

# Le rayonnement parasite des logiques rapides

par M. Mardigulan (\*)

*Il y a quelques décennies, le problème des interférences radio était surtout une affaire de répartition des fréquences, de sélectivité des récepteurs, d'atténuation des harmoniques indésirables des émetteurs. Cette « discipline des ondes » était (et est toujours) basée sur des études précises: caractéristiques des divers émetteurs autorisés, diagrammes des antennes, portée de champ utile désirée, etc.*

*Depuis, une multitude de sources de parasites haute fréquence, générant des fréquences discrètes et stables, donc particulièrement « brouilleuses », est apparue: il s'agit de tous les équipements électroniques numériques, utilisant des logiques rapides et des cadences d'horloges de plus en plus élevées, avec des débits d'informations ultra-rapides.*

## Les données du problème

Tout ordinateur, micro-processeur ou terminal peut être considéré comme un brouilleur potentiel pour les communications radio.

Un simple exemple montre la gravité du problème:

Supposons un mini-ordinateur constitué d'une seule grande carte imprimée contenant 60 chips, chacun consommant en moyenne 250 mW.

Supposons aussi qu'un tiers seulement des circuits résidant dans ces 60 chips soit commuté en synchronisme par une horloge interne à 50 MHz.

On peut dire que la puissance commutée à un instant donné est:

$$1/3 \times 60 \times 0,250 = 5 \text{ W.}$$

Supposons maintenant que, seule, une minuscule fraction de cette puissance ne soit pas dissipée par effet Joule dans les chips, les diverses résistances et le câblage, mais qu'elle soit rayonnée (hypothèse optimiste si l'on songe que, aux fréquences en question, une partie non négligeable de l'énergie commutée est en fait une énergie réactive et qu'elle crée des champs magnétiques et électriques).

en volt/mètre à une distance R d'un émetteur dont la puissance effective rayonnée est Pr:

$$E_v/m = \frac{1}{R} \sqrt{30 P_r} \text{ (valable en espace libre et champ lointain).}$$

A 3 m de distance, les 5  $\mu$ W rayonnés accidentellement par notre circuit produiront donc:

$$E = \frac{1}{3} \sqrt{30 \times 5 \times 10^{-6}} = 4 \text{ mV/m}$$

ou 72 dB $\mu$ V/m.

Ceci est supérieur à la valeur minimale du champ reçu par les usagers de postes TV dans les zones éloignées de l'émetteur (en fait, à la limite de portée pratique d'un émetteur, le champ reçu est de l'ordre de 0,3 à 1 mV/m). Donc dans le cas d'une coïncidence du signal brouilleur avec un canal TV (avec un écart de moins de 100 kHz), la fréquence d'horloge de notre simple mini-ordinateur peut brouiller sérieusement la réception TV des voisins immédiats.

Les standards Internationaux, repris par la réglementation FCC aux USA, VDE en Allemagne, stipulent par exemple qu'au-dessus de 30 MHz, aucun rayonnement parasite émis par un mini-ordinateur ne doit dépasser des valeurs de l'ordre de 100  $\mu$ V/m (40 dB $\mu$ V/m) mesurés à 3 m de la source.

Reste donc à concevoir les équipements digitaux de telle sorte qu'ils ne dépassent pas ces limites. Malheureusement ceci est plus vite dit que fait!

A l'inverse d'un émetteur radio « intentionnel » où les caractéristiques de la

(\*) Don White Consultants.

Supposons alors que, sur la raie à 50 MHz, seulement un millionième de la puissance commutée soit effectivement rayonnée. Un millionième de 5 W, cela représente 5  $\mu$ W.

Une formule simple donne le champ

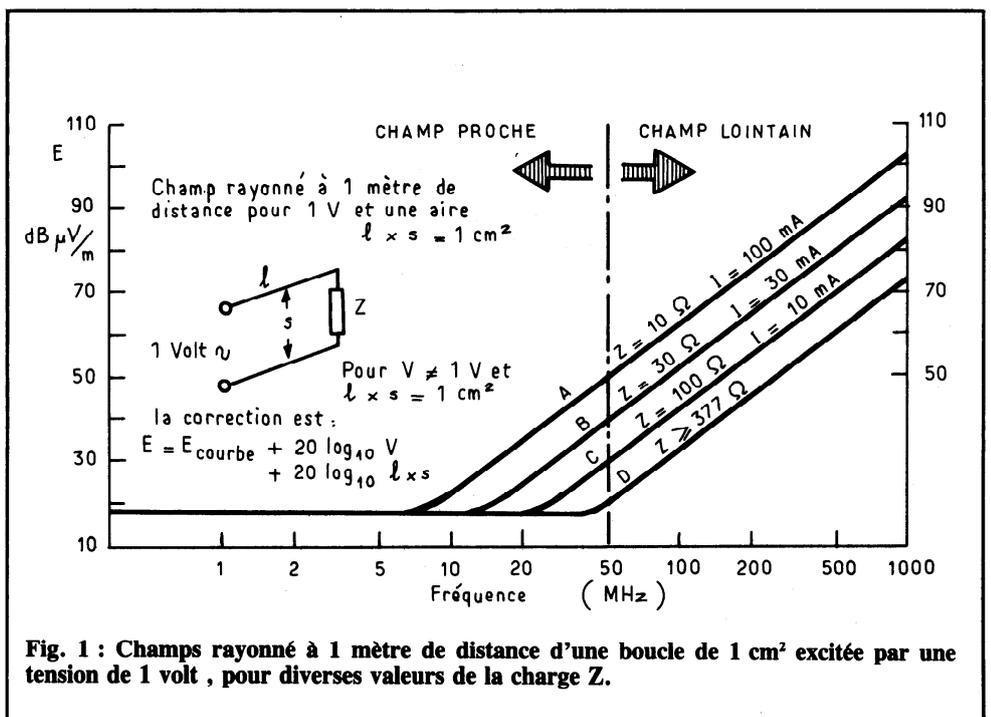


Fig. 1 : Champs rayonné à 1 mètre de distance d'une boucle de 1 cm<sup>2</sup> excitée par une tension de 1 volt, pour diverses valeurs de la charge Z.

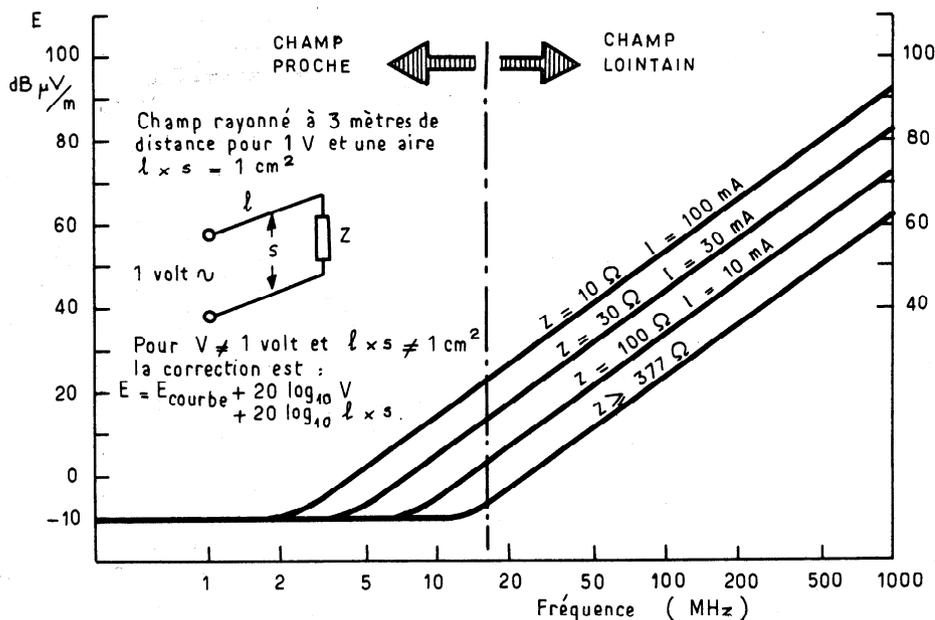


Fig. 2 : Champ rayonné à 3 mètres de distance d'une boucle de 1 cm<sup>2</sup> excitée par une tension de 1 volt, pour diverses valeurs de la charge Z.

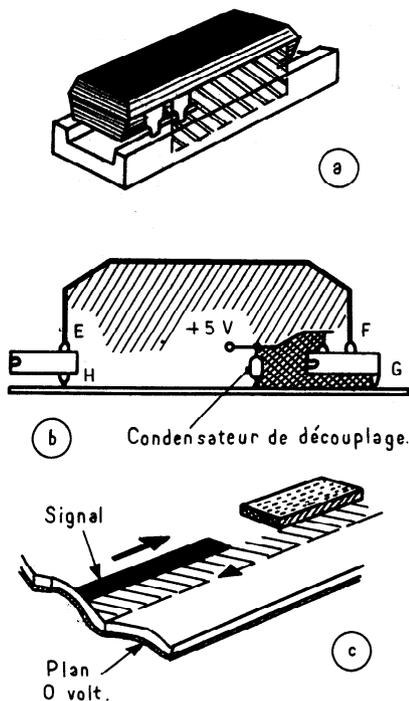


Fig. 3 : Eléments rayonnants dans un circuit imprimé

- A) Boucles formées par les pattes des circuits intégrés plus leur support  
B) Boucles formées par des condensateurs de découplage trop loin du chip, et par des pistes signaux trop éloignées du retour de masse (trajet EFGH).  
C) La boucle est réduite quand le trajet de retour est immédiatement sous le fil aller, comme dans le cas d'un plan de masse.

source sont parfaitement identifiées (puissance d'émetteur, gain de l'antenne et son diagramme, largeur de modulation, etc.) un assemblage électronique et son rayonnement fortuit sont beaucoup plus difficile à modéliser.

Aussi, bien souvent, l'approche traditionnelle est de réaliser les circuits, les cartes-mères et les interconnexions, en utilisant le meilleur savoir-faire (qui, dans le domaine du bruit électromagnétique, consiste souvent en un mélange de flair, de recettes-maison et de « on-fait-ainsi-parce-qu'on-a-toujours-fait-ainsi-et-ça-marche »). Ensuite, on procède à un essai de champ rayonné « pour voir si la machine passe ». Inutile de préciser que, dans bien des cas, et l'exemple ci-dessus a montré pourquoi, « ça ne passe pas ». On assiste alors à une cascade plus ou moins impressionnante de modifications, blindages, voire retrofit, toujours coûteux.

Plusieurs auteurs (réf. 1, 3, 4) ont déjà approché le problème de l'estimation du champ rayonné par un circuit véhiculant des impulsions digitales. La méthode suivante permet une approximation rapide du rayonnement émis par des circuits imprimés ou câblages discrets, pourvu qu'ils soient petits devant la distance de mesure R (généralement 3 m).

La prédiction est basée sur la solution des équations de Maxwell pour un petit doublet rayonnant. En champ lointain, le vecteur champ électrique d'un doublet est donné par :

$$E_v/m = \frac{I l \times 60 \pi}{R \lambda}$$

avec  $I$  = courant dans le fil, en ampères,  
 $l$  = longueur du fil en mètres,  
 $R$  = distance au point d'observation en mètres,  
 $\lambda$  = longueur d'onde en mètres.

### Considérations pratiques

Comme un circuit typique est fait de deux conducteurs plus ou moins parallèles, véhiculant les courants opposés, le champ électrique résultant serait nul si les deux fils (ou pistes) étaient infiniment proches. En fait, leur séparation  $S$  crée une différence de phase, donc un champ total non nul. En introduisant ce déphasage dans notre formule précédente, on obtient le champ rayonné, (en champ lointain) (1) par une paire de fils transportant un courant aller et retour :

(1) L'expression zone de « champ lointain » signifie qu'on se trouve à une distance de la source supérieure à  $\lambda/2\pi$ .

$$E_{\nu}/m = \frac{I \cdot 60 \pi}{R \lambda} \frac{\sin(2 \pi S)}{\lambda}$$

$$\approx \frac{I \times 120 \pi^2}{R} \frac{S}{\lambda^2}$$

puisque pour les petits angles, la valeur du sinus se confond avec celle de l'angle.

En remplaçant  $l \times S$  par la surface du circuit, en utilisant  $\lambda = 300/F$  MHz et en utilisant des unités mieux appropriées, il vient :

$$E_{\mu V}/m = 1,3 \times A \times F^2 \times \frac{l}{R}$$

avec :  $A = l \times S =$  aire du circuit en centimètres/carré,  
 $F =$  fréquence en mégahertz.

Notons au passage que le résultat serait identique si l'on avait utilisé la solution des équations de Maxwell pour une boucle de surface  $A$ .

Toutefois, ces équations sont basées sur la courant, qui n'est pas ce que le concepteur du circuit logique utilise le plus couramment. Il est presque toujours plus commode d'employer la tension. Si l'on remplace  $l$  par  $V/Z$ , on obtient une relation qui donne directement le champ électrique en fonction de la tension dans le circuit :

$$E_{\mu V}/m = \frac{1,3 A \times (F^2) \times V}{R Z}$$

Les courbes de la figure 1 et figure 2 donnent le champ rayonné à 1 m et 3 m d'un circuit unité, c'est-à-dire ramené à une aire de 1 cm<sup>2</sup>, attaquée par 1 V, terminé dans une charge qui peut varier de 10  $\Omega$  à 377  $\Omega$  ou plus.

Pour les charges faibles, c'est-à-dire les forts courants, le champ en zone de champ lointain augmente avec le courant. Toutefois si la charge est plus grande que 377  $\Omega$  (correspondant à 120  $\pi$ , impédance de l'espace) le champ rayonné devient essentiellement celui d'un dipôle replié, c'est-à-dire qu'il ne dépend plus que de la tension.

Si le signal d'excitation est sinusoïdal, il ne reste plus qu'à appliquer les corrections de surface et d'amplitude et le champ rayonné est immédiatement trouvé.

Si le signal est un train d'impulsions digitales, il faut calculer (ou mesurer) l'amplitude des harmoniques de la série de Fourier.

L'estimation est assez précise tant que le périmètre de l'élément rayonnant ne dépasse pas  $\lambda/2$ , c'est-à-dire que chaque conducteur est  $< \lambda/4$ . Au-delà on est en présence de certaines limitations :

- Si la plus grande dimension du circuit dépasse  $\lambda/4$  de la plus haute

fréquence considérée, il faut remplacer la longueur «  $l$  » du circuit par  $\lambda/4$ , dans l'expression de l'aire rayonnante  $A = l \times S$ .

- Au-delà de cette fréquence, l'impédance de charge doit être remplacée par l'impédance caractéristique du circuit.

Le circuit rayonnant, autrement dit l'antenne fortuite, peut comprendre (voir Fig. 3) :

- les pistes d'alimentation + et -, notamment entre le plus proche condensateur de découplage et le chip. Dans ce cas le rayonnement est dû au courant transitoire sur le 5 V lors des transitions logiques ;
- les pattes du circuit intégré et éventuellement celles du support ;
- les pistes signaux entre chips, le retour se faisant par les pistes zéro volt. Ces boucles sont les plus critiques car, dans certaines cartes (surtout celles dessinées en CAO) certaines pistes font pratiquement tout le tour de la carte. Dans la figure 3 B) par exemple, la piste EFGH est une antenne rayonnante considérable ;
- les fils aller-et-retour dans les câbles plats et paires signaux.

Si la carte imprimée est multi-couches, ou comporte un plan de masse sur un côté, les boucles rayonnantes sont immédiatement réduites puisque la séparation  $S$  est réduite à l'épaisseur du circuit imprimé (Fig. 3 C).

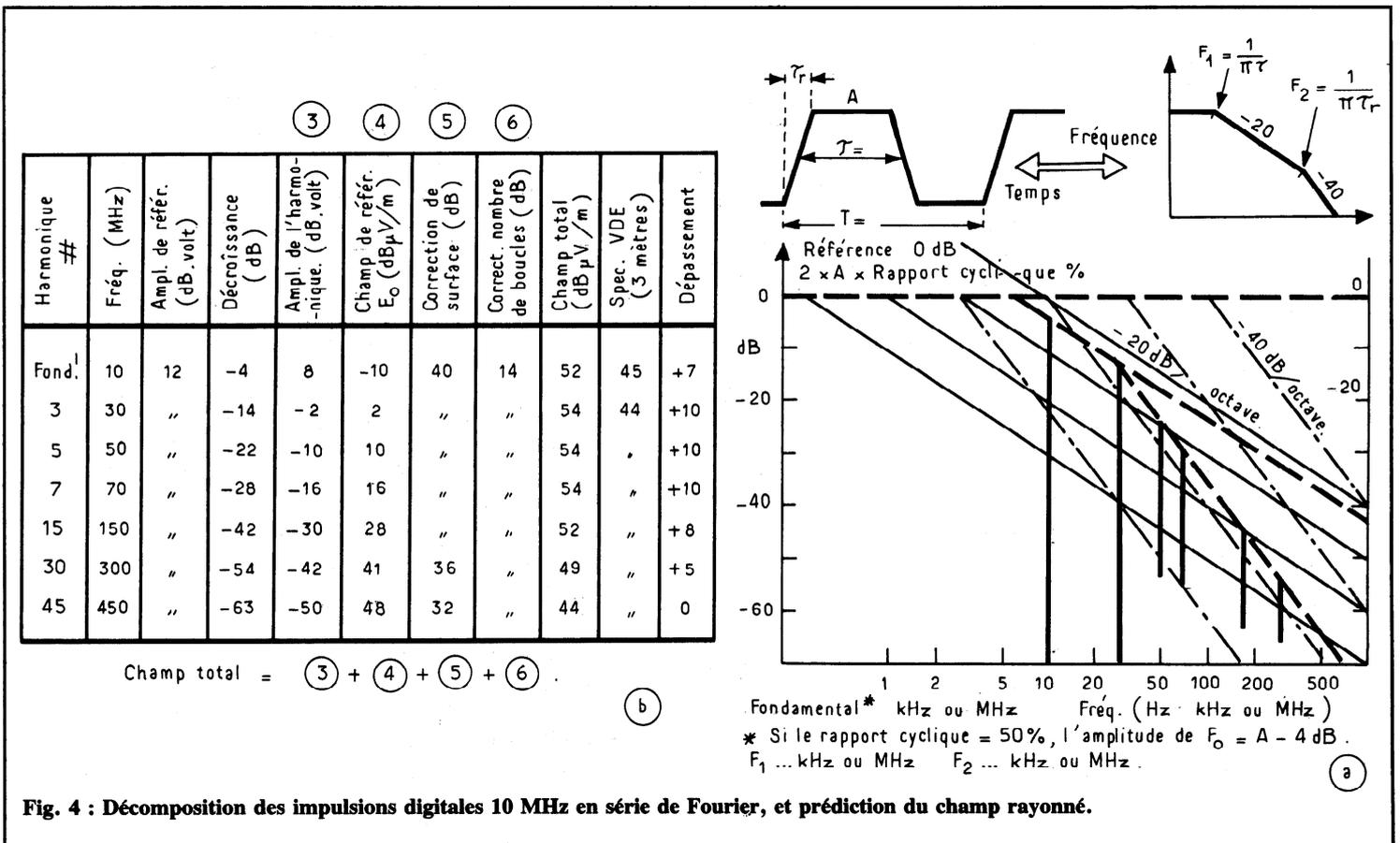


Fig. 4 : Décomposition des impulsions digitales 10 MHz en série de Fourier, et prédiction du champ rayonné.

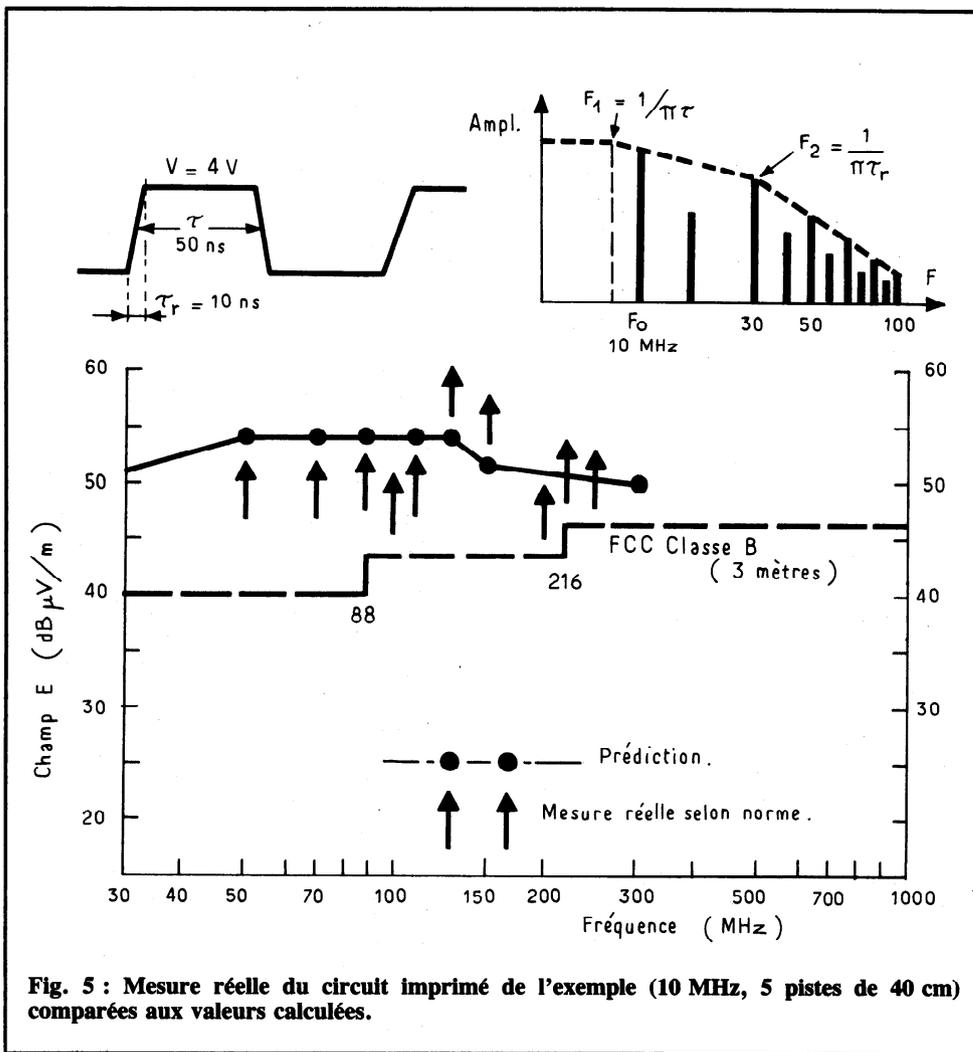


Fig. 5 : Mesure réelle du circuit imprimé de l'exemple (10 MHz, 5 pistes de 40 cm) comparées aux valeurs calculées.

### Exemple d'application

L'exemple suivant montre comment utiliser la méthode dans un cas pratique. Il s'agit d'estimer le champ rayonné à 3 m par une carte de grandes dimensions (carte-mère, fond de panier) dont les données sont :

- 5 pistes porteuses d'horloge à 10 MHz (donc particulièrement critiques) et leurs retours,
- amplitude du signal: TTL  $\approx$  4 V,
- Temps de montée  $\tau_r$ : 10 ns,
- Rapport cyclique: 50%,
- Charge équivalente en bout de ligne: 500  $\Omega$ ,
- Longueur d'une piste:  $l = 40$  cm,
- Séparation entre une piste aller et son retour:  $S = 2,5$  cm.

La figure 4 et le tableau associé montrent la démarche suivie. Il faut d'abord décomposer le signal suivant la série de Fourier de façon à retrouver l'amplitude de chaque harmonique de tension. On a utilisé la méthode simple de l'enveloppe, sachant que le lieu des raies maximales suit une pente de  $1/F$  (20 dB par décade) à partir de la fréquence  $F_1 = 1/\pi\tau$  jusqu'à une fréquence  $F_2 = 1/\pi\tau_r$ , à partir de laquelle le spectre des tensions s'atténue plus fortement, selon une pente  $1/F^2$  (40 dB par décade). La décroissance de cha-

que harmonique, en décibels, par rapport à l'amplitude de référence de départ est alors trouvée soit par le calcul, soit directement sur le graphique de la figure 4.

Ceci donne donc l'amplitude, en décibels, par rapport à 1 V de chaque harmonique (colonne n° 3).

Reste à appliquer un coefficient correcteur pour l'aire du circuit qui est évidemment différente de 1 cm<sup>2</sup>, soit dans notre cas :

aire d'un circuit:  
 $40 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm} = 100 \text{ cm}^2$   
 donc une correction :  
 $20 \text{ Log } 100 = 40 \text{ dB}$ .

Comme il y a plusieurs circuits synchrones, il y a aussi un facteur de quantité à ajouter :

$$20 \text{ Log } 5 = 14 \text{ dB}.$$

Finalement toutes ces corrections sont ajoutées à notre champ de référence donné figure 2 pour un circuit de 1 cm<sup>2</sup> attaqué par 1 V.

Remarquons encore que lorsque la plus grande dimension atteint  $\lambda/4$ , c'est-à-dire 188 MHz dans notre cas, nous avons remplacé « 1 » par  $\lambda/4$  pour chaque harmonique, et la surface rayonnante a donc décliné en proportion. Par comparaison, on a montré les limites de la norme allemande

VDE 871 à 3 m. Il est clair que jusqu'à 500 MHz, la norme est dépassée d'une façon appréciable, dans une proportion allant jusqu'à 10 dB. Il faudra donc faire quelque chose sinon le produit en question ne pourra pas être commercialisé dans les pays de la C.E.E., ni aux USA ou au Canada.

On a aussi montré, pour référence, (fig. 5), une mesure réelle de ce même circuit sur un site d'homologation type CISPR/VDE: le rayonnement réel est comparé aux valeurs calculées et l'on voit que l'approximation était satisfaisante. A ce sujet, deux précisions :

- La série de Fourier a donné des valeurs crête, alors qu'un récepteur standard de mesure d'interférences est calibré en valeurs efficaces: le calcul introduit donc une erreur pessimiste de  $\sqrt{2}$  (+ 3 dB).
- Les mesures officielles stipulent que l'essai est fait sur un sol conducteur, avec une recherche du maximum par déplacement vertical de l'antenne, c'est-à-dire une valeur pouvant être double (+ 6 dB) quand l'onde de sol arrive en phase avec l'onde directe.

### Les autres sources de rayonnements parasites

Jusqu'ici, l'accent a été mis sur le rayonnement parasite émis par les circuits imprimés. Est-ce à dire que c'est le plus important? Certainement pas. Bien que les circuits imprimés contiennent les véritables coupables, c'est-à-dire les oscillateurs et les logiques rapides, de nombreux chemins servent aux parasites pour s'échapper de l'é-

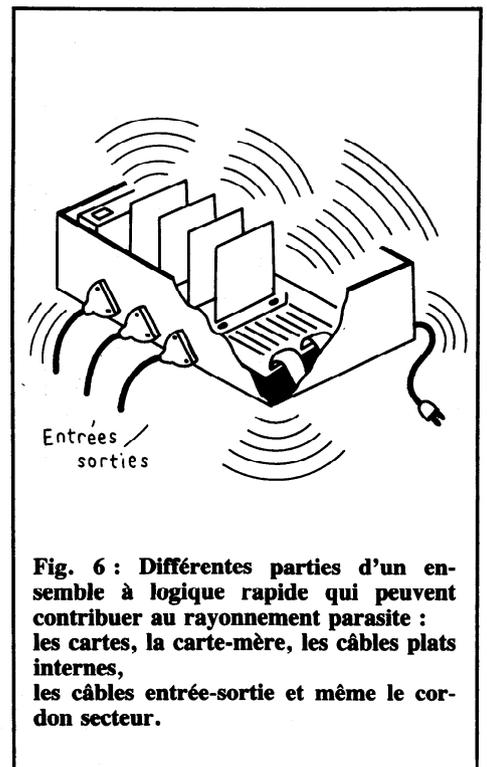


Fig. 6 : Différentes parties d'un ensemble à logique rapide qui peuvent contribuer au rayonnement parasite : les cartes, la carte-mère, les câbles plats internes, les câbles entrée-sortie et même le cordon secteur.

quipement. La figure 6 montre les plus importants.

Le concepteur ne réalise pas toujours la gravité de ces couplages indésirables. Souvent, on sent l'incrédulité des gens qui ne comprennent pas que l'harmonique n° 100 d'une horloge à quelques megahertz puisse encore rayonner suffisamment (on a vu pourquoi dans l'exemple précédent), ou comment un câble porteur de signaux lents puisse rayonner dans la bande VHF, ainsi qu'on va le voir ci-après.

La figure 7 a montre ce qui devrait se passer « normalement » : le cordon secteur ne comporte que du 50 Hz et les câbles extérieurs véhiculent un interface lent à 10 ou 100 kHz, type V 24 ou RS 232. Aucun de ces câbles externes ne peut donc générer des rayonnements à des centaines de mégahertz !

La figure 7 b montre ce qui se passe dans la réalité, dû à des causes qui ne sont *ni voulues par le concepteur, ni apparentes sur les schémas*. Le système montré a maintenant de nombreuses boucles transportant des courants parasites de mode commun, qui sont autant d'antennes rayonnantes. Alors que les circuits imprimés représentaient quelques dizaines de centimètres/carré nous avons maintenant plusieurs antennes fortuites représentant des mètres carrés ! Cette question des câbles extérieurs est souvent la plus négligée, car on oublie que même les câbles extérieurs porteurs de signaux lents (voir continus) sont facilement contaminés à l'intérieur de la machine et deviennent ensuite porteurs de fréquences indésirables.

— *Comment remédier à tout cela ?*

Premièrement, travailler ces questions au niveau des cartes, dès que possible. Soigner l'implantation de la carte, placer les condensateurs de découplage au plus près des chips, etc. ne coûte pratiquement rien. Si maintenant on attend d'en être au niveau du câblage inter-cartes pour déterminer les signaux, le coût va grimper. Et si finalement l'on ne fait rien et que l'on se repose sur le blindage final de la machine pour tout rattraper, le coût se multiplie par 10 ou 100.

— *Que faire au niveau des cartes ?*

- Distribuer les tensions et masses sous la plus faible impédance possible (plans cuivrés, ou au moins grilles orthogonales avec des pistes larges).
- N'utiliser des logiques à faibles temps de montée (moins de 10 ns) que pour les fonctions où elles sont *absolument* nécessaires, et découpler le 5 V au plus près de chip.
- Eviter les pistes signaux trop lon-

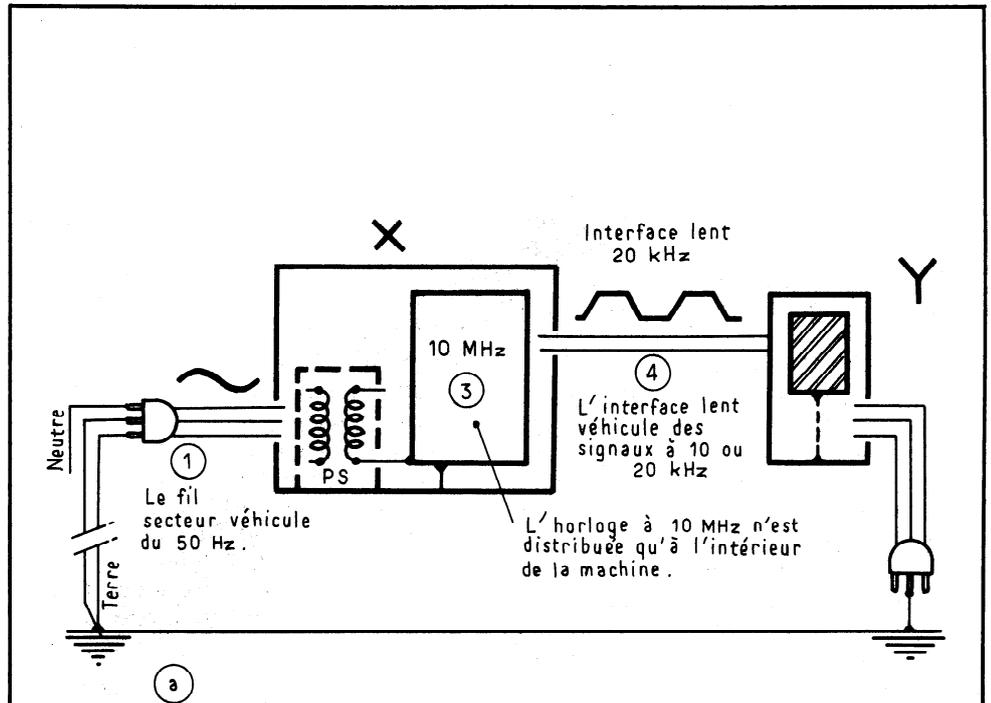


Fig. 7 A) : Ce qu'on attendrait normalement :

- ① le fil secteur véhicule du 50 Hz
- ② l'interface lent véhicule des signaux à 10 ou 20 kHz
- ③ l'horloge à 10 MHz n'est distribuée qu'à l'intérieur de la machine.

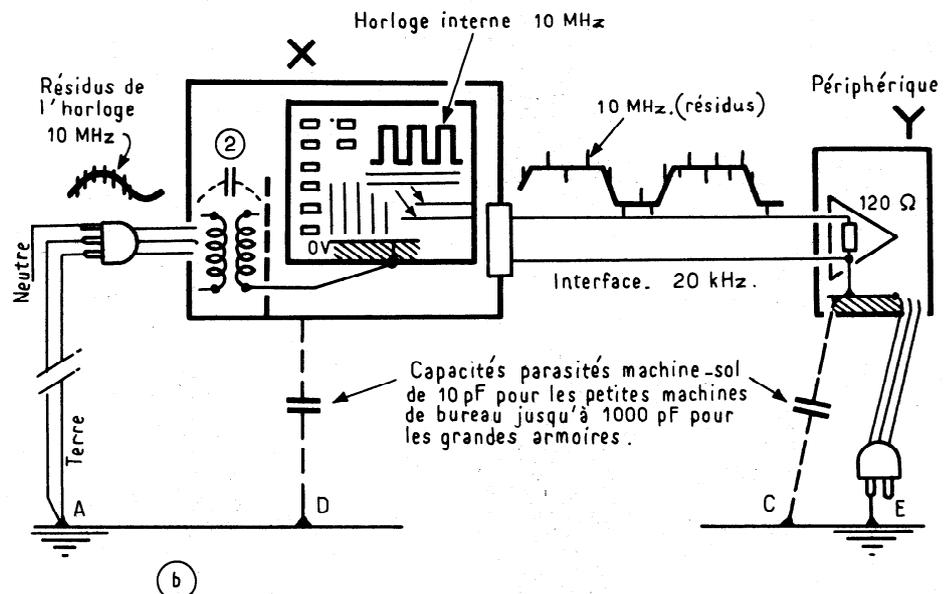


Fig. 7 B) : Ce qui se passe en réalité :

- A cause de la capacité parasite primaire-secondaire en ② (30 à 1000 pF) dans des transformateurs ordinaires) les fils secteur et le fil de terre sont contaminés par le 10 MHz et ses harmoniques.
- Les câbles rubans ou multipaires de la liaison 20 kHz sont aussi porteurs de résidus de l'horloge 10 MHz, qui ont été couplés par parasitages internes dans les cartes (seuls les fronts raides de l'horloge sont couplés, mais l'amplitude de ces signaux indésirables atteint facilement 10 à 100 mV crête). Ces parasites ultra-courts ne perturbent pas la liaison mais rayonnent un champ important.
- Les boucles rayonnantes sont XYCD, XYEF ou un mélange des deux.

# Technique de base

gues qui font tout le pourtour de la carte.

- Re-générer les signaux d'horloge sur chaque carte plutôt que transporter plusieurs fils d'horloge d'une carte à l'autre.
- Toujours faire voyager un fil porteur de fréquences élevées au plus près de son tracé de retour (d'où l'intérêt des plans de masse).
- Maintenir les pistes desservant les I/Os suffisamment loin des oscillateurs et circuits rapides internes.

On a parfois conseillé d'utiliser une bobine pour réduire les harmoniques élevées. Quoique parfaitement valable en théorie la solution est difficile à appliquer: l'impédance de sortie d'une porte logique représentant de 30 à 300  $\Omega$ , et l'impédance équivalente d'entrée de la porte commandée représentant aussi de 300 à 1 000  $\Omega$  aux fréquences considérées, il faudrait donc une inductance telle que  $LC\omega$  représente nettement plus de 1 000  $\Omega$  au-dessus de 10 MHz pour avoir une perte d'insertion appréciable, ce qui pose des problèmes:

1°) Il faudrait équiper chaque piste critique avec une bobine de plusieurs dizaines de micro-Henrys, ce qui est encombrant et coûteux.

2°) La bobine nécessaire affecterait tellement le spectre du signal que les flancs des transitions seraient arrondis, ce qui pose des problèmes fonctionnels: à moins que le concepteur puisse les tolérer et dans ce cas, pourquoi n'avoir pas pris une logique moins rapide dès le début?

— *Que faire au niveau du câblage et de l'implantation générale de la machine?*

- Séparer les câbles par familles, et ne pas ficeler ensemble les fils porteurs de signaux lents avec des fils porteurs de hautes fréquences.
- Utiliser un transformateur d'alimentation à écran de Faraday.
- Utiliser un filtre secteur, monté à l'interface du cordon secteur, pour éviter la contamination de ce dernier.

*NOTE:* Qui rayonne le plus: une ligne d'horloge ou une ligne « données »? L'horloge est un signal parfaitement périodique, avec un rapport cyclique de 20 à 50 % parfaitement stable, donc génère des signaux cohérents. Au contraire, les signaux logiques (tout au moins en code NRZ) ont des durées qui varient suivant le texte transmis et apparaissent donc comme des émissions aléatoires, ou plutôt non-

cohérentes. Toutes choses égales, c'est donc le rayonnement des horloges qui prédominera dans une machine.

## Références:

1. Azoulay A.: « Les Terminaux de Télécom. face à l'environnement radio » - Annales des Télécommunications (CNET) Mai-Juin-1984.
2. FFC Rules & Regulations - Part 15 J.
3. Mardigian M.: « Interference Control in Computers » publié par Don White Consultants, Gainesville, VA 22065 USA.
4. D.R.J. White: « Maîtrise du Bruit dans les Circuits Imprimés » (traduit de l'anglais par A. Charroy).

*N.D.L.R.: DWCI est représenté en France par la Société EATON/AILTECH à*

**Allez, vous aussi, à la Foire de Hanovre ! Vous y recueillerez des informations approfondies sur les méthodes de production économiques, les systèmes d'automatisation les plus modernes et les solutions d'avant-garde apportées au domaine des télécommunications. Vous verrez également comment mettre en œuvre toutes les innovations de la microélectronique ainsi que des techniques énergétiques entièrement novatrices. Aucune autre manifestation au monde ne vous fournira autant d'impulsions nouvelles qui profiteront directement à votre entreprise. Hanovre, c'est une précieuse source d'information sur les toutes dernières nouveautés en électronique et en électrotechnique.**

## Salon mondial de l'électronique et de l'électrotechnique

...à la Foire de Hanovre

Mercredi 17 – Mercredi 24 avril

