

INFLUENCE DU LOGICIEL SUR LES PERTURBATIONS EMISES EN MODE CONDUIT PAR LES SYSTEMES EMBARQUES

V. Broun, Ph. Camus, P. Vignisse, V. Beauvois*

Haute Ecole de la Province de Liège Rennequin Sualem – Département Ingénieurs Industriels
Quai Gloesener 6 – B-4020 Liège Belgique

E-mail: philippe.camus@prov-liege.be

*Université de Liège – Département Electricité, Electronique & Informatique
Institut Montefiore B28 – B-4000 Liège Belgique

Résumé. Des mesures en émission conduite effectuées sur des systèmes embarqués montrent une influence directe des instructions exécutées par leur processeur sur la répartition fréquentielle et l'amplitude des perturbations générées. Un modèle simple, basé sur la consommation en courant d'étages CMOS, a été développé. Il permet de mettre en évidence la corrélation qui existe entre les perturbations générées par un microcontrôleur et le logiciel en cours d'exécution.

Mots clés : compatibilité électromagnétique, systèmes embarqués, CMOS, simulation, mesures

Introduction

La plupart des systèmes embarqués sont équipés de microcontrôleurs qui sont une des sources importantes de perturbations électromagnétiques. La conception de systèmes minimisant ces perturbations est une des préoccupations majeures des développeurs qui n'ont généralement pas d'autres possibilités que d'effectuer des vérifications a posteriori par des mesures coûteuses dans des laboratoires spécialisés. Le développement d'outils permettant de prévoir, dès les premières étapes de la conception, la nature et l'importance des perturbations que va générer un système est donc extrêmement utile. C'est l'objet de ces recherches, plus particulièrement dans le domaine des perturbations émises en mode conduit, liées à l'exécution de logiciels sur des microcontrôleurs.

Modélisation des perturbations

La première étape a été de modéliser l'influence de la commutation d'un circuit CMOS sur le courant d'alimentation. Le circuit de base est un inverseur CMOS. A chaque transition descendante de l'horloge, il apparaît une impulsion de courant sur la ligne d'alimentation due à la conduction simultanée des deux transistors et à la charge des capacités. Ensuite l'hypothèse est faite qu'un circuit numérique complexe, comme par exemple un microcontrôleur, peut être modélisé par une cascade d'éléments de type inverseur dont le nombre dépend du chemin (datapath) emprunté par les données. La deuxième

hypothèse est que l'essentiel de l'activité du microprocesseur est matérialisée par les signaux présents sur ses bus de données, d'adressage et de contrôle. Dès lors, à partir d'un programme donné, pour un processeur particulier et une fréquence d'horloge fixée, on peut en déduire la forme du courant consommé. En effectuant une transformée de Fourier de ce signal on obtient un spectre qui permet d'évaluer la conformité du système par rapport aux normes et de remédier aux problèmes potentiels.

Modèle de Commutation

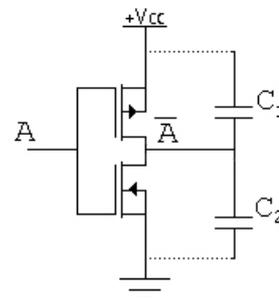


Figure 1 : Inverseur CMOS

Dans un inverseur CMOS, sauf pendant les commutations, il y a toujours un transistor à l'état ON et l'autre à l'état OFF. Lors des transitions montantes ou descendantes, chaque transistor de sortie commute. Leur charge étant essentiellement capacitive, on rencontre les configurations illustrées par la figure 1, où la sortie peut être chargée soit par C1, soit par C2 ou encore par les deux. La pointe de consommation de courant est uniquement liée à la charge d'un des condensateurs. Leur décharge n'engendre pas de courant d'alimentation. Pour évaluer cette consommation il faut étudier le dispositif en régime transitoire. Les MOSFET seront remplacés par leur schéma équivalent et l'échelon de commande par une impulsion de Dirac. Ce qui donne, en se focalisant sur la charge d'un des condensateurs, le schéma présenté à la figure 2.

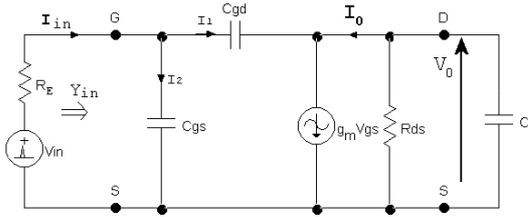


Figure 2 : Schéma équivalent du circuit où, pour une transition, un seul transistor est actif

R_E est la résistance interne du générateur (ou de l'étage précédent) et C est la charge augmentée de la capacité C_{ds} du MOSFET.

On a :

$$V_0 = \frac{sC_{gd} - g_m}{G_{ds} + s(C + C_{gd})} V_{gs} \quad (1)$$

$$I_{in} = \left(C_{gs} + \frac{G_{ds} + sC + g_m}{g + s(C + C_{gd})} C_{gd} \right) s V_{gs} \quad (2)$$

$$Y_{in} = \left(C_{gs} + \frac{G_{ds} + sC + g_m}{g + s(C + C_{gd})} C_{gd} \right) s \quad (3)$$

On peut supposer $C_{gd} \ll C$, ce qui donne :

$$V_{gs} = \frac{G_E (G_{ds} + sC) V_{in}}{s^2 C C_{eq} + (G_E C + G_{ds} C_{eq} + g_m C_{gd}) s + G_E G_{ds}}$$

et donc :

$$V_0 = \frac{(sC_{gd} - g_m) V_{in}}{s^2 C C_{eq} + (G_E C + G_{ds} C_{eq} + g_m C_{gd}) s + G_E G_{ds}}$$

V_0 est l'image du courant dans R_{ds} , donc du courant dans le MOSFET. Ce courant, lié à la charge de chaque inverseur qui commute, doit être ajouté aux courants de « cross-conduction » [1].

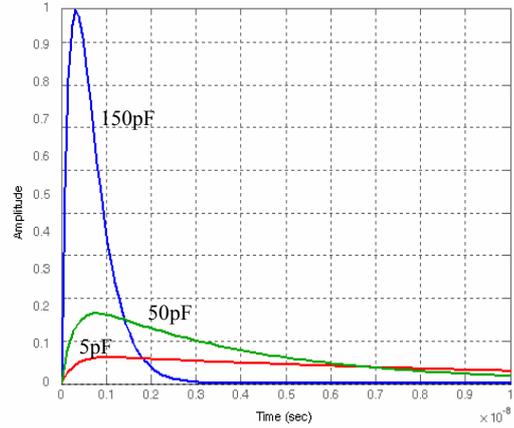


Figure 3 : Réponse impulsionnelle de l'inverseur CMOS pour différentes capacités de charge

On voit la prépondérance de la charge C sur la consommation (figure 3) et donc cela confirme l'hypothèse selon laquelle on ne tiendra compte pour la simulation que des signaux présents sur les bus du microcontrôleur.

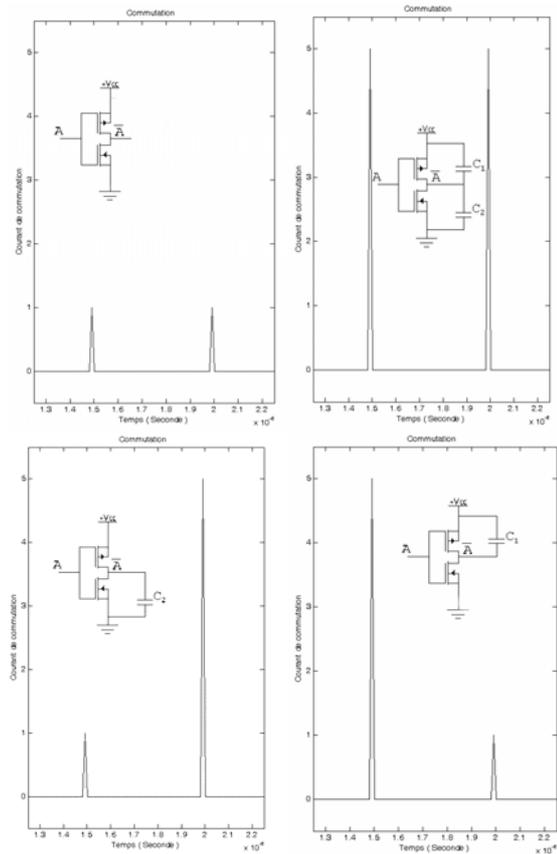


Figure 4 : Commutation pour un flanc montant et pour un flanc descendant en fonction de l'existence et de l'emplacement des capacités.

La figure 4 montre les quatre cas possibles de courant de commutation suivant l'emplacement des capacités en sortie de l'inverseur. Le dernier cas a été choisi pour notre modèle.

Cascade d'inverseurs

L'étape suivante est la simulation sous PSpice d'un circuit constitué de 6 inverseurs CMOS en cascade, ayant chacun une charge de 50 pF (figure 5) et connecté à un générateur de signaux carrés de 150 kHz. Le spectre du courant consommé I fourni par le simulateur est présenté à la figure 6.

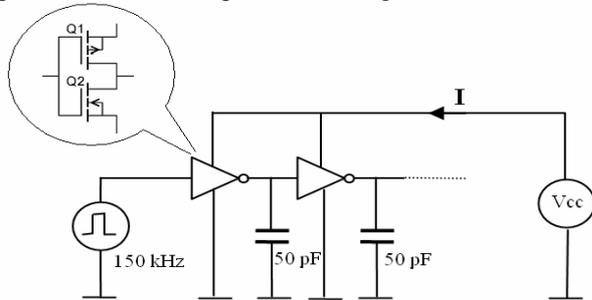


Figure 5 : Dispositif de test

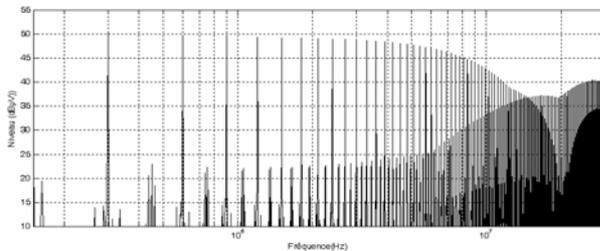


Figure 6 : Spectre simulé du courant d'alimentation converti en $\text{dB}\mu\text{V}$ (sur 50Ω)

Un circuit de test basé sur le composant 74HC04 (6 inverseurs CMOS) a été réalisé et la mesure du spectre avec un analyseur Hameg HM5014-2 est présentée à la figure 7.

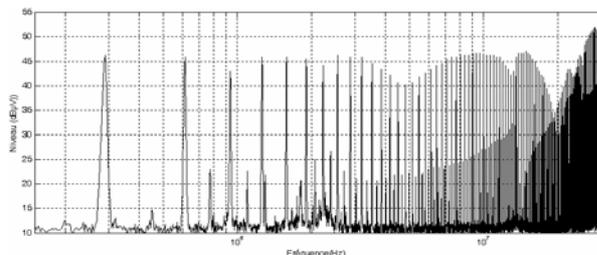


Figure 7 : Spectre fréquentiel mesuré

On observe une certaine similitude en comparant les deux diagrammes. Les différences proviennent essentiellement d'éléments parasites présents dans le composant et des approximations réalisées dans la modélisation des inverseurs.

Modélisation d'un processeur

L'hypothèse de départ, qui constitue le fil conducteur du modèle proposé, est que le processeur peut être modélisé par le biais des signaux présents sur ses bus d'échange de données : bus de données, d'adressage et de contrôle. Ces signaux dépendent des instructions exécutées et peuvent être modélisés simplement en se

basant sur les caractéristiques du processeur choisi : codification du langage machine, configurations des bus et diagrammes temporels (figure 8).

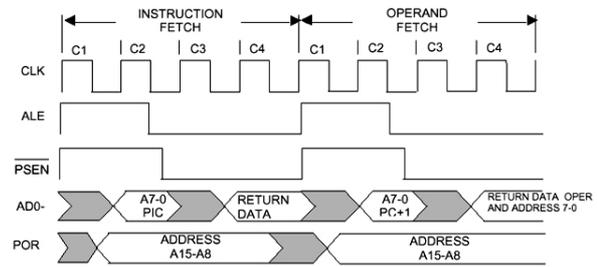


Figure 8 : Signaux présents sur les différents bus d'un microcontrôleur 80C32

La procédure à suivre pour calculer le courant consommé est la suivante : (1) extraire la suite d'instructions à partir du programme source, (2) transformer cette suite d'instructions en signaux sur les différentes lignes des bus en additionnant à tout instant t , où se produit une transition, les consommations en courant provenant de chacune d'entre elles et (3) calculer le spectre fréquentiel du courant. On considère que la consommation de courant provenant d'une ligne d'un bus est le résultat de la commutation d'une cascade d'inverseurs CMOS. Une amplitude unitaire est affectée à chaque impulsion de courant résultant d'une commutation. Les raies spectrales mesurées sur des circuits réels font apparaître le comportement périodique des instructions [2]. Pour un processeur de fréquence d'horloge f , on relève des raies de valeurs $\frac{m}{n}f$, m et n entiers où m dépend de la nature des instructions et n de leur périodicité (figure 9).

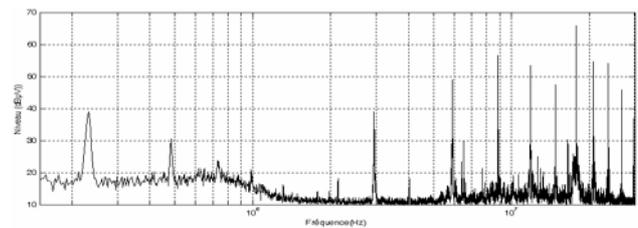


Figure 9 : Spectre mesuré sur un processeur 80C320, $f_{osc} = 33 \text{ MHz}$, boucle simple (`while(1) {}`)

Pour un programme comportant des boucles courtes, on constate que le nombre de raies spectrales est faible et que leur amplitude est élevée [2].

Signaux électriques. Un cas concret

Afin de prouver l'influence directe que les signaux électriques ont sur le spectre émis en mode conduit, les hypothèses formulées précédemment ont été testées sur un cas concret. Les mesures et simulations ont été réalisées à partir d'une carte électronique basée sur un microcontrôleur 80C32 de chez Intel. Ce

processeur n'utilise aucun dispositif de pré-chargement des instructions.

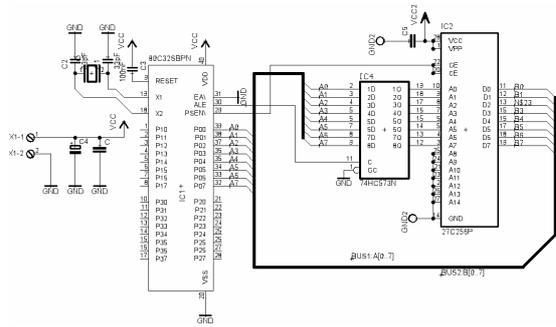


Figure 10 : Schéma de la carte de test

La carte électronique (figure 10) comporte, outre son alimentation et son quartz, une EPROM où le code sera stocké afin d'être lu, interprété puis exécuté par le microcontrôleur ainsi que des bascules permettant de mémoriser l'adresse basse du bus, celui-ci étant multiplexé.

L'instruction NOP (0x00) a été placée à chaque adresse de l'EPROM. Seul le bus d'adresses sera incrémenté de 0x00 à 0xFF toutes les 12 périodes d'horloge. Comme le bus d'adresses est multiplexé avec le bus de données les signaux sont un peu plus complexes, ils sont représentés à la figure 11.

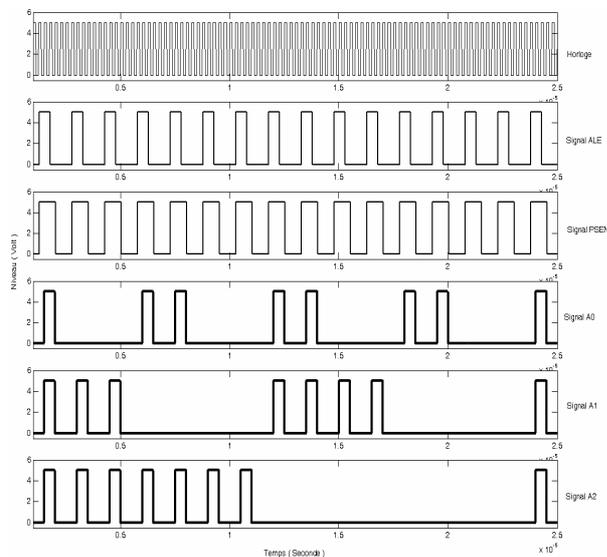


Figure 11 : 6 signaux présents sur la carte de test

En résumé, les signaux électriques sont les suivants : le signal d'horloge, le signal ALE, le signal PSEN, le bus d'adresses et de données en sortie du microcontrôleur ainsi que celui en sortie de l'EPROM. Les contributions de tous ces éléments sont additionnées (figure 12) et chaque transition verticale est remplacée comme expliqué précédemment.

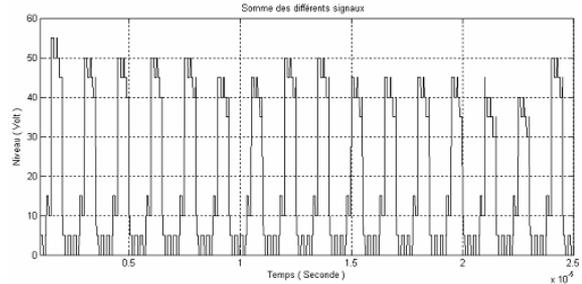


Figure 12 : Somme des signaux présents sur les bus

Ce courant de commutation (figure 13) représente l'évolution temporelle du courant consommé par l'alimentation (en régime dynamique). Il est donc à l'image (RSIL mis à part, celui-ci filtrant faiblement certaines fréquences de la gamme considérée) de celui qui est mesuré lors des essais en émission conduite suivant la norme CISPR 22. Son spectre peut être dès lors calculé et comparé à la mesure réelle.

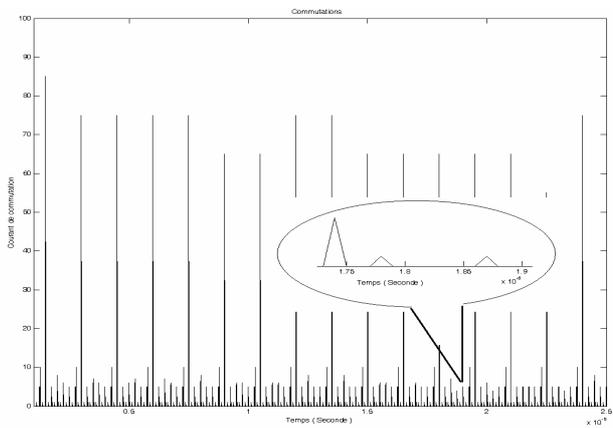


Figure 13 : Courant de commutation

Spectre mesuré et calculé

Le spectre du signal de commutation est généré grâce au logiciel Matlab. Une durée d'une milliseconde et un pas de temps de 10 nanosecondes ont été choisis. Les 100.000 échantillons permettent de calculer la transformée de Fourier jusqu'à 50 MHz, ce qui est largement au-delà des 30 MHz correspondant à la fréquence maximale en émission conduite.

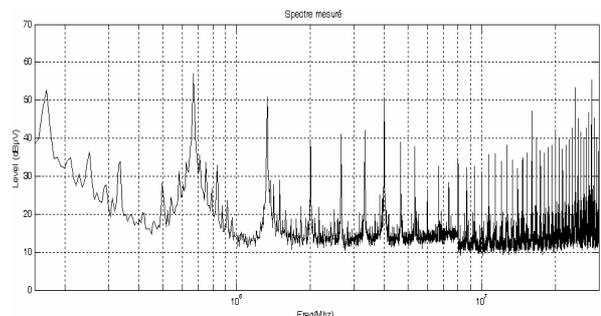


Figure 14 : Spectre mesuré

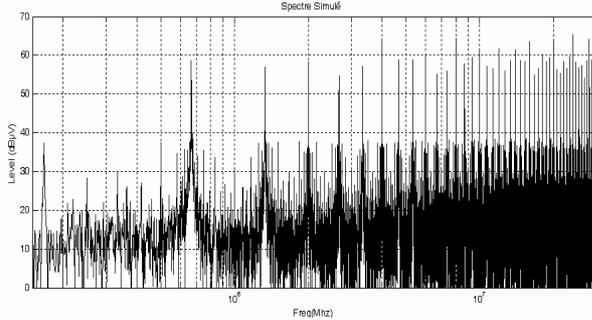


Figure 15 : Spectre calculé (en dBμV ramené sur 50Ω)

Quand on compare la mesure (figure 14) et la simulation (figure 15) on remarque que le nombre ainsi que l'emplacement des différentes raies sont identiques. Les différences d'amplitude proviennent des limitations et des simplifications intrinsèques du modèle. De plus, cette simulation ne tient compte que de l'influence du logiciel embarqué dans le microcontrôleur, elle ne prend pas en compte le tracé du circuit imprimé, l'emplacement des composants et la présence éventuelle de condensateurs de découplage qui jouent également un rôle de filtrage sur la gamme de fréquences considérée.

Analyse statistique de l'erreur [3]

On peut quantifier objectivement la conformité du spectre prédit avec le spectre mesuré en utilisant la méthode des moindres carrés (RMS). Soit r_n la mesure et f_n la simulation définies sur N points. La variabilité est représentée par leur déviation standard σ_r et σ_f , leur similarité est donnée par le coefficient de corrélation R. On peut également comparer l'amplitude de la différence entre mesure et simulation en calculant l'erreur RMS.

$$R = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (f_n - \bar{f})(r_n - \bar{r})}{\sigma_f \sigma_r}$$

$$\sigma_f = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (f_n - \bar{f})^2}$$

$$RMS = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (f_n - r_n)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

\bar{r} et \bar{f} : moyenne sur N points.

Ces 4 mesures (R , RMS , σ_f et σ_r) peuvent être reliées géométriquement dans le diagramme de Taylor où $E^2 = \sigma_f^2 + \sigma_r^2 - 2\sigma_f\sigma_r R$ renseigne sur la différence RMS (figure 16). La position d'un unique point caractérise la différence entre la simulation et la mesure. L'azimut indique la valeur de la corrélation, la distance par rapport à l'origine correspond à la déviation standard et la distance entre le point de

mesure et celui de référence donne des informations quant à la valeur de l'erreur RMS.

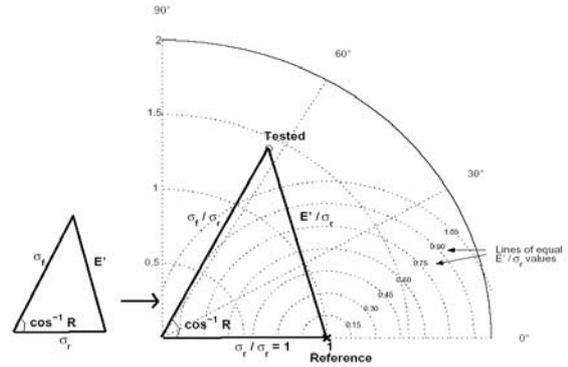


Figure 16 : Diagramme de Taylor

Validité du modèle

Divers modèles de simulation sont comparés à la mesure et quantifiés à l'aide du diagramme de Taylor. Cette démarche devrait permettre d'améliorer le modèle établi en vérifiant que les divers paramètres choisis font converger la simulation vers la mesure. Pour le moment, la comparaison n'a porté que sur deux exemples de programmes (figure 17, mesures 2 et 3). La comparaison de la simulation d'un programme avec le spectre mesuré d'un autre a également été effectuée afin de déterminer la pertinence de cette analyse statistique (figure 17, mesure 1).

On remarque que les simulations se situent près du cercle unitaire, ce qui correspond à un rapport des déviations standard excellent. La corrélation (arc cosinus de l'angle), est très bonne pour la mesure 3 et un peu moins bonne pour la mesure 2 (ce qui est normal vu que le modèle de la mesure 2 est incomplet). Pour la mesure 1, on voit que la corrélation est moyenne, que le rapport des déviations est médiocre et donc que l'erreur RMS est importante.

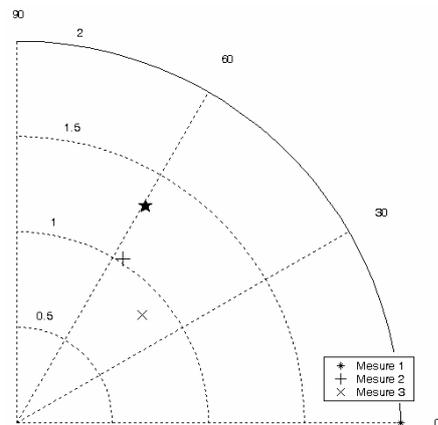


Figure 17 : Graphe de Taylor
 Mesure 1 : Comparaison entre simulation NOP et mesure de la boucle sjump
 Mesure 2 : Boucle sjump (simulation - mesure)
 Mesure 3 : NOP (simulation - mesure)

Code boucle sjump :

```
loop : sjump loop
      nop
      nop
```

Code NOP :

```
nop
nop
nop... ;
dans toute la mémoire code.
```

Limites de cette approche

Le modèle de commutation est simplifié et pourrait être amélioré afin qu'il donne des résultats qui s'approchent d'avantage des spectres mesurés.

Un premier point serait de mieux modéliser la forme des impulsions de courant. La forme triangulaire qui a été utilisée conduit à des différences de répartition fréquentielle pour les fréquences élevées de la gamme considérée.

L'approche considérée ne tient pas compte, non plus, de la manière dont le circuit imprimé est réalisé. Or pour les fréquences dépassant quelques MHz, il n'est plus possible de négliger le tracé des pistes du circuit imprimé qui jouent un rôle de filtre. De même, les différents condensateurs de découplage et capacités parasites entraînent une diminution de l'amplitude de certaines raies fréquentielles.

Afin d'implémenter cette démarche pour un programme embarqué réel, un logiciel complet analysant le code embarqué dans le microcontrôleur et générant les différents signaux sur les bus doit être réalisé.

Perspectives d'avenir

Une partie annexe à ce projet consiste à mettre en œuvre un environnement de calcul distribué dont une des applications serait la prédiction des perturbations électromagnétiques générées par les systèmes embarqués. Le but est de mener une étude statistique portant sur un très grand nombre de programmes afin de définir des règles pour l'écriture de logiciels ayant un bon « comportement électromagnétique ». De manière plus précise, à partir d'un programme embarqué dans un microcontrôleur et codé en C, les différentes instructions en assembleur sont générées par un outil d'assemblage. Celles-ci sont ensuite interprétées et remplacées par les différents signaux temporels qui se retrouveraient sur les différents bus du système embarqué. On lui applique alors le modèle décrit plus haut afin de générer le spectre

correspondant. L'utilité de l'environnement de calcul distribué est de permettre de réaliser une étude statistique sur un très grand nombre de combinaisons de lignes de code afin d'étudier l'évolution spectrale que cela pourrait générer. Le nombre énorme de permutations possibles rend nécessaire l'utilisation du partage de ressources de calcul.

Conclusion

Ce modèle fournit des informations qualitatives sur les perturbations émises en mode conduit ; il indique à quelles fréquences se situent les perturbations et quelles sont leurs importances relatives. Il ne tient pas compte du placement physique des composants sur le circuit imprimé ni des éléments parasites (impédances en série et en parallèle) qui en résultent et qui modifient l'amplitude des perturbations. Il n'intègre pas non plus, par manque d'informations disponibles, les éléments appartenant à l'architecture interne du processeur.

Cependant, les résultats obtenus montrent qu'il est possible de prédire quelles sont les fréquences auxquelles l'amplitude des perturbations est élevée et donc d'améliorer la conception logicielle d'un système embarqué afin qu'il soit conforme aux normes sans avoir recours à des mesures coûteuses en laboratoire.

Enfin, cette méthode pourrait s'appliquer de manière beaucoup plus précise dans le cadre du développement de S.O.C., par exemple sur F.P.G.A., puisque dans ce cas l'architecture interne est connue de manière détaillée.

Références

- [1] Bogliolo A, Benini L, De Micheli G, Ricco B, " Gate-level current waveform simulation of CMOS integrated circuits". *Low power electronics and design, International Symposium on Low Power Electronics, 1996. Monterey, California, USA*
- [2] CAMUS Ph., « Etude de la compatibilité électromagnétique d'un système embarqué », travail présenté dans le cadre du D.E.A. en *Sciences Appliquées, ULg 2002.*
- [3] Taylor K.E , "Summarizing multiple aspects of model performance in a single diagram", *Journal of Geophysical Research, 106, 7183–7190.*