour implanter la caractéristique tension–résistance montrée à la figure 4.7. Heureusement, une méthode simple, permettant d'arriver pratiquement au même résultat, existe. Elle utilise un simple transistor N connecté en diode, comme montré à la figure 4.8. Bien que la résistance simulée ainsi obtenue ne présente pas

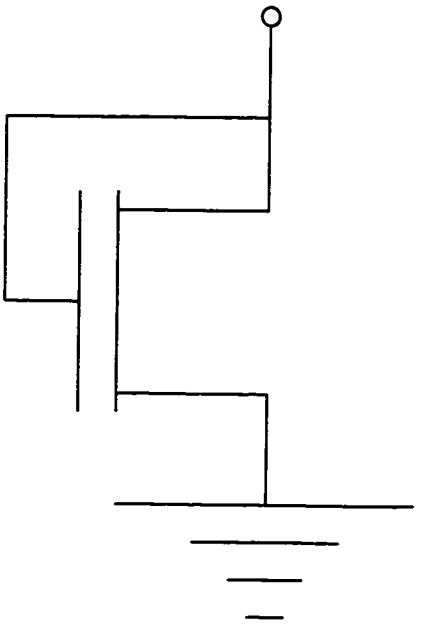


Figure 4.8 Un circuit écrêteur simple

la transition abrupte souhaitée, comme celle de la figure 4.7 à l'approche de V_{lim}, elle est quand même tout aussi efficace à remplir son rôle. Seule la forme du signal oscillatoire va en souffrir légèrement. Le circuit de la figure 4.8 produit l'effet d'écrêtage suivant un autre mécanisme. En fait, la transistion abrupte de la résistance n'est

pas le seul moyen pour réaliser la limitation de la tension, comme nous allons le montrer tout de suite. Considérons le transistor connecté en diode de la figure 4.8. À mesure que V_{ds} augmente, le courant absorbé par le transistor s'accroit. Quand V_{ds} atteint le niveau d'équilibre, où le courant absorbé devient égal au courant de charge, celui-ci se retrouve complètement dans le transistor en diode, arrêtant par la même occasion toute charge supplémentaire de la capacité de sortie. La tension se trouve ainsi limitée à cette valeur maximale. Notons toutefois que le transistor limiteur se trouve en parallèle avec le transistor de décharge. Sous certaines conditions, la combinaison qui en résulte peut avoir des conséquences néfastes sur le gain en tension de l'inverseur, qui peut se dégrader jusqu'au point ou l'oscillation cesse complètement. Pour prévenir cette éventualité, le transistor connecté en diode doit être suffisamment petit en comparaison avec le transistor de décharge.

Il est intéressant de remarquer ici que la combinaison du transistor de décharge avec le transistor du circuit limiteur peut être fabriquée très efficacement en utilisant les transistors multidrains, qui ont été introduits dans [25]. En utilisant un transistor à 3 drains, on peut facilement réaliser la combinaison citée, en faisant un court-circuit entre deux drains qui seront connectés à la source de courant. Le drain restant servira à implanter le chemin de décharge.

4.5 Vérification expérimentale

Le circuit final comprenant tous les éléments du nouvel oscillateur en anneau est montré à la figure 4.9. Dans ce qui suit, un certain nombre de simulations HSPICE

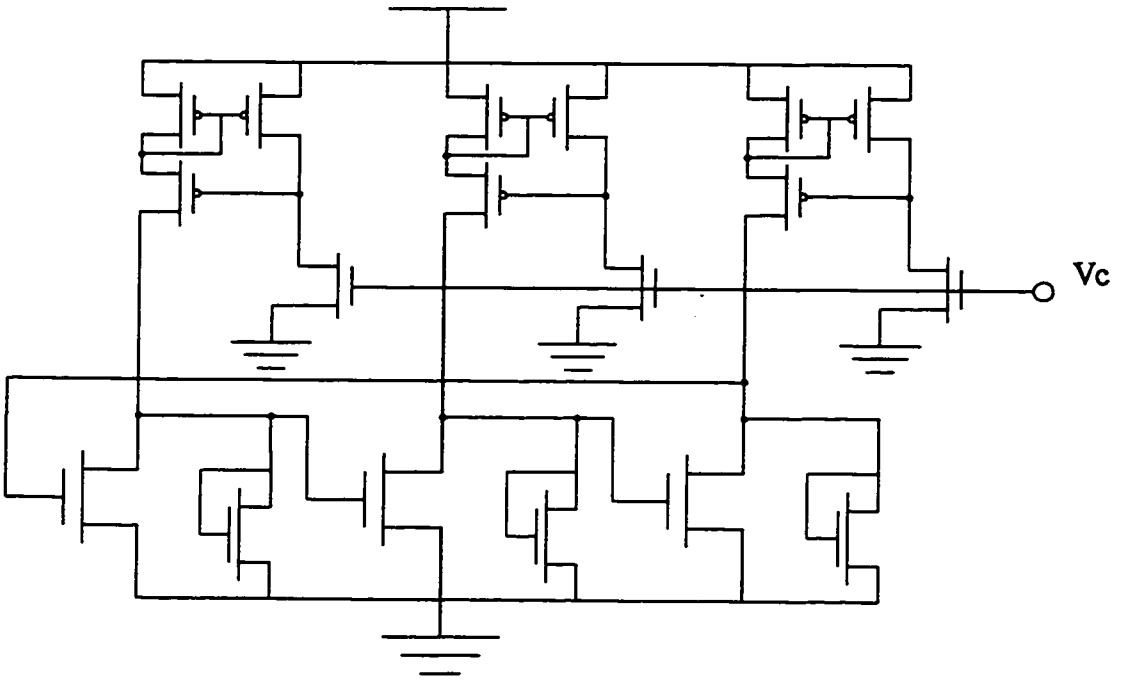


Figure 4.9 Le circuit final

vont être conduites pour évaluer et valider les performances de la technique.

La figure 4.10 montre le comportement de la fréquence du signal, lorsque V_{dd} varie statiquement entre $4.1V$ et $5.5V$. La figure montre aussi la réponse d'un oscillateur en anneau classique à 3 inverseurs, pour la même plage de tension. Cet anneau a été dimensioné de sorte que sa fréquence soit proche de celle du nouveau circuit, dans le but de faciliter la comparaison. Comme il peut être clairement constaté sur

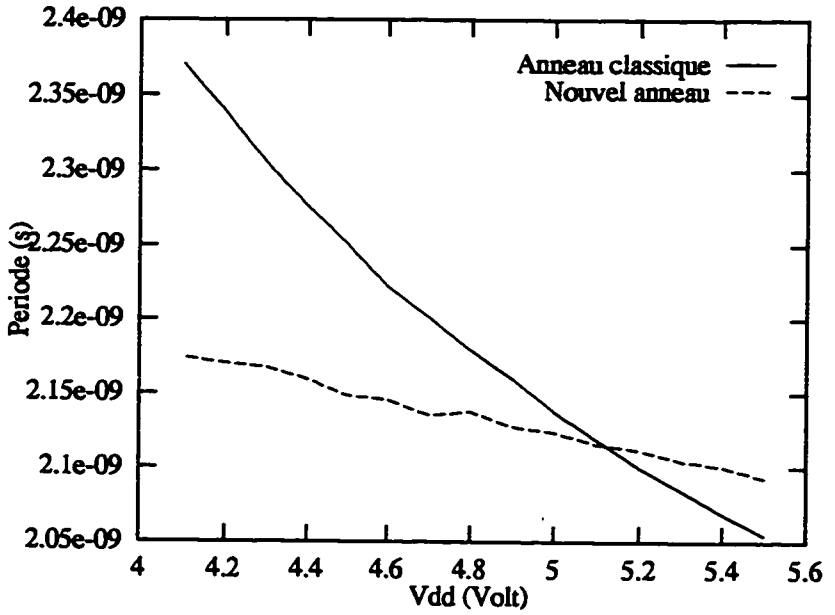


Figure 4.10 Réponse des 2 anneaux aux variations statiques de V_{dd}

cette figure, le nouvel oscillateur est nettement plus performant. Avec la nouvelle technique, on obtient globalement une sensibilité de 2.7%/V, alors que celle correspondant à l'anneau classique est de plus de 10%/V, c'est-à-dire une amélioration par un facteur de près de 4. La pente de la courbe de réponse est dûe essentiellement au comportement non-idéal des différentes sources de courant du circuit.

Les figures 4.11 et 4.12 montrent les signaux de sortie obtenus pour $V_{dd} = 4.5V$ et $V_{dd} = 5.5V$, pour l'anneau classique et la nouvelle configuration respectivement. Comme on peut le voir, le signal dans le second cas est seulement très légérement déformé lorsqu'on passe d'une valeur à l'autre de la tension d'alimentation, comparativement à l'anneau classique qui exhibe, comme expliqué à la section 4.2, une forte dépendance de son amplitude sur la valeur courante de la tension d'alimentation V_{dd}.

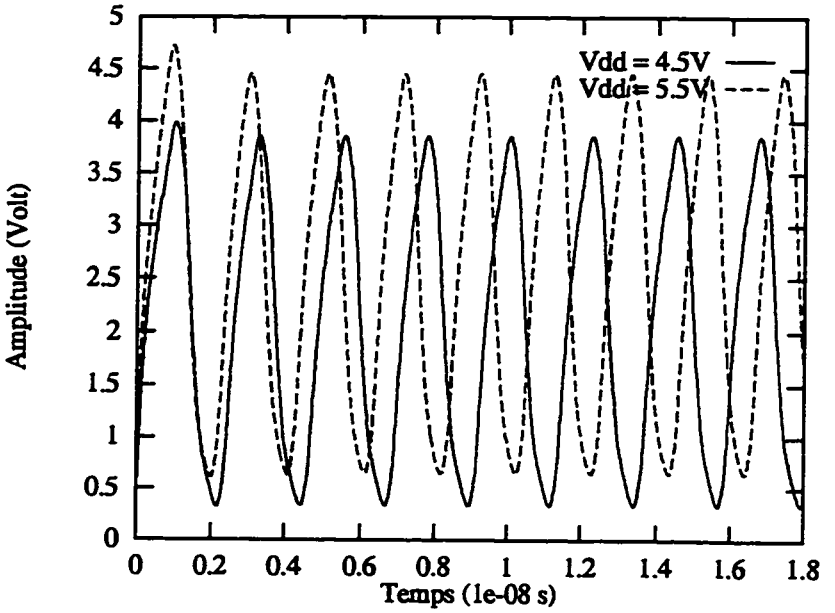


Figure 4.11 Formes d'ondes obtenues avec un anneau classique

On peut également remarquer la très faible dépendance de la tension limite V_{lim} sur le courant de charge, à travers une diminution à peine constatable de l'amplitude du signal, lorsqu'on passe de $5.5V$ à $4.5V$. Ceci vient du fait que la tension de saturation d'un transistor augmente comme la racine carrée du courant qui le traverse.

La fonction VCO du circuit est obtenue simplement en variant la tension de contrôle V_c. Cette tension commande la grille du transistor de contrôle, qui joue le rôle d'un simple convertisseur tension-courant. Nous avons choisi d'utiliser un transistor unique pour réaliser le convertisseur. Une structure cascode, utilisant 2 transistors empilés, aurait normalement produit un circuit plus performant. Malheureusement, le fait que tous les transistors doivent opérer dans leurs régions de saturation, pour assurer un fonctionnement optimal, limiterait grandement notre

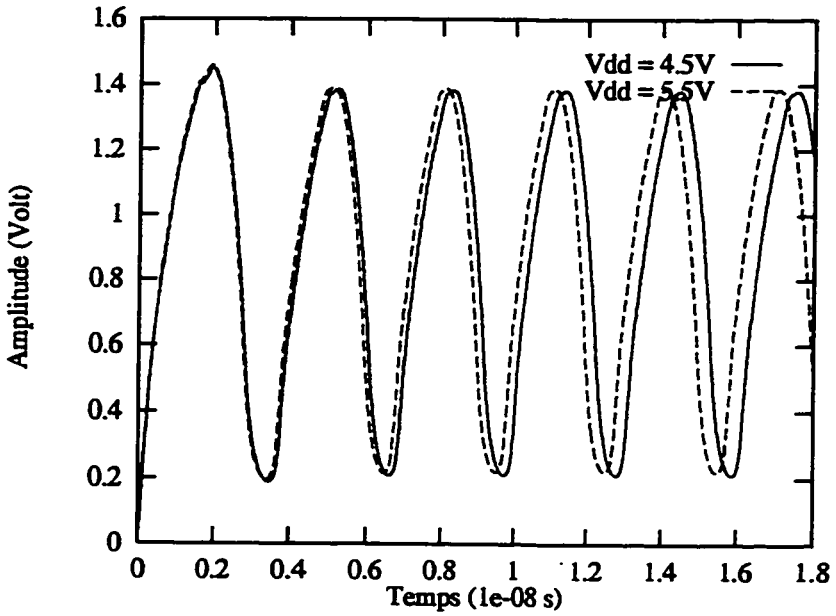


Figure 4.12 Formes d'ondes obtenues avec le nouveau circuit

capacité à varier la tension V_c, et donc la fréquence de l'oscillateur, avec une telle configuration. Cette observation est particulièrement vraie pour les valeurs les plus basses de V_{dd}. Par contre, pour permettre au simple convertisseur tension–courant d'atteindre une réponse proche de l'idéal, nous lui avons choisi une longueur de canal suffisamment grande. La figure 4.13 montre la fréquence du signal en fonction de la tension de contrôle V_c. Comme la figure le montre bien, le circuit permet de réaliser une large plage dynamique pour la fréquence de sortie. La réponse possède une non-linéarité de 9.5%, qui est acceptable pour de nombreuses applications. Il est toutefois utile de signaler qu'il existe des techniques utilisant les propriétés de la rétroaction [26], [27] pour linéariser davantage cette caractéristique. Ces techniques peuvent être utilisées dans des applications telles que la démodulation FM,

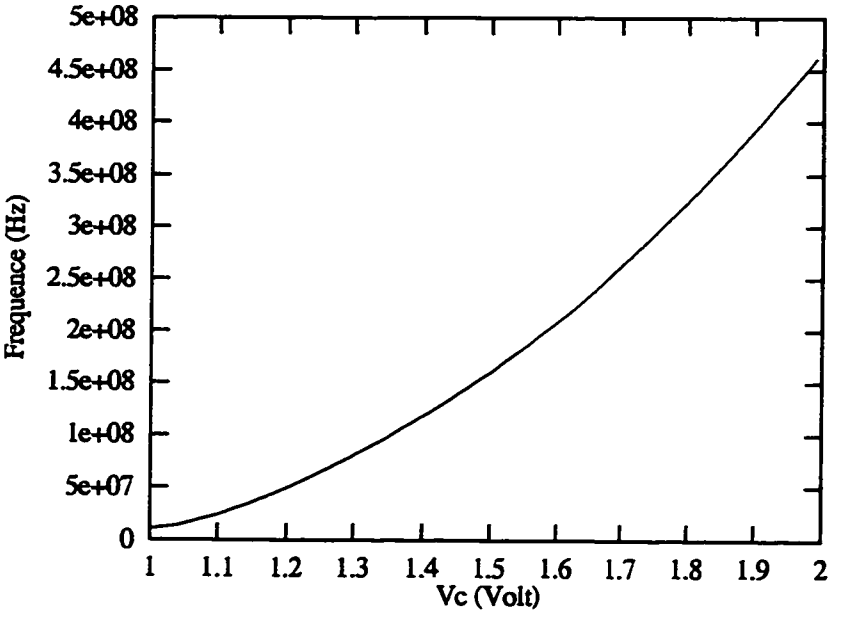


Figure 4.13 Caractéristique de contrôle de la fréquence

exigeant des linéarités plus importantes dans la réponse tension–fréquence du VCO utilisé. La plage dynamique de la fréquence de sortie est déterminée par des limites supérieure et inférieure de la tension V_c. La valeur supérieure V_h est limitée par la nécessité que les différents transistors, particulièrement celui du convertisseur tension–courant, doivent rester dans leurs régions de saturation. Ceci doit être satisfait pour toutes les valeurs de V_{dd}, et plus spécialement pour sa valeur minimale. La valeur inférieure V_l, elle, est déterminée par le gain des inverseurs composant l'anneau. En effet, le gain le long de l'anneau doit être tel que sa valeur en mode petit signaux doit impérativement être plus grande que l'unité, pour que la structure ait la possibilité d'osciller. Comme le gain des inverseurs du nouveau circuit augmente lorsque le courant de charge augmente, et inversement, il diminue lorsque

le courant diminue, abaisser la tension de contôle V_c va donc réduire le courant de charge. Ceci entraine une diminution du gain, jusqu'au point ou l'oscillation cesse complètement. Donc, dans l'opération du circuit, il faut faire attention à ne pas dépasser ces valeurs critiques. Valeurs qui dépendent aussi de la grandeur relative des différents transistors, selon les détails de réalisation.

La figure 4.14 montre comment la fréquence varie avec la température, pour les deux circuits, l'anneau classique et la nouvelle configuration. Non seulement

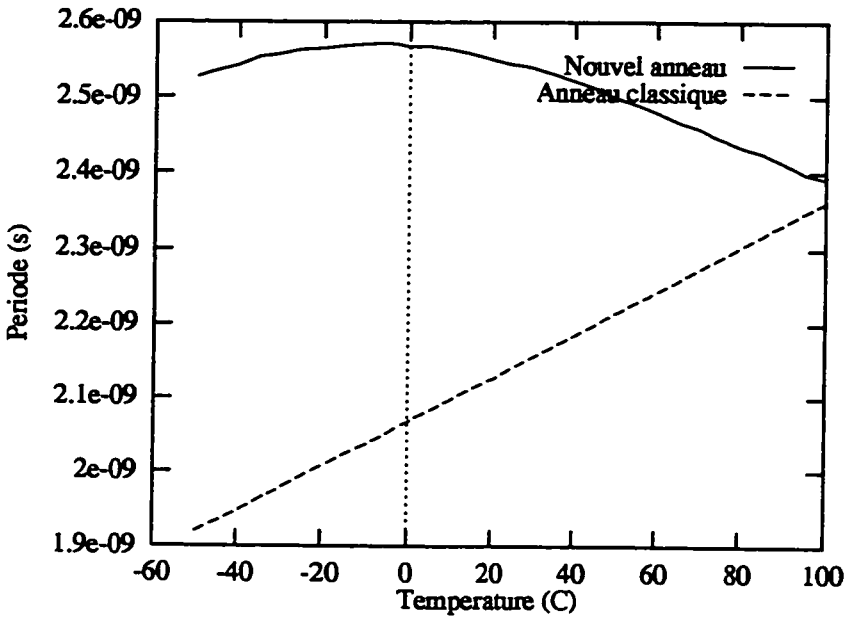


Figure 4.14 Caractéristique de sensibilité à la température

la variation pour le nouveau circuit est moins importante que celle constatée pour l'anneau classique, mais en plus, la forme de la caractéristique présente un point où $\frac{\partial T_p}{\partial T} = 0$, ce qui laisse présager l'existence de tendances antagonistes, qui pourraient éventuellement être utilisées pour améliorer encore plus la stabilité vis-à-vis de la

température.

4.6 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons décrit une nouvelle technique visant à réduire la sensibilité du signal de l'oscillateur en anneau vis-à-vis du bruit qui apparait sur la ligne d'alimentation V_{dd}. Nous avons, dans une première étape, identifié pourquoi la configuration classique de l'anneau exhibait une telle sensibilité aux fluctuations qui apparaissent normalement sur la ligne d'alimentation commune V_{dd}. Sur la base de cette information, nous avons proposé une nouvelle méthode permettant de réduire de façon substantielle cette sensibilité.

L'idée centrale est de rendre les tensions qui apparaissent sur les noeuds internes de l'anneau indépendantes de V_{dd}, en utilisant des sources de courant et des circuits limiteurs de tension. Nous avons proposé un circuit qui a donné des améliorations considérables, comparativement à l'anneau classique. Les performances du circuit ont été caractérisées par différentes simulations HSPICE. En outre, la nouvelle technique nous permet d'implanter un VCO ayant une plage dynamique très large et une réponse peu sensible à la température. Ce dernier résultat est obtenu directement, sans aucun circuit additionnel.

CHAPITRE 5

CONCLUSIONS

Ce travail a abordé la question des oscillateurs haute fréquence, qui est un domaine dont l'intérêt pratique est très grand et actuel. Cet intérêt découle des nouveaux développements de la technologie des circuits intégrés, qui ont mis à notre disposition les moyens de réaliser des systèmes très complexes. Les systèmes de communication, tout particulièrement, ont constitué un grand catalyseur autour duquel les efforts de recherche se sont intensifié, dans le but de répondre aux nouvelles exigences, nées des nouvelles demandes. Une vitesse de traitement toujours croissante en est un exemple. L'oscillateur est un composant d'une extrême importance, et c'est pour cette raison que tout développement affectant ce circuit aura des conséquences très importantes sur un grand nombre de systèmes qui l'utilisent. Notre travail s'insère dans le cadre d'un effort ayant pour but la recherche de nouvelles structures d'oscillateurs intégrés, plus performantes et moins coûteuses.

On s'est intéressé, dans un premier temps, à l'aspect vitesse. Nous avons étudié les oscillateurs haute fréquence pour en ressortir les facteurs pertinents qui leurs permettent d'opérer à de telles vitesses. Cet exercice nous a permis de bien comprendre ces facteurs, pour ensuite les appliquer afin d'arriver à des structures encore

plus rapides. Notre objectif a été très largement atteint, puisque nos efforts se sont soldés par la découverte d'une technique originale permettant d'atteindre une vitesse si grande qu'elle dépasse même ce que la technologie permet de supporter. La technique en question se base sur l'oscillateur en anneau, qui est déjà une structure très rapide. Elle utilise les particularités topologiques propres aux signaux internes de ces oscillateurs, pour effectuer un phénomène de multiplication de fréquence. Ce phénomène multiplie la fréquence originalle de l'anneau par un facteur égal au nombre d'étages qu'il contient. La technique a été simulée intensivement dans le cadre de sa validation et les résultats obtenus sont très encourageants.

L'oscillateur n'est pas d'une grande utilité, si la fréquence de son signal n'est pas suffisamment stable. La stabilité d'une oscillation est un paramètre d'une importance considérable, et il est très important de le spécifier avant que l'oscillateur ne puisse être utilisé dans une quelconque application. La fréquence du signal est soumise à plusieurs sortes de perturbations, dont l'effet est de la rendre imprécisément définie. Cette imprécision conduit à une incertitude sur la valeur de la fréquence, qui donne un degré d'instabilité à l'oscillateur. Il existe plusieurs sources de bruit qui affectent les circuits intégrés. Nous nous sommes intéréssés, dans le cadre de ce travail, à l'une d'elles à savoir les variations de la tension d'alimentation du circuit. En effet, avec l'augmentation continue de la complexité des systèmes intégrés, les lignes d'alimentation, qui normalement devraient donner un niveau de tension

parfaitement stable, sont soumises à des fluctuations très sévères, du fait de l'activité des milliers de circuits qui y sont connectés. Ces fluctuations trouvent ensuite leurs chemins vers certains composants sensibles, dont l'oscillateur. Il est donc très important de concevoir des structures qui soient, autant que possible, insensibles à ce genre de bruit. C'est ce qui a motivé le deuxième aspect de notre travail. Nos efforts ont débouché sur une nouvelle méthode efficace, pour rendre l'oscillateur en anneau moins sensible aux fluctuations qui contaminent la tension d'alimentation.

Les deux nouvelles méthodes peuvent être combinées pour donner une nouvelle structure, à la fois plus rapide, et en même temps plus stable en regard du bruit des tensions d'alimentation.

La validation des techniques proposées dans ce mémoire est basée sur les résultats de simulations. Il est vrai que le simulateur de circuit utilisé, en l'occurence HSPICE, est très puissant, et les résultats qu'il donne sont très fiables, il n'en demeure pas moins que le test ultime réside dans la confirmation de ces résultats sur des circuits fabriqués et réels. Nous terminons en remarquant que les techniques que nous avons proposé ont un caractère général. Les circuits que nous avons décrit ne sont que des exemples de réalisations particulières. Il serait donc intéressant d'en essayer plusieurs autres, dans le but de dégager celles qui donnent les meilleures performances.

BIBLIOGRAPHIE

[1] NGUYEN N. and MEYER R., "Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 810–820, May 1992.

[2] GILBERT B., "A versatile monolithic voltage-to-frequency converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-11, pp. 852–864, Dec. 1976.

[3] PARSEN B., *Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators*, John Wiley & Sons, New York 1983.

[4] ABIDI A. and MEYER R., "Noise in relaxation oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 18, pp. 794–802, Dec. 1983.

[5] SNEEP J. and VERHOEVEN C., "A New Low-Noise 100-MHz Balanced Relaxation Oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 692–698, Jun. 1990.

[6] LOVE A., "GPS, atomic clocks and relativity," *IEEE potentials*, vol. 13, pp. 11–15, Apr. 1994.

[7] FRERKING M., *Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation*, Von Nostrand Reinolds, New York 1978.

[8] LUI T. and MEYER R., "A 250–MHz Monolithic Voltage–Controlled Oscillator with Low Temperature Coefficient," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. 25, pp. 555–561, Apr. 1990.

[9] RUTMAN J., "Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years of Progress," *Proceedings of the IEEE,* vol. 66, pp. 1048–1076, Sep. 1978.

[10] NGUYEN N. and MEYER R., "Si IC–Compatible Inductors and LC Passive Filters," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. 25, pp. 1028–1031, Aug. 1990.

[11] GREBENE A., "The monolithic phase-locked loop, a versatile building block," *IEEE Spectrum,* vol. 8, pp. 38–49, Mar. 1971.

[12] KUKIELKA J. and MEYER R., "A high-frequency temperature-s table monolithic VCO," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. SC-16, pp. 639–647, Dec. 1981.

[13] BANU M., "MOS oscillators with multi-decade tuning range and gegahertz maximum speed," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. SC-23, pp. 1386–1393, Dec. 1988.

[14] FLYNN M. and LINDHOLM S., "A 1.2-μm CMOS current-controlled oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. SC-27, pp. 982–987, Jul. 1992.

[15] ENAM S. and ABIDI A., "A 300-Mhz CMOS voltage-controlled ring oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits,* vol. SC-25, pp. 312–315, Feb. 1990.

[16] YOUNG I. et al., "A PLL Clock Generator with 5 to 110 MHz of Lock Range for Microprocessor," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 1599–1607, Nov. 1992.

[17] GRAY P. and MEYER R., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits* 3^{rd} edition, John Wiley, New York 1993.

[18] HSPICE Users' Manual: H8801, Meta-Software, Inc., 1988.

[19] MOHSEN A. and MEAD C., "Delay-Time Optimization for Driving and Sensing of Signals on High-Capacitance Paths of VLSI Systems," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-14, pp. 462–470, Apr. 1979.

[20] POTTBÄCKER A. et al., "A 8Gb/s Si Bipolar Phase and Frequency Detector IC for Clock Extraction," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 162–163, Feb. 1992.

[21] ENAM S. and ABIDI A., " MOS Decision and Clock–Recovery Circuits for Gb/s Optical–Fiber Receivers," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 96–97, Feb. 1992.

[22] KIM B. et al., "A 30–MHz Hybrid Analog/Digital Clock Recovery Circuit in $2\mu m$ CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 1385–1394, Dec. 1990.

[23] WARE K. et al., "A 200–MHz CMOS Phase–Locked Loop with Dual Phase Detectors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, pp. 1560–1568, Dec. 1989.

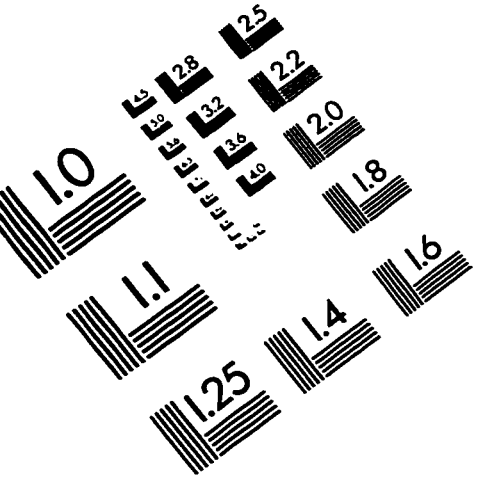
[24] GRAY P. and MEYER R., "MOS Operational Amplifier Design—A Tutorial Overview," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 17, pp. 969–982, Dec. 1982.

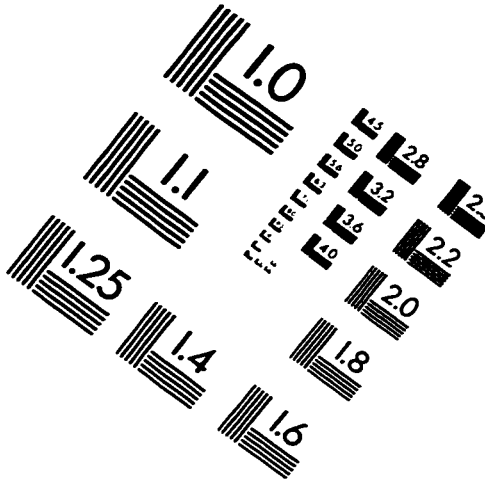
[25] ELMASRY M., "Multidrain NMOS for VLSI Logic Design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 17, pp. 409–411, Apr. 1982.

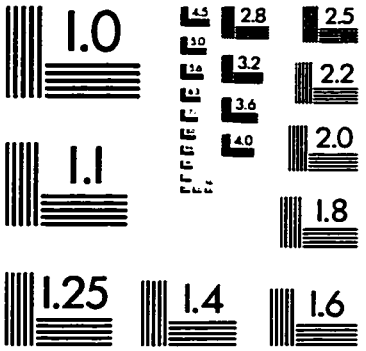
[26] ABIDI A., "Linearization of Voltage–Controlled Oscillators Using Switched–Capacitor Feedback," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 22, pp. 494–496, Jun. 87.

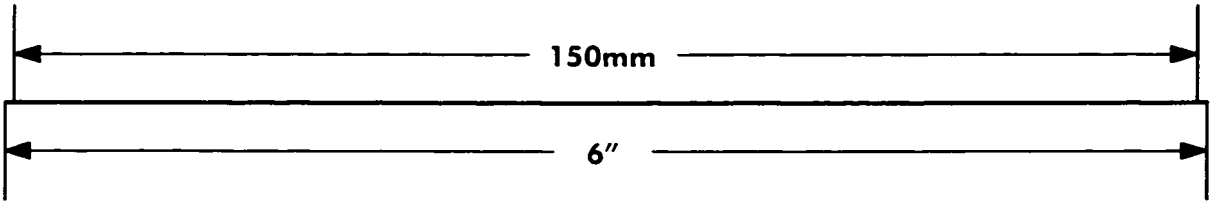
[27] WAKAYAMA M. and ABIDI A., "A 30–MHz Low-Jitter High–Linearity CMOS Voltage–Controlled Oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 22, pp. 1074–1081, Dec. 1987.

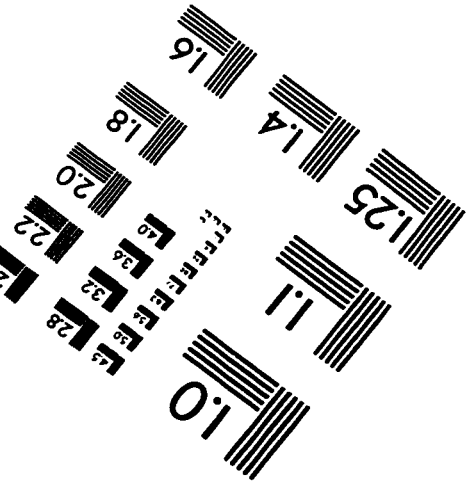
IMAGE EVALUATION
TEST TARGET (QA-3)

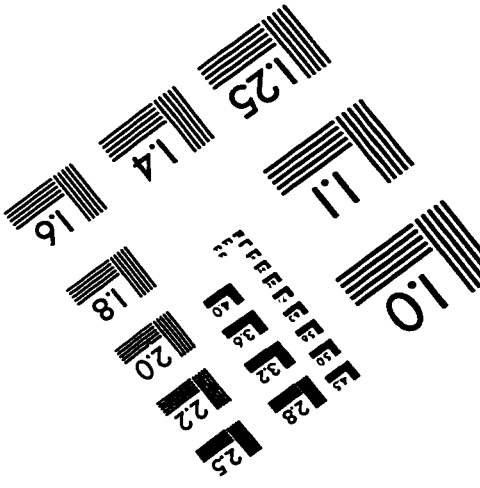












APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved