

50376
1974
74

N° d'ordre : 154

50376
1974
74

THESE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR - INGÉNIEUR

par

J. L. BRUNA

Ingénieur I.D.N.

ÉTUDE ET RÉALISATION DE MODULES
D'ENTRÉES - SORTIES
POUR CALCULATEUR INDUSTRIEL



Soutenue le 17 Avril 1974, devant la COMMISSION D'EXAMEN :

Membres du Jury :

P. VIDAL

Président

L. POVY

J. M. TOULOTTE

Examineurs

V. CORDONNIER

J. HELEIN

Invité

A MA FEMME

A MA FILLE

A MON FILS

A MES PARENTS

A MES BEAUX PARENTS

AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Département Petits Ordinateurs et Applications Spécialisées de la Compagnie Internationale pour l'Informatique en étroite collaboration avec le laboratoire d'Automatique appliqué de l'Université des Sciences de Lille sous la direction de Monsieur le Professeur P. VIDAL.

Nous tenons à lui exprimer ici toute notre gratitude pour l'intérêt constant qu'il a bien voulu prendre à ces travaux, pour les conseils tant théoriques que pratiques qu'il a bien voulu nous donner et également pour les encouragements nombreux qu'il a su nous prodiguer au moment où nous avions des difficultés dans la poursuite de ces travaux. Qu'il accepte cette thèse comme le témoignage de nos chaleureux remerciements et qu'il trouve ici l'expression de notre entier dévouement.

Nous adressons également tous nos remerciements à M. V. CORDONIER, Maître de Conférences à la Faculté de Lille, dont la présence dans notre jury nous honore grandement.

Que M. POVY, Maître de Conférences à la Faculté de Lille trouve ici l'expression de nos vifs remerciements pour son aide et son concours qui nous ont été très précieux.

Nous adressons également tous nos remerciements à M. TOULOTTE, Maître de Conférences à la Faculté de Lille qui nous a conseillé et guidé dans l'édification de ce travail. Sa sollicitude et sa bienveillance nous ont toujours été d'un grand soutien.

Nous nous souvenons enfin de notre camarade trop tôt disparu D. REGNIER dont le courage exemplaire a été pour nous un guide précieux.

.../...

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à M. HELEIN, Ingénieur en Chef du département petits ordinateurs et applications spécialisées pour l'aide et les conseils qu'il a su nous prodiguer. Nous espérons ne pas avoir déçu sa confiance et mérité l'honneur de sa considération.

Nous remercions également M. MICHEL, Chef des études du département des Petits Ordinateurs de la CII. Il a su nous prodiguer les nombreux encouragements nécessaires à la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de notre profond respect.

Nous tenons enfin à remercier M. LE PARCO, Chef du Service Etudes Hardware du département Petits Ordinateurs de la CII pour l'intérêt constant qu'il a pris à nos travaux et pour l'ambiance dont il a su nous entourer. Qu'il trouve ici l'expression de notre plus profonde amitié.

INTRODUCTION.

Nous avons eu la grande chance de pouvoir participer de bout en bout à la conception et à la réalisation des interfaces industriels d'un petit calculateur numérique.

Le mémoire ci-après décrit les difficultés que nous avons rencontré tant du point de vue théorique que pratique.

Il nous est cependant apparu plus important d'insister d'avantage sur les difficultés théoriques que sur les difficultés pratiques, ces dernières n'étant en fait liées qu'à une technologie actuellement utilisée mais de durée de vie éphémère. Au contraire, les difficultés théoriques, liées aux problèmes d'environnement, sont, elles, des constantes totalement ou presque indépendantes de la résolution pratique. Elles ne disparaîtront que par l'utilisation de techniques différentes de celles utilisées à l'heure actuelle.

I - GENERALITES

I.1. - Les calculateurs numériques

Les petits calculateurs numériques connaissent à l'heure actuelle un développement très important dans le domaine de la commande automatique des processus industriels. Les raisons de cet état de fait peuvent être considérées comme étant :

a) - d'ordre économique dans la mesure où, le temps moyen d'étude d'un petit calculateur est de l'ordre de 2 ou 3 ans et où cette étude ne nécessite que des moyens relativement réduits. Cette raison explique le fait qu'un grand nombre de constructeurs, tant d'origines américaine que japonaise, française ou autres, se soient lancés dans l'étude et la vente de ces matériels.

La profusion relative de ces calculateurs explique également leur prix et l'intérêt économique que peuvent en tirer les utilisateurs.

b) - d'ordre pratique dans la mesure où, la plupart du temps, ces calculateurs sont utilisés en remplacement de logiques câblées ou de systèmes spécifiques donc non réutilisables. De plus, en dehors des fonctions de contrôle ou de transmission qu'ils peuvent assurer, ces calculateurs peuvent permettre l'exécution de petites tâches de gestion ce qui améliore leur rentabilité par une utilisation intensive.

I.2. - Exemples de systèmes

Les applications de ces petits calculateurs se situent essentiellement dans les grands domaines :

- . La concentration - diffusion (télétransmission)
- . Le contrôle de processus industriels.
- . La petite gestion
- . Les laboratoires
- . L'enseignement
- . Le remote batch

.../...

Dans le premier type d'applications, le petit calculateur peut souvent être considéré comme satellite ou esclave d'un calculateur plus important qu'il décharge d'un travail spécialisé :

Un exemple de ce type est l'utilisation du calculateur en contrôleur de traceur de courbe dans des applications du type cartographie. Dans ce système le calculateur "maitre" préside au calcul du tracé d'une route par exemple et délègue au petit calculateur "esclave" le soin de calculer les ordres à envoyer à la table traçante périphérique pour dessiner ces divers plans de détails nécessaires à sa réalisation.

Dans ce cas la liaison entre calculateur maitre et calculateur esclave s'effectue au moyen de lignes de transmissions téléphoniques ou télégraphiques.

Dans le second type d'application, le calculateur fait partie intégrante d'une ou plusieurs boucles d'asservissement. Il présente l'avantage de pouvoir gérer simultanément plusieurs paramètres et donc de pouvoir éventuellement servir dans des systèmes à plusieurs variables. Ce type d'utilisation est très répandu et l'on peut citer l'exemple du contrôle automatique d'un train de laminage. Dans ce cas, le calculateur règle tous les problèmes de mise à épaisseur et de découpage à longueur donnée de toles et de profilés.

Pour expliquer le rôle des différents organes d'entrées-sorties nécessités par ce type d'utilisation, imaginons l'exemple très simple d'une cuve contenant un liquide dont on désire garder le niveau constant.

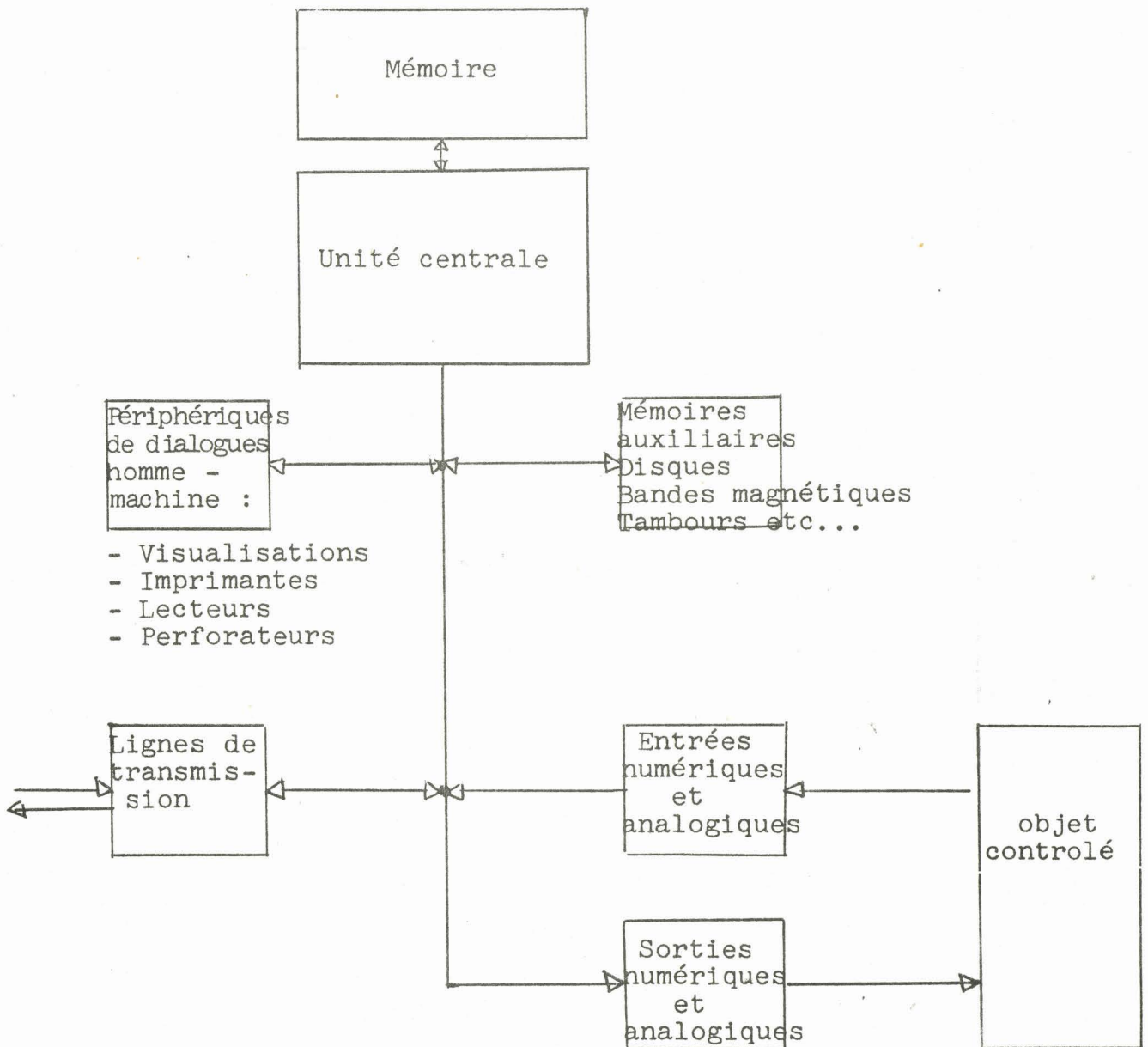
Considérons donc une cuve dont on tire un débit ds variable et qui peut être alimentée au moyen d'une vanne V.

Le calculateur doit tout d'abord posséder un traducteur électrique du niveau du liquide dans la cuve. Ce premier élément est appelé "capteur". Il peut s'agir en la matière d'un système lampe - cellule photo électrique ou capsule manométrique. Il faut ensuite un organe adaptant ce signal électrique ainsi créé à un niveau et à une forme compatible avec le calculateur. C'est le rôle des organes d'entrées numériques ou analogiques.

Inversement, le calculateur doit pouvoir réagir sur l'objet. Il lui faut pour cela deux organes :

- . Un organe de sortie numérique ou analogique capable d'adapter les signaux provenant du calculateur en signaux électriques assimilables par l'objet à commander.
- . Un organe capable de transformer les signaux électriques ainsi générés en effets compatibles avec le processus commandé C'est le rôle des actionneurs et dans ce cas présent de la vanne électrique.

De ces quelques considérations, nous pouvons tirer un schéma synoptique de l'environnement possible d'un calculateur de processus



I.2.1. - Les entrées - sorties numériques

Ce sont les organes qui assurent le multiplexage et la mise en forme des états électriques provenant de l'objet contrôlé ou allant vers lui.

I.2.2. - Les entrées - sorties analogiques

Ce sont les organes qui assurent le multiplexage et la mise en forme des grandeurs électriques analogiques provenant de l'objet contrôlé ou allant vers lui.

I.2.3. - Les coupleurs spéciaux

I.2.3.1 - Les coupleurs d'interruption

Ils permettent d'interrompre le traitement d'une tâche en cours pour prendre en compte une tâche jugée plus urgente ou plus importante par l'utilisateur.

I.2.3.2. - Horloges - bases de temps

Ce sont les organes qui permettent de relier la chronologie interne du calculateur à celle de son environnement. La base de temps, incrémentée à chaque unité de temps système, permet, par simple lecture de "l'heure système", au calculateur de savoir quelle est la tâche à assumer à l'instant présent.

I.2.3.3. Compteurs

Ce sont les organes permettant le comptage d'impulsion dans le cas de capteurs spéciaux tels que débit mètres à impulsions et autres....

I.3. - But de l'étude

Après avoir défini brièvement les calculateurs numériques et leurs interfaces, nous allons essayer de définir les raisons qui ont amené à étudier une nouvelle gamme de coupleurs "industriels".

.../...

Nous pouvons entrevoir trois grandes motivations :

1 - L'évolution de la technologie.

Cette évolution très nette tend à une miniaturisation de plus en plus poussée des organes logiques. Une fonction telle qu'un additionneur réclamait autrefois plusieurs dizaines de circuits intégrés, et ne réclame plus aujourd'hui qu'un seul boîtier.

Cette évolution entraîne une évolution de structure :

Dans les anciennes technologies (vieilles de 5 ans) une plaquette de circuit imprimé ne réalisait qu'une fonction élémentaire, et il fallait plusieurs plaquettes pour assurer une fonction de couplage complète.

Aujourd'hui au contraire, la miniaturisation permet de regrouper sur une seule plaquette toutes les fonctions de couplage nécessaire.

Cette évolution a rendu obligatoire l'étude de plaquettes coupleurs nouvelles.

2 - L'évolution de la modularité.

Cette évolution due à la précédente est un problème délicat. En effet, malgré la miniaturisation importante réalisée, il est encore impossible de réaliser toutes les fonctions dans un seul boîtier. Dans ces conditions il faut définir avec précision l'ensemble des fonctions que doit réaliser une plaquette de couplage.

Ce choix est assez simple lorsque le périphérique à connecter est connu (ex. coupleur de lecteur de ruban, ou de cartes, ou de disque, etc...), mais est beaucoup plus complexe dans le cas des interfaces industriels qui peuvent avoir comme périphériques tous les "objets" possibles.

3 - Le choix des composants

Lié à l'évolution de la technologie, le choix des composants reste un problème délicat.

En effet, si les constructeurs proposent les produits les plus divers, il faut effectuer un choix judicieux parmi ces fournitures pour des raisons:

- . Techniques : il faut que le composant remplisse bien son rôle, et le fasse longtemps.
- . Economiques : Il faut que le rapport performance prix soit le meilleur possible, mais ceci est également lié à une politique d'ensemble de produits dans la mesure où il vaudra mieux utiliser le composant A à n exemplaires, quitte à devoir utiliser 3 boîtiers de type A pour réaliser une fonction remplie par un boîtier de type B dont on n'aurait qu'une utilisation trop faible d'où un coût plus élevé.
- . Diverses : Dans la mesure où d'autres contraintes (taille, homogénéité de production...) peuvent également guider le choix.

En résumé, on peut dire que l'évolution technologique a amené à une nouvelle conception des coupleurs et donc à de nouvelles études.

Ces études ont porté essentiellement sur des problèmes :

- de choix de composants
- de structures et de modularités.

Il est bien évident qu'une étude judicieuse de ces nouveaux produits passe par une bonne connaissance des sites industriels dont nous allons essayer de définir les problèmes.

I.3. - Problèmes généraux des installations industrielles

Les problèmes que l'on rencontre sur les sites industriels sont nombreux et liés :

- . à leur emplacement géographique (température, humidité, ambiances salines),
- . au fait qu'ils regroupent des appareils très divers créant une ambiance particulière (poussière, rayonnements, parasites, vibrations etc...)

.../...

- . au fait qu'ils sont souvent géographiquement étendus et que dans ces conditions les distances entre capteurs et entrées d'une part, sorties et actionneurs de l'ordre sont souvent importantes (500 à 1000m) amenant ainsi des problèmes de transmission à moyenne distance.

Nous allons essayer dans ce paragraphe de définir les problèmes les plus courants et de donner les solutions adoptées dans le cas de conditions particulières de :

- . Température
- . atmosphères corrosives
- . humidité
- . poussière
- . rayonnement
- . parasites
- . chocs et vibrations
- . mode commun

I.3.1. - La température

Ce problème est du essentiellement à la position géographique des sites industriels et éventuellement aux conditions particulières d'utilisation des calculateurs (ex : proximité de fours).

De façon générale la gamme d'utilisation des matériels est prévue pour aller de 0 à 50° C, ces écarts étant relativement rarement atteints.

Cette contrainte entraîne relativement peu de problèmes au niveau conception des produits dans la mesure où la plupart des composants utilisés ont un fonctionnement garanti dans la gamme industrielle de 0 à 70° C et où ces composants voient leurs caractéristiques peu modifiées par le paramètre. Le problème reste cependant entier dans le cas de montages à composants discrets. On est alors amené, si la dérive doit être faible, à utiliser des composants spéciaux (résistances à haute stabilité, composants appairés etc...). De plus certaines précautions lors de la conception restent impératives (symétrie des montages, utilisation des composants en dessous de leurs performances maximales...)

I.3.2. - Les atmosphères corrosives

Elles sont comme précédemment essentiellement liées à la position géographique des sites industriels (ambiance saline) et éventuellement aux conditions particulières d'utilisation des calculateurs (fumées corrosives).

Ce problème est résolu à deux niveaux :

- . au niveau composant dans la mesure où la plupart des composants sont eux-mêmes protégés contre ces ambiances par moulage, encapsulage ...
- . au niveau système dans la mesure où les circuits imprimés sont après câblage protégés par des vernis ou même quelquefois moulés dans des résines.

I.3.3. - La poussière

Elle est également très fréquente sur le site (scories des extractions minières, réidus des fumées). De plus cette poussière est facilement attirée par attraction électrostatique sur les circuits et composants. Elle est heureusement dans la plupart des cas non corrosive mais peut provoquer un mauvais fonctionnement par obstruction des ouies de ventilation, fuites électriques entre conducteurs, mauvais contacts.

Le problème est ici aussi traité à deux niveaux :

- . encapsulage ou enrobage des composants,
- . protection par vernis des circuits.

De plus les matériels sont enfermés dans des armoires ou des coffrets dont tous les accès sont munis de filtres.

I.3.4. - Le rayonnement (autre qu'électromagnétique)

La plupart des rayonnements habituels (lumière) sont heureusement inactifs. Il arrive cependant que certains calculateurs soient amenés à travailler à proximité de rayonnements dangereux (piles atomiques) mais compte tenu

de la rareté et de la diversité des cas à traiter, aucune solution standard n'est adoptée et la protection adéquate adoptée au coup par coup. Il s'agit le plus souvent de blindages (plomb, cuivre, μ métal, etc...)

I.3.5. - Les parasites

Ce problème est primordial dans la mesure où les facteurs de bruit sur un site industriel sont nombreux :

- . parasites dus aux perturbations secteur provoquées par des machines électriques de forte puissance,
- . parasites induits provenant des champs magnétiques intenses créés par ces machines,
- . parasites créés par le calculateur lui-même dans la mesure où il est constitué de circuits à commutation rapide.

Ces parasites se propagent :

- . par conduction directe
- . par couplage capacitif
- . par induction.

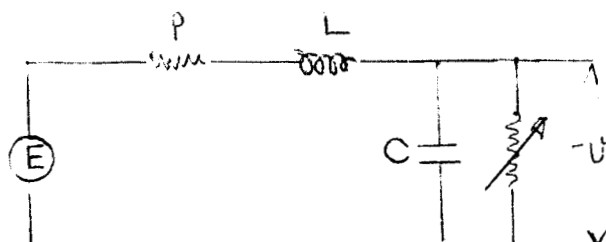
Nous allons examiner ces différentes sources de bruit et la façon dont on essaie de s'en préserver.

1 - Parasites ramenés par conduction directe.

Pour ces problèmes, le calculateur génère lui-même ce type de parasites par des appels de courant sur les lignes.

Considérons en effet une charge variable R alimentée par une source de tension E au travers d'un réseau de résistance P , de self L et de capacité C .

Soit le schéma suivant :



Essayons de déterminer la forme de la tension V pour une variation de la charge R d'une valeur R_0 , à une valeur R, en un temps fini T.

Cette tension V peut s'exprimer sous la forme

$$(R + \rho) V + (L + \rho RC) \frac{dV}{dt} + LRC \frac{d^2V}{dt^2} = ER$$

en posant

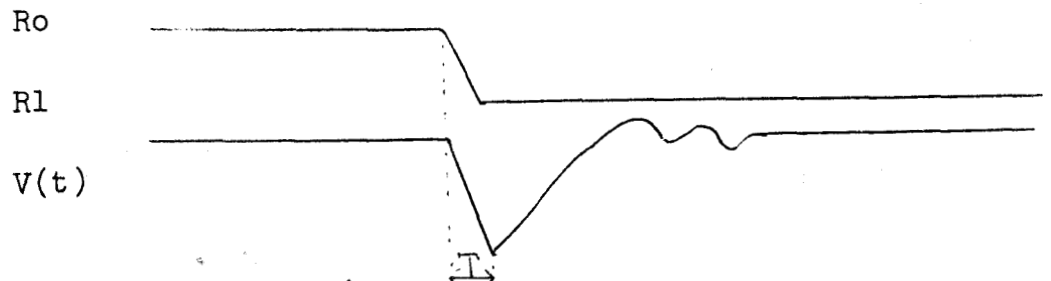
$$R = R_0 + \frac{R_1 - R_0}{T} t$$

il vient

$$V(t) = \frac{ER_0}{R_0 + \rho} + \frac{\rho (R_1 - R_0) E}{6 L R_0 C \cdot T} t^3 + \dots$$

Cette phase transitoire se poursuit jusqu'à $t = T$ puis nous obtenons une forme connue d'exponentielle présentant des oscillations amorties.

D'où l'oscillogramme



Si nous prenons l'exemple numérique suivant :

- $R_0 = 10^7 \Omega$
- $R_1 = 5 \cdot 10^3 \Omega$
- $T = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

Nous prendrons par ailleurs des valeurs de C, L et S estimées pour 10 cm de cablage circuit-imprimé en 35μ d'épaisseur et 0,5 mm de largeur.

- soit : $C \approx 7 \text{ pF}$
- $L \approx 1 \mu\text{H}$
- $\rho \approx 10 \text{ m}\Omega$ (en négligeant les effets de peau).

Il vient :

$$V(T) \approx 2 \text{ Volts}$$

Il est bien évident qu'un tel parasite est inacceptable sur une plaquette logique où le fonctionnement correct des circuits est garanti pour un $\frac{\Delta V}{V}$ de la tension d'alimentation assez faible (10 % $\frac{\Delta V}{V}$ environ).

La seule façon de s'affranchir de ce problème est de mettre aux bornes de la charge une capacité C aselfique de valeur 10 NF environ.

Le calcul précédent donne alors, toutes choses égales par ailleurs :

$$\frac{\Delta V (T)}{V} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Volts}$$

Ceci n'est cependant vrai que si :

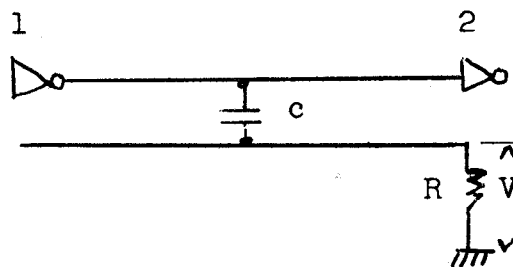
- C est totalement aselfique, ce qui n'est jamais réalisé.
- C directement aux bornes de la charge : ce qui est également impossible.

Dans ces conditions, l'adjonction de capacités peu selfiques à faible distance de la charge (5 cm max.), limite le bruit à 100 ou 200 mv environ. Ce problème se double de celui des retours de masse (§ II.2.2.1).

2 - Considérons maintenant le problème du couplage capacitif existant entre 2 fils voisins.

Pour cela nous prendrons l'exemple d'un fil connecté à la borne d'une charge R et passant à proximité d'un fil joignant 2 outils TTL.

Nous calculerons la variation de tension induite aux bornes de R à travers la capacité de couplage c



.../...

Si l'on considère une transition du niveau sur le fil joignant (1) et (2) de 4 volts environ en 5 nano-secondes, soit une fréquence équivalente à ce front de montée de 60 MHz.

Si l'on considère C = 7 pF (fils parallèles sur 10 cm environ), il vient que l'impédance équivalente

$$\text{est } Z = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{7 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 10^6} \approx 0,9 \text{ k}\Omega$$

Soit si R \approx 300 Ω \Rightarrow

$$\Delta V = \frac{RV}{R + Z} = \frac{300 \times 4}{300 + 900} \approx 0,1 \text{ volt}$$

Nous voyons que cette perturbation n'est pas non plus négligeable et qu'il est important de l'éliminer.

Ceci est fait essentiellement par des précautions de câblage qui consistent à éviter les couplages capacitifs en croisant les fils d'une face à l'autre du circuit imprimé et en entourant d'un écran les fils bruyants.

Pour le cas de liaisons externes entre 2 équipements on utilisera systématiquement des paires torsadées de manière à équilibrer le plus possible les capacités de couplage avec un fil perturbateur. De plus on utilisera de préférence des cables blindés.

Si l'on considère en effet le rapport de réduction du bruit amené par ces précautions considéré comme étant de 1/1 pour 2 fils parallèles, il est de 14/1 soit 23 dB pour 1 torsade au pas de 10 cm, de 141/1 soit 43 dB pour 1 torsade au pas de 2,5 cm auquel vient s'ajouter un rapport 22/1 soit 27 dB si le cable est blindé.

3 - Couplage inductif

Ce couplage est lié au couplage précédemment décrit dans la mesure où toute charge électrique en mouvement crée un champ magnétique variable qui induit une force électromotrice de valeur $e = - \frac{d\phi}{dt}$ sur tout conducteur considéré comme antenne.

Ce type de couplage est beaucoup plus difficile à chiffrer que les précédents car il dépend essentiellement du site industriel et en particulier de la présence éventuelle de rayonnements intenses.

Les précautions prises sont donc les mêmes que précédemment c'est-à-dire liaisons en paires torsadées de manière à ne pas introduire de parasites en mode série et blindage de manière à établir une cage de Faraday autour de la liaison.

I.3.6. - Les chocs et les vibrations

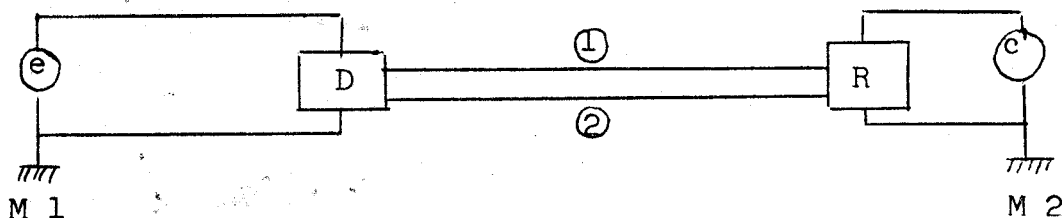
Le matériel est soumis à des chocs qui peuvent être violents essentiellement au cours de son transport et de son installation. Il est rare qu'il soit soumis à des chocs sur le site sauf s'il s'agit de matériel embarqué sur les engins terrestres ou aériens.

Par contre les vibrations sont fréquentes sur le site du fait d'un environnement de machines outils. Les solutions sont, d'une part l'utilisation de structures mécaniques amorties, et d'autre part l'utilisation préférentielle des outils statiques par rapport aux outils dynamiques (relais).

I.3.7. - Le mode commun

Il s'agit là d'un des problèmes essentiels des interfaces industriels. Nous allons essayer d'en examiner rapidement les causes et les effets.

Considérons l'exemple de deux équipements reliés par 1 ou plusieurs fils et alimentés par 2 alimentations distinctes mises à la terre en leur pied.



Si les points de masse sont éloignés leurs potentiels sont obligatoirement différents à cause :

- des différents rayonnements électromagnétiques précédemment cités.
- des courants de retour de certains équipements (lignes télégraphiques par exemple).
- du fait que la terre n'est pas de résistance nulle.

Dans ces conditions, on peut considérer qu'il existe un générateur de tension de valeur E et d'impédance interne Z_{mc} entre les masses M_1 et M_2 et que, si l'émetteur D court-circuite les liaisons ① et ②, le récepteur R verra sur ses deux entrées la même tension E .

Quelles que soient les précautions de masse prises pour rendre négligeable l'effet précédemment cité, il n'en reste pas moins que les problèmes de mode commun subsistent.

En effet, nous avons cité dans le § I.3.5. les problèmes dus aux parasites et nous avons dit que les couplages capacitifs et inductifs étaient traités par utilisation de paires torsadées. Dans ces conditions, cela revient à dire que l'on essaie de rendre symétrique les perturbations émises sur les deux fils sans pour cela les annuler.

Ceci revient à dire que le récepteur R voit dans tous les cas une tension E à travers une impédance Z_{mc} sur ses deux entrées.

Si les liaisons 1 et 2, de même que les entrées du récepteur R sont parfaitement symétriques, le mode commun ne pose que des problèmes de tenue en tension, malheureusement il est strictement impossible d'obtenir cette symétrie et dans ces conditions le mode commun se transforme en une tension d'erreur ou mode série pour le récepteur R .

Nous verrons dans chaque cas particulier les diverses assymétries inhérentes au système et donc les problèmes posés par le mode commun.

Le mode commun nous amène à une considération fondamentale concernant la tenue en tension des organes d'entrée.

En effet, le calculateur se branche successivement sur les diverses voies d'entrées numériques ou analogiques par un multiplexeur qu'il commande. Ce multiplexeur est réalisé soit à l'aide d'interrupteurs dynamiques du genre relais, soit à l'aide d'interrupteurs statiques du genre transistor. Dans tous les cas lorsque l'interrupteur est ouvert, il doit supporter la tension E de mode commun précédemment définie.

L'état actuel de la technologie ne permet pas de faire supporter à des interrupteurs statiques comme les transistors des tensions très importantes et c'est la raison pour laquelle on est obligé d'utiliser dans certains cas des interrupteurs du genre relais moins rapides.

Ces considérations nous ont amené à concevoir deux grands types d'interfaces :

- des interfaces logiques et analogiques capables de supporter un mode commun faible (10 V) pour applications en milieu peu perturbé et distance faible.
- des interfaces logiques et analogiques capables de supporter un mode commun fort (300 V) pour applications en milieu très perturbé et distances importantes.

I.4. - Entrées et sorties numériques

Comme expliqué précédemment nous avons défini 4 cartes ayant un interface en logique TTL et ayant donc une rejection de mode commun faible ou nulle.

Il s'agit des cartes :

- 2 X 16 entrées numériques à niveau logique capable de permettre la lecture par le calculateur de 32 états tout ou rien sous forme de 2 "mots" de 16 chiffres binaires. (obs)
- 16 entrées numériques, 16 sorties numériques, une interruption capable de permettre la lecture de 16 chiffres binaires, l'émission de 16 ordres tout ou rien et la reconnaissance d'un signal de demande d'interruption de programme.
- Accès mode canal version rapide de la précédente dans la mesure où elle permet d'acquisition de 16 chiffres binaires ou l'émission de 16 ordres au rythme de 100 000 échanges par seconde au lieu de 10 000 pour la précédente.
- 16 sorties amplifiées capables de transmettre 16 ordres tout ou rien.

Parallèlement nous avons créé deux cartes à vocation industrielle.

Il s'agit des cartes :

- 2x16 entrées à relais capables de permettre la lecture de 32 états tout ou rien.
- 16 sorties à relais bistables capables d'émettre 16 ordres tout ou rien.

I.5. - Entrées sorties analogiques

Nous avons là aussi créé deux types d'interfaces répondant aux définitions précédentes.

Une chaîne d'entrées analogiques rapides capable d'admettre un mode commun maximum de 10V.

Une chaîne de sorties analogiques rapides admettant un mode commun de 10V.

Une chaîne d'entrées analogiques lentes capable d'admettre un mode commun de 250 V.

.../...

I.6. - Interruptions - Eléments divers

Là encore la même distinction a amené la création de 4 cartes d'interruption et deux cartes de comptage. Il s'agit des cartes :

- 4 IT indépendantes à niveau logique capables de prendre en compte 4 signaux externes sans regroupement sur un niveau d'interruption.
- 4 IT multiplexées à niveau logique capable de prendre en compte 4 signaux externes et de les regrouper sur un seul niveau d'interruption.
- 2 compteurs rapides capables de compter des impulsions internes ou externes en provenance de signaux TTL.
- 4 IT indépendantes filtrées isolées ayant la même fonction que la lère citée mais avec isolement de 300 V.
- 4 IT multiplexées filtrées isolées ayant la même fonction que la seconde mais avec isolement 300 V.

Une carte de comptage avec isolement est envisagée.

II - ENTREES - SORTIES DIGITALES

II.1. - Role - types

Comme défini précédemment, le rôle des cartes entrées numériques est de permettre au calculateur la lecture d'états "tout ou rien".

De même, le rôle des cartes de sorties numériques est de permettre au calculateur de donner des ordres de type "tout ou rien".

Ces interfaces permettent la connexion au calculateur de nombreux éléments allant d'informations isolées :

- contact à la disposition de l'opérateur,
- voyant de signalisation,

à des ensembles d'informations issus, sous forme de "mots binaires" de codeurs évolués (convertisseurs analogiques numériques ou numériques à analogiques).

Cette seconde catégorie, encore limitée, s'étend constamment dans la mesure où, l'usage des calculateurs binaires s'accroissant, les transcodages en binaire deviennent de plus en plus nécessaires.

II.2. - Problèmes généraux des interfaces numériques

Nous ne reviendrons pas ici sur la plupart des problèmes exposés au § I.3 et dus aux conditions particulières :

- de température,
- d'ambiance,
- d'humidité,
- de poussière,
- de rayonnement,
- de chocs et de vibrations,

mais nous verrons plus en détails les problèmes dus aux parasites et au mode commun.

II.2.1. Les parasites

Nous avons vu précédemment au § I.3.5. quelles étaient les origines et les effets des parasites.

.../...

Nous avons vu d'autre part qu'il était impossible de les éliminer totalement dans la mesure où :

- la symétrie des liaisons est toujours imparfaite,
- les blindages n'ont pas une efficacité absolue.

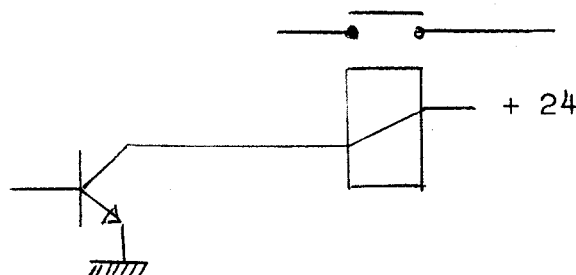
Dans ces conditions, on est amené à définir "l'immunité aux bruits" des circuits utilisés. Il s'agit en la circonstance de chiffrer la valeur du parasite de plus grande amplitude susceptible de ne pas perturber le fonctionnement d'une logique réalisée dans une technologie donnée.

Nous considérerons l'exemple d'une logique positive c'est à dire telle que la tension du niveau 1 soit supérieure à celle du niveau 0.

Nous définirons dans ce cas deux seuils de tension V_{1s} et V_{0s} tels que le niveau V de l'information est considéré comme étant à l'état 1 si $V \gg V_{1s}$ et qu'il est considéré comme étant à l'état 0 si $V \ll V_{0s}$. La plage située entre V_0 et V_1 est une zone transitoire de fonctionnement anormal.

Nous définirons également deux seuils de tension V_{1n} et V_{0n} qui sont les points de fonctionnement normaux du niveau haut et bas.

Pour concrétiser ces définitions nous prendrons l'exemple simple d'une logique réalisée à l'aide de relais de tension nominale 24 V. Ces relais ont une tension minimum de collage en général de l'ordre de 15 à 16 V et une tension maximum de décollage de l'ordre de 6 à 8 V. Si donc on considère le montage suivant :



dans lequel on commande le relais de résistance $2\text{ k}\Omega$.
à l'aide d'un transistor on voit que lorsque le transistor est bloqué ($I_B \approx 0$) la tension aux bornes du relais est de 0 V et qu'au contraire lorsque le transistor est saturé la tension aux bornes du relais est de 24 V au $V_{CE\text{ sat}}$ du transistor près.

Pour le montage précédemment décrit les tensions définies sont :

$$V_{1s} = 15 \text{ à } 16 \text{ V}$$

$$V_{0s} = 6 \text{ à } 8 \text{ V}$$

$$V_{1n} \approx 24 \text{ V}$$

$$V_{0n} \approx 0\text{ V}$$

Dans ces conditions l'immunité au bruit est la plus petite des deux marges de bruit qui séparent la tension normale de fonctionnement au niveau haut (V_{1n}) de la tension de seuil de niveau haut (V_{1s}) et la tension normale de fonctionnement au niveau bas (V_{0n}) de la tension de seuil de fonctionnement au niveau bas (V_{0s}) soit :

$$I : \inf (V_{1n} - V_{1s}, V_{0s} - V_{0n}).$$

Dans le cas particulier précité :

$$V_{1n} - V_{1s} = 8 \text{ à } 9 \text{ V}$$

$$V_{0s} - V_{0n} = 6 \text{ à } 8 \text{ V}$$

et l'immunité au bruit est de $6 \text{ à } 8 \text{ V}$: Ceci signifie que dans une logique réalisée à l'aide de relais tels que ceux décrits précédemment, un parasite de plus de $6 \text{ à } 8 \text{ V}$ d'amplitude risque de provoquer un mauvais fonctionnement.

Cette notion montre que l'on a sûrement à réaliser des logiques à haut niveau de manière à augmenter cette immunité au bruit.

Il est bien certain que cette contrainte va exactement à l'opposé de la recherche de rapidité.

En effet, il est bien évident que, pour le même circuit, une excursion de tension de 4 Volts (montée de la tension de sortie de 4 Volts) se fera environ 6 fois plus vite, qu'une excursion de tension de 24 Volts .

Ceci veut dire que l'immunité aux bruits est liée également à la notion de lenteur et de filtrage.

En effet l'adjonction d'un filtre d'antiparasitage destiné à atténuer les parasites entraîne inévitablement la réduction de la bande passante du système au plus à la fréquence au coude.

Une autre constatation peut être déduite des calculs effectués aux § I.3.5. concernant l'immunité au bruit en courant. En effet considérons le cas du couplage capacitif : nous avons montré que le passage d'un signal du niveau 0 au niveau 4 V provoquait un parasite de 0,4 V d'amplitude sur un fil voisin alimentant un outil de 300Ω d'impédance d'entrée.

Il est bien évident que l'amplitude du parasite aurait été deux fois plus faible si l'impédance d'entrée avait été également deux fois plus faible, c'est-à-dire si la liaison sur le fil parasite avait exigé un courant deux fois plus fort à tension égale.

Les trois remarque faites dans ce paragraphe amènent à conclure que l'immunité aux parasites exige deux conditions essentielles :

- Liaisons à forte puissance (tension élevée, courant élevé).
- Filtrage d'entrée ou vitesse faible.

Ceci s'entend bien entendu en dehors des précautions précédemment citées concernant :

- Les précautions de câblage,
- Le blindage.

II.2.2. - Le mode commun

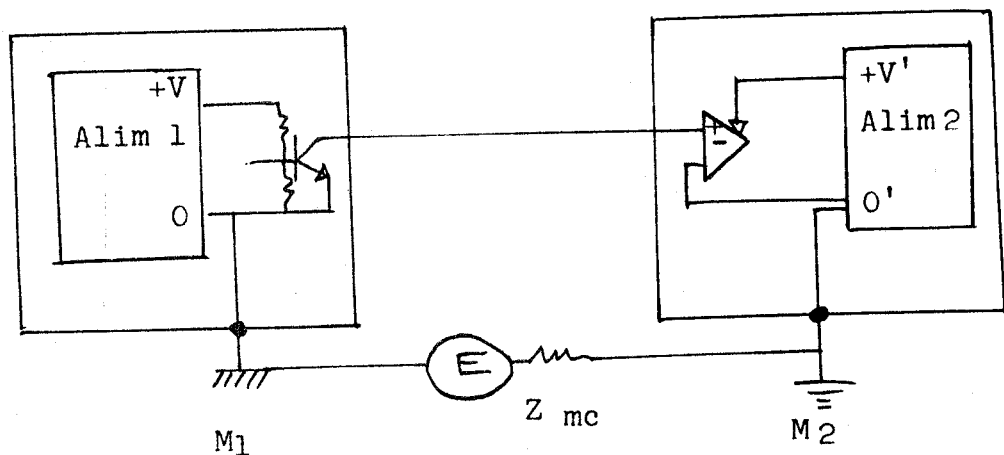
Nous avons vu précédemment dans le § I.3.7, les causes d'apparition du mode commun.

Nous examinerons ici les contraintes qu'il impose dans le cas d'interfaces logiques non différentiels ou différentiels sans isolement et dans le cas d'interfaces isolés.

II.2.2.I. Interfaces monifilaires sans isolement.

Considérons l'exemple de deux équipements reliés par un fil. L'émetteur du signal est constitué par un transistor, le récepteur par un amplificateur référencé à sa masse.

Soit le schéma suivant :



Nous avons vu qu'il existait entre les masses M_1 et M_2 un générateur de tension E et d'impédance interne Z_{mc} . Soit e la tension, sur le collecteur du transistor émetteur par rapport à M_1 . Le fil de liaison étant peu résistif et la chute de tension étant négligeable, cette tension se retrouve sur l'entrée $+$ de l'amplificateur récepteur.

Mais l'entrée $-$ de ce récepteur est référencée à la masse M_2 soit à une tension différente de E de M_1 .

Le récepteur amplifie donc la tension $e - E$ et non la tension e émise.

.../...

Nous voyons donc en particulier que si e est la tension V_{1n} définie précédemment (§ II.2.1) il faut, pour que le récepteur considère son entrée comme étant au niveau 1, que $e - E = V_{1n} - E \gg V_{1s}$ d'où $E \ll V_{1n} - V_{1s}$.

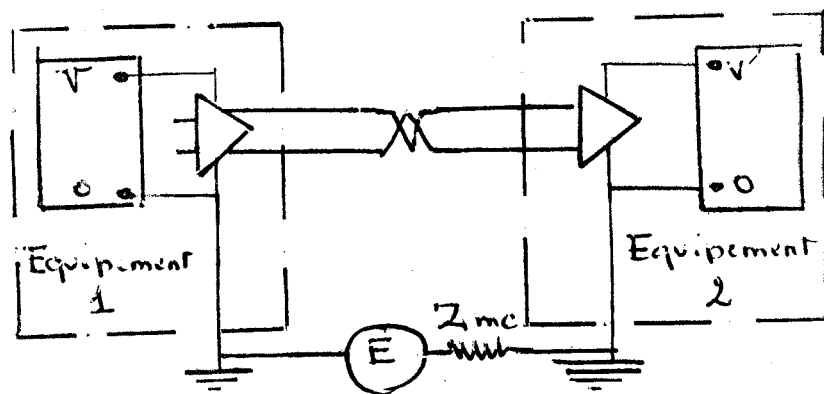
C'est-à-dire que le mode commun admissible doit être inférieur ou au plus égal à l'immunité au bruit précédemment définie.

Notons que la tension E à considérer ici est au minimum la chute de tension recueillie aux bornes d'une même masse reliant les 0 des équipements 1 et 2. Cette tension peut facilement attendre dans le cas de transitoires de fréquences élevées plusieurs centaines de millivolts.

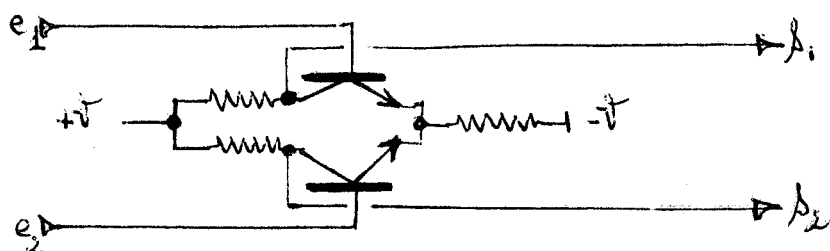
II.2.2.2. Interfaces différentiels sans isolement

Reprenons l'exemple des deux équipements précédents émis non plus par un mais par deux fils et où les émetteurs et récepteurs sont des amplificateurs différentiels.

Soit le schéma suivant :



Considérons l'étage d'entrée de l'amplificateur récepteur.



Nous voyons que e_1 est porté par rapport à M_2 à la tension $+ E + \textcircled{e}$ (signal)

et que e_2 est porté à E

Pour que le système puisse fonctionner il faut

$$\left. \begin{array}{l} E \geq -V \\ V - E - e \geq 0 \end{array} \right\} \text{Conduction des transistors}$$

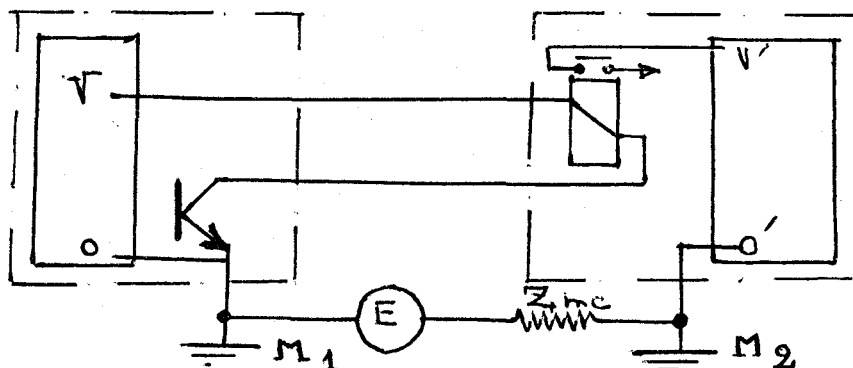
Ceci veut dire que

$$-V \leq E \leq V - e$$

$$\text{et donc que } |E| \leq V - V_{1s}$$

II.2.2.3. Interfaces avec isolement

Nous prendrons ici l'exemple d'un interface à relais avec le schéma suivant :



Nous voyons que dans ce cas, lorsque le relais est collé son contact est porté au potentiel V' par rapport à la masse M_2 et donc à $E + V'$ par rapport au potentiel de sa bobine.

Dans ces conditions, la seule condition à réaliser est que le condensateur formé par la bobine et son contact ait une tension de claquage supérieur au mode commun appliqué.

Cette condition permet dans la plupart des cas d'admettre un mode commun élevé (de l'ordre de 1000 à 1500 volts).

.../...

II.3. - Solutions habituellement utilisées

Nous diviserons ici ce paragraphe en deux sous-paragraphe pour traiter d'une part des interfaces sans isolement et d'autre part des interfaces isolés.

II.3.I. Interfaces sans isolement

Ces interfaces sans isolement sont constitués par des "outils" logiques.

Ces outils logiques étaient constitués primitivement avant l'apparition des circuits intégrés par des circuits à composants discrets réalisant les fonctions logiques de base.

- NOR
- NAND
- Bascules.

Chaque constructeur réalisait de tels modules de bases alimentés par les tensions les plus diverses : 6, 12, 18, 24, 36, 48 V d'où une multitude d'alimentations à prévoir sur des systèmes composites issus de plusieurs fournisseurs.

L'apparition des circuits intégrés DTL puis TTL a amené une certaine uniformité mais qui semble devoir rester temporaire dans la mesure où les producteurs de circuits intégrés s'orientent maintenant vers des logiques plus rapides mais avec des solutions différentes (ECL, MOS).

Nous citerons donc tout d'abord la logique DTL. abréviation pour diode - transistor - logic qui a été la première logique très utilisée. Cette logique lente a rapidement été remplacée par les circuits intégrés réalisés en logique TTL plus rapide. (temps de traversée de l'ordre de 6 à 10 ns). (Voir annexe 1).

.../...

Leurs inconvénients résident dans le fait qu'il s'agit de logiques rapides amenant de gros problèmes de parasites et surtout de leur faible immunité au bruit.

En effet, les niveaux précédemment définis sont respectivement :

$$V_{1s} = 2 \text{ V}$$

$$V_{0s} = 0,8 \text{ V}$$

$$V_{1n} = 2,4 \text{ V minimum (en pratique } 3,3 \text{ V)}$$

$$V_{0n} = 0,4 \text{ V maximum (en pratique } 0,2 \text{ V)}$$

et dans ces conditions l'immunité au bruit théorique est de 0,4 V, l'immunité au bruit pratique de l'ordre de 0,6 V.

Or nous avons vu dans le § I.3.5. que de tels parasites étaient facilement créés dans des circuits relativement complexes. Il faut donc prendre un certain nombre de précautions au cours de l'implantation des circuits imprimés.

Au niveau interface, le problème de bruit se double au problème posé par le mode commun qui ne doit pas dépasser également l'immunité précédemment calculée de 0,6 V. Ceci limite l'utilisation des circuits TTL pour des liaisons très courtes (théoriquement de l'ordre de 30 à 50 cm sans précautions particulières).

Nous verrons plus loin comment nous avons pu utiliser ces circuits pour des liaisons de l'ordre de 5 m.

En dehors des logiques précédemment citées, il faut signaler également d'autres logiques du type HTTL.

(High transistor transistor logic) issues de la TTL mais étudiées justement pour avoir une immunité aux bruits nettement plus importante. Ces logiques sont en fait peu utilisées et donc chères dans la mesure où elles obligent à multiplier ce nombre des sources d'alimentation.

.../...

La tendance actuelle va plutôt vers l'étude de logiques encore plus rapides. Citons en particulier la logique ECL (Emitter coupled Logic) qui se distingue de la logique TTL par le fait qu'elle utilise les transistors non plus en régime saturé - bloqué mais en régime linéaire de manière à gagner en vitesse. D'autres logiques en particulier à base de transistors FET ou MOS complémentaires sont également à l'étude et l'on espère pouvoir fabriquer des portes dont le temps de transfert sera inférieur à 1 ns.

Il va sans dire que l'utilisation de telles logiques rendra encore plus accrus les problèmes déjà rencontrés avec la TTL et en particulier les problèmes de parasites et de mode commun. De plus il est à peu près certain que les circuits de liaison devront être étudiés avec soin pour tenir compte des problèmes de réflexion que l'on verra apparaître à ces fréquences de l'ordre du gigahertz.

II.3.2. Les interfaces isolés

Leur évolution est beaucoup plus lente que celle des interfaces statiques précédemment décrits.

Les éléments les plus utilisés sont :

- Les relais
 - Les transformateurs d'impulsions
 - Les photocoupleurs
- } Voir annexe II

. Les relais et les transformateurs d'impulsions sont d'utilisation ancienne. Ils présentent des avantages indiscutables :

- Prix
 - Bon filtrage (par inertie mécanique, pour les relais)
- mais :
- mauvaise fiabilité dans le cas des relais
 - difficultés d'utilisation dans le cas de transformateurs.

- . Les photocoupleurs d'apparition plus récente connaissent un développement rapide et important du à :
 - un prix en baisse rapide
 - une excellente fiabilité
 - une très grande simplicité de mise en oeuvre
 - d'excellentes performances.

Le seul problème est lié au fait qu'ils n'assurent pas de filtrage.

II.4. - Solutions adoptées

Nous adopterons ici le même plan que celui suivi au cours des § I.4 et I.6, c'est-à-dire que nous étudierons successivement :

- La logique des interfaces d'entrées et de sorties numérique,
- Les "outils" d'interfaces utilisés.

- La logique des interfaces d'interruption,
- Les "outils" d'interfaces utilisés

- La logique du coupleur voie de comptage et son interface.

II.4.1. Logique des interfaces d'entrées et de sorties numériques

Pour exposer clairement le rôle de cette logique nous reviendrons tout d'abord sur la constitution du bus périphérique MITRA 15.

Nous nous contenterons de dire qu'il est formé de 16 fils véhiculant les informations à destination des coupleurs (données de sortie).

16 fils véhiculant les informations en provenance des coupleurs (données d'entrée).

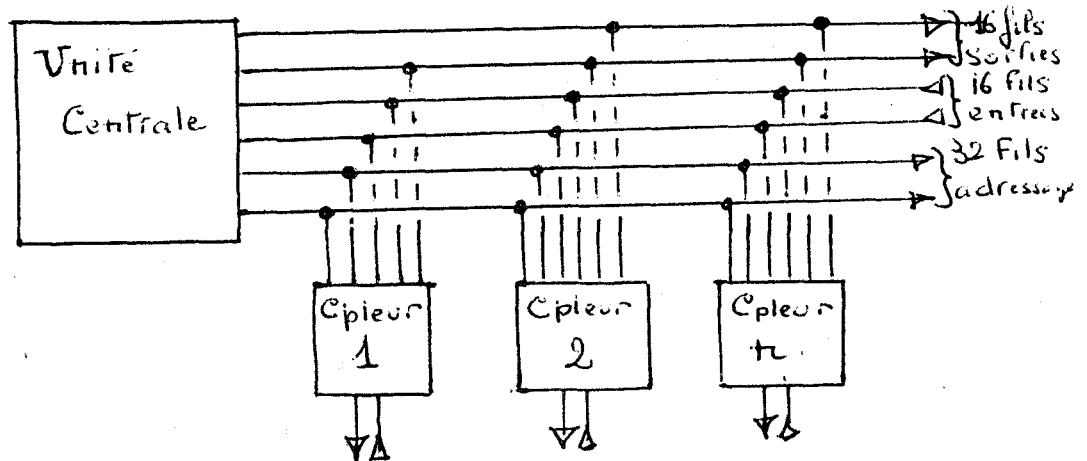
10 fils d'adressage donnant l'adresse du coupleur intéressé.

2 fils d'ordre.

.../...

Ces 12 fils précédemment cités sont en fait en partie décodés au niveau unité centrale, et l'on retrouve en fait non pas 12 mais 36 fils au niveau du bus : cela est de peu d'importance pour l'exposé et nous n'entrerons pas plus avant dans les détails.

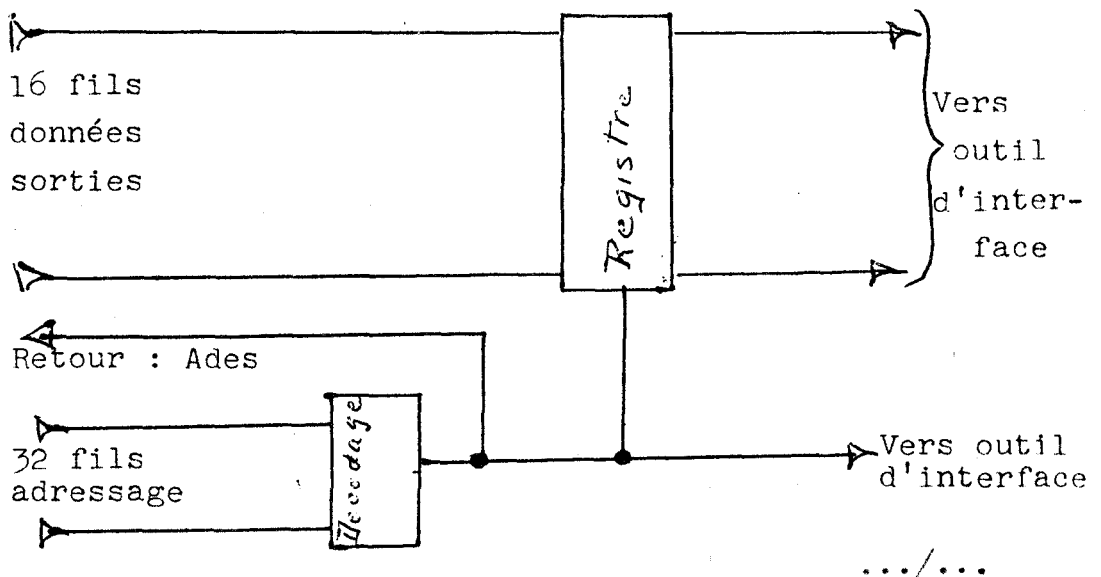
Cependant voyons comment sont disposés les coupleurs.



Les coupleurs sont tous connectés en parallèle sur le bus périphérique. Chacun ayant une adresse personnelle.

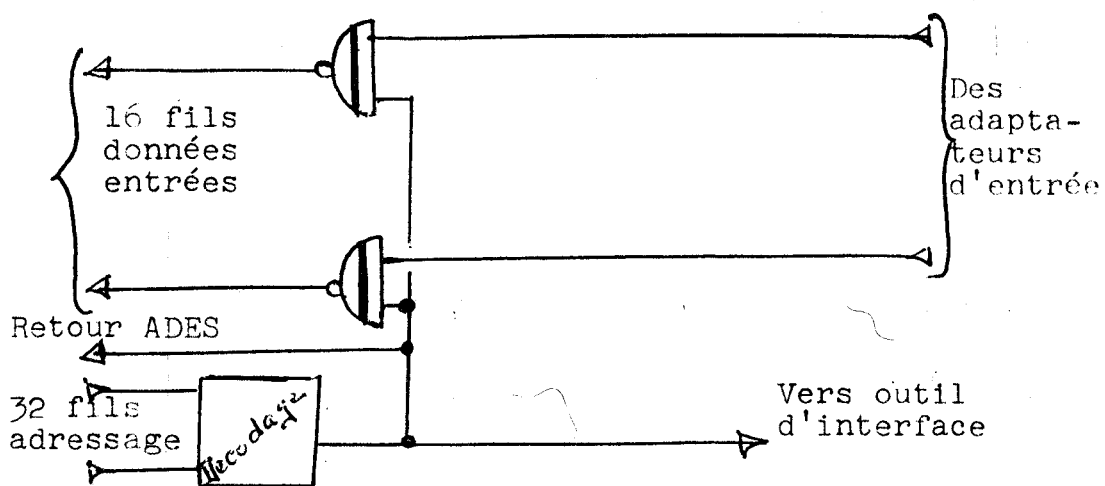
Ils ne prennent des informations circulant sur le bus de données sortie, ou inversement ne donnent des informations sur le bus de données entrées que lorsqu'ils ont reconnu leur adresse et un ordre d'écriture ou de lecture.

D'ou le schéma de base d'un coupleur de sortie.



Le fonctionnement de cette logique est très simple : le décodeur d'entrée scrute constamment les 32 fils d'adressage et les compare à son adresse propre. Dès qu'il reconnaît cette adresse il provoque la mise en mémoire dans 16 bascules constituant un registre des 16 informations présentes à l'instant sur les 16 fils de données. Il prévient ce calculateur que son travail est terminé en envoyant un signal de retour.

Le coupleur d'entrée présente un schéma assez similaire



Comme précédemment, le décodeur scrute les 32 fils d'adressage pour y reconnaître son adresse propre. Dès qu'il en est ainsi, il livre le passage aux 16 données en provenance des adaptateurs d'entrée vers le calculateur au moyen de 16 Nand symbolisés ci-dessus.

Il envoie son signal de retour dès qu'il a émis ces données.

II.4.2. "Outils" d'interface utilisés

Nous avons utilisé des outils d'interface TTL de puissance à collecteur ouvert pour les sorties à niveau dit logique, des outils TTL simple pour les entrées à niveau logique, des relais forme C mouillés au mercure bistables pour les sorties isolées, des relais forme A rend secs pour les entrées isolées.

Nous allons étudier un peu plus en détail ces montages utilisés et les raisons de ces utilisations.

II.4.2.1 - Interfaces de sortie à niveau logique

Nous avons utilisé ici des boitiers type Texas: SN 7406 contenant six portes inverseuses à collecteur ouvert.

Ces boitiers contiennent en fait six amplificateurs assurant la commande de transistors capables de supporter un VCE ≤ 30 V et d'écouler un débit ≤ 40 mA.

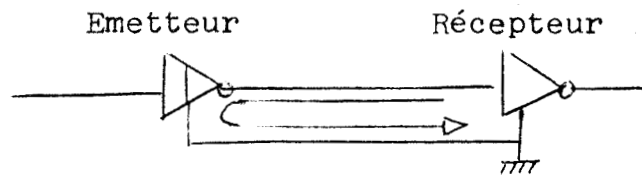
Nous symboliserons ces "outils" par le schéma suivant



Ce choix nous permet de répondre aux remarques précédemment faites :

- commandes de forte puissance
- impédance d'entrée très faible.

Nous avons de plus accompagné chaque signal d'un fil de retour de masse destiné à véhiculer le courant de retour provenant du récepteur.

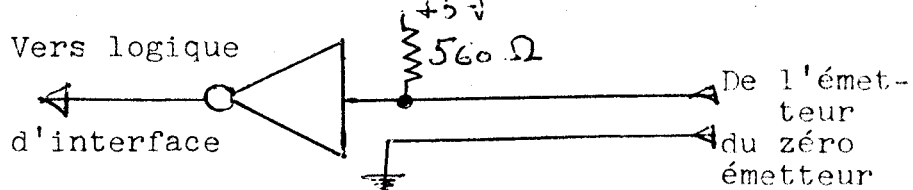


II.4.2.2 - Interface d'entrée à niveau logique

Cet interface comprend une porte TTL inverseuse avec une résistance de 560Ω destinée à diminuer l'impédance d'entrée.

.../...

Soit le schéma suivant



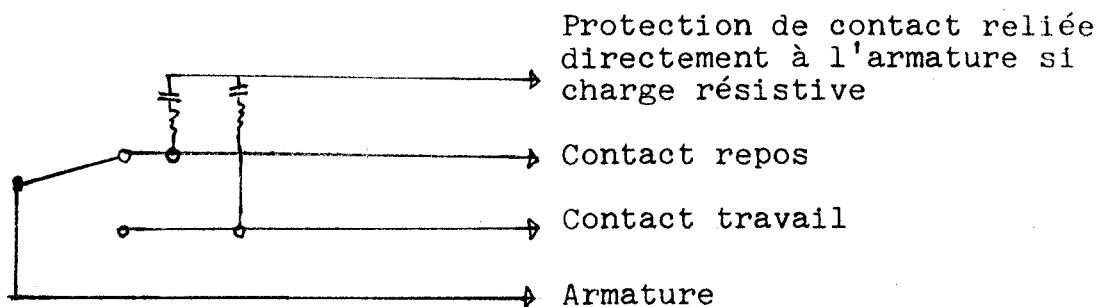
II.4.2.3 - Interfaces de sortie isolés.

Nous avons choisi des relais forme C, c'est-à-dire comprenant un contact repos et un contact travail bistables, c'est-à-dire ayant 2 états stables en l'absence d'excitation, mouillés au mercure.

Comme dit en annexe II les relais mouillés au mercure ont des contacts bien protégés et peuvent donc, sans détérioration des contacts, commuter de fortes charges : Dans le cas présent les relais de sortie ont un pouvoir de coupure de 100 VA c'est-à-dire qu'ils peuvent couper au maximum 500 V sous 200 mA ou 50 V sous 2 A.

D'autre part nous avons prévu une protection des contacts destinée à éviter leur détérioration. Voir annexe II .

Pour permettre les divers montages, nous avons sorti les 4 points comme suit :



Nous avons choisi des relais bistables : Ces relais en dehors de toute excitation gardent la position acquise lors de la précédente commande.

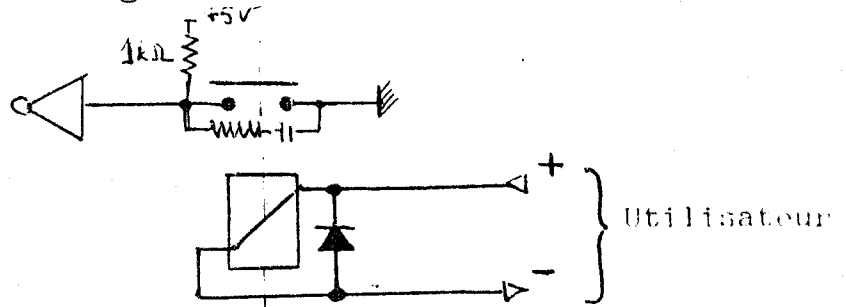
Cette solution est intéressante pour 2 raisons :

- en cas de panne du calculateur ou simplement de coupure secteur, les relais de sortie gardent leur position évitant ainsi des ordres inadaptés.
- la consommation est très faible puisque les relais ne sont alimentés que pendant leur commutation.

II.4.2.4 - Interfaces d'entrée isolés

Nous avons choisi ici des relais forme A, c'est à dire comprenant un contact travail. Ces relais présentent l'avantage d'être de prix et d'encombrement très faible.

Le montage d'entrée utilisé est le suivant :

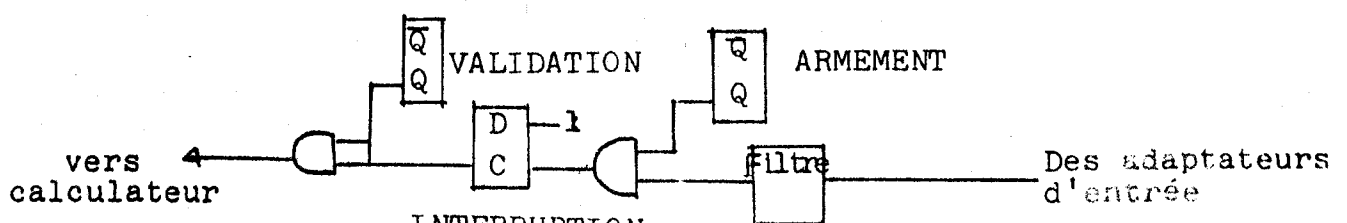


Nous n'avons pas utilisé ici des interfaces optoélectroniques à cause de leur prix encore trop important au moment où cette étude a commencé (1970).

II.4.3. Logique des interfaces d'interruption

Cette logique est beaucoup plus complexe que les logiques d'entrée et de sortie précédemment citées et nous n'entrerons que très peu dans les détails.

Nous dirons simplement que le système comprend trois bascules symbolisées dans le schéma suivant :



Le rôle de chacune de ces bascules est le suivant :

- Bascule d'armement

Lorsqu'elle est à 0, elle interdit toute prise en mémoire d'une demande d'interruption provenant de l'extérieur. Son rôle est donc un peu celui d'une bascule marche - arrêt du système associé.

La bascule d'interruption mémorise une demande externe si le signal peut parvenir jusqu'à elle c'est à dire si le système est armé.

Elle reste à 1 jusqu'à réception d'un ordre en provenance du calculateur signifiant que la demande d'interruption ainsi faite a été prise en compte et traitée.

La bascule de validation joue le rôle de masque temporaire puisque tant qu'elle est à 0 elle masque la demande d'interruption mémorisée et ne la laisse passer que lorsqu'elle repasse à 1.

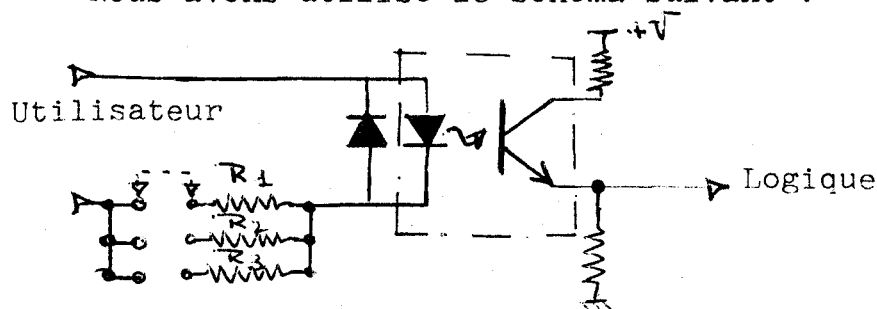
Nous avons regroupé 4 systèmes analogues sur une plaquette de circuit imprimé.

II.4.4. Interfaces d'interruption

Nous ne nous attarderons pas sur les interfaces non isolés identiques aux interfaces d'entrées numériques décrits au paragraphe II.4.2.2., à l'exception d'un filtre complémentaire que nous décrirons plus loin.

En ce qui concerne les interfaces isolés nous avons utilisé ici les photocoupleurs malgré leur prix élevé pour leurs grandes qualités.

Nous avons utilisé le schéma suivant :

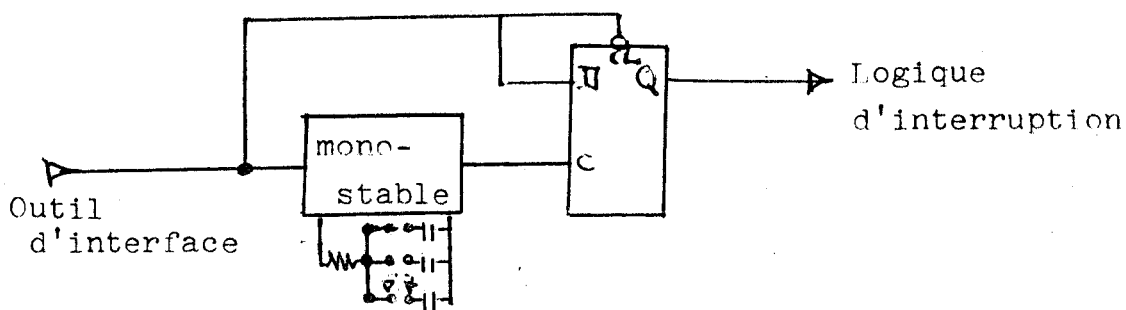


Les résistances R_1 , R_2 , R_3 servent à garder un courant constant dans la diode photoémissive quelle que soit la tension d'alimentation de l'utilisateur.

Cette tension peut d'ailleurs varier dans de fortes proportions étant donné que la diode ne travaille qu'en courant et qu'il lui suffit d'un débit minimum pour éclairer, donc d'une tension minimum compte tenu de la valeur de la résistance série R_1 , R_2 , ou R_3 connectée. Nous avons cependant prévu trois gammes pour éviter une consommation excessive.

La logique comprend dans les 2 cas un filtre d'entrée complémentaire.

Ce filtre est constitué d'un monostable et d'une bascule :



Le principe de fonctionnement est simple.

Si le signal présent sur l'entrée B du monostable passe de 0 à 1 celui-ci se déclenche pour une durée Z réglable : c'est-à-dire que sa sortie passe de 0 à 1 et y reste pendant le temps Z . A la fin du temps Z la sortie repasse de 1 à 0 et donne le coup d'horloge nécessaire au chargement de la mémoire suivante :

A l'instant de ce coup d'horloge cette bascule prend l'état de son entrée D c'est-à-dire que si son entrée D est à 1 et donc que le signal externe est à 1 elle passe à 1 : et l'interruption est prise en compte.

Au contraire si son entrée est à 0 elle reste à 0 : ceci signifie que le changement du signal d'entrée qu'a provoqué le déclenchement du monostable était un parasite.

Dans tous les cas, la bascule est remise à 0 dès que le signal externe repasse à 0 grace à son entrée CL.

II.4.5. Logique du coupleur voie de comptage

Ce coupleur est également relativement complexe et nous ne rentrerons pas dans les détails.

Ce coupleur à deux utilisations :

- une utilisation base de temps,
- une utilisation compteur externe.

Dans l'utilisation base de temps, il compte des impulsions issues d'une horloge à quartz et déclenche une interruption de traitement au bout d'un temps programmable

En fait on utilise le compteur pour gérer des "time out" c'est-à-dire des temps maximaux à ne pas dépasser.

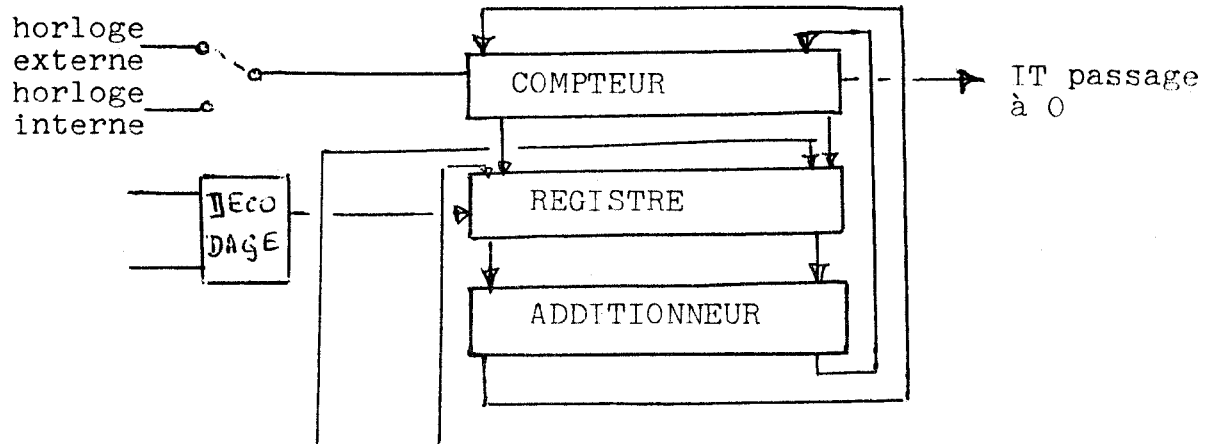
Prenons un exemple :

Le calculateur donne l'ordre à un périphérique d'effectuer une certaine tache. Il sait que ce travail prendra 2 ms par exemple : dans ces conditions il sait que si au bout de 2 ms le périphérique n'a pas renvoyé de signal de fin de tache c'est que quelque chose s'est mal passé et qu'il faut intervenir. C'est pourquoi au moment d'effectuer l'ordre initial, le calculateur envoie également l'ordre au compteur de générer une interruption 2 ms plus tard, dès lors le calculateur saura que si cette interruption arrive avant le signal de fin de tache attendu c'est qu'il y a une avarie. Sinon le calculateur préchargera le compteur à une nouvelle valeur pour une nouvelle temporisation.

Le compteur est donc préchargeable c'est-à-dire qu'on peut afficher par programme la temporisation désirée, mais en plus ce préchargement peut être modifié à tout instant par addition d'un incrément algébrique.

Dans l'utilisation compteur, il compte ces impulsions en provenance d'une horloge ou d'un générateur externe. On peut l'utiliser par exemple pour générer une interruption chaque fois que n objets sont passés devant une cellule photoélectrique.

D'où le bloc diagramme :



Principe de fonctionnement

- Admettons le compteur préchargé : il décompte jusqu'à passer par 0. Lors de son passage par 0 il génère une interruption.
- Préchargement : nous avons dit qu'il s'agissait d'un incrément algébrique du contenu du compteur.

Dans ces conditions on additionne en permanence le contenu du compteur, aux 16 chiffres binaires du bus des données de sortie mais on ne tient compte de cette valeur que si le décodeur reconnaît que ces données lui sont destinées. S'il en est ainsi on charge la valeur obtenue dans un registre tampon, puis après stabilisation on fera parvenir cette nouvelle valeur initiale dans le compteur.

L'interface externe est du même type que les interfaces d'entrées numériques précédemment décrits mais nous avons en plus prévu la possibilité d'un interface différentiel pour le cas d'horloges externes à fréquence plus haute et donc assez parasitées.

III - LES ENTREES SORTIES ANALOGIQUES

III.1. - Rôle et types

Comme nous l'avons vu précédemment, il est des événements qui se traduisent naturellement par des états tout ou rien.

- ex. : - Voyant allumé ou éteint
- Moteur arrêté ou en marche
- Grandeur inférieure ou supérieure à un seuil etc...

mais certains paramètres, de part leur nature, doivent être mesurés différemment. Il est donc nécessaire dans ce cas de comparer cette grandeur non plus à un seuil unique mais à plusieurs de manière à permettre une traduction, sous forme de un mot de n chiffres binaires, de sa valeur. C'est le rôle des codeurs analogiques numériques.

A l'inverse, il est des commandes qui peuvent être de type tout ou rien :

- ex. : - Extinction ou allumage d'un voyant
- Mise en marche ou arrêt d'un moteur etc...

mais l'on éprouve souvent la nécessité de pouvoir donner des commandes de façon différentes. Pour cela il est nécessaire de décoder un mot de n chiffres binaires sous forme de 2^n paliers de valeur que l'on donne à la commande.

Ce transcodage est le rôle des codeurs numériques - analogiques. De plus, les codeurs sont des éléments électroniques et ne savent coder que des grandeurs électriques : tension ou courant.

Il est donc nécessaire de leur adjoindre des capteurs susceptibles de transformer un paramètre quelconque sous forme électrique et inversement.

C'est le rôle des capteurs d'une part :

- ex. : - Thermocouples : Δ Température \rightarrow Δ tension
- Thermistances : Δ Température \rightarrow Δ résistance
- Jauges de contraintes : Δ pression \rightarrow Δ résistance

des stations de transfert et actionneurs d'autre part :

ex. :-Résistances : Δ tension \longrightarrow chauffage \longrightarrow Δ température
-Moteurs : Δ tension \longrightarrow déplacement ou changement de
vitesse

Nous n'étudierons pas ces divers organes faisant la liaison entre le site et la chaîne d'acquisition analogique d'une part, la chaîne de sortie analogique et le site d'autre part.

Le rôle des chaînes d'entrées est donc uniquement le multiplexage et le codage de grandeurs électriques d'entrée, de même que le rôle des chaînes de sortie est le décodage et le démultiplexage de grandeurs électriques fournies.

Essayons maintenant de définir les éléments constitutifs d'une chaîne d'entrée puis d'une chaîne de sortie.

1 - La tension qui doit pouvoir accepter une chaîne d'entrée est extrêmement variable et peut aller suivant la nature du capteur de quelques μ volts (thermocouples) à plusieurs centaines de volts (ex. : tension de sortie d'une dynamo).

Cependant la dynamique des tensions délivrées par un même type de capteur est souvent beaucoup plus faible (Rapport de l'ordre de 1 à 10 entre tension la plus faible à tension la plus forte).

Cette disparité des tensions d'entrée possible amène à inclure trois éléments fondamentaux dans une chaîne d'entrée :

- . un adaptateur d'entrée
 - . un amplificateur
 - . un codeur analogique à numérique.
- . L'adaptateur d'entrée est spécifique au coupleur connecté :
Il peut être :
- . un atténuateur dans le cas d'entrées à très haut niveau,
 - . une résistance pour transformation courant - tension,
 - . un pont de wheaston pour transformation résistance - tension.

Il comprend presque toujours un filtre qui permet d'éliminer les parasites industriels.

- . L'amplificateur a pour but d'adapter la tension d'entrée à l'échelle d'entrée du codeur. (en général - 10 V à + 10 V). Il assure également souvent un isolement entre les masses du capteur et du calculateur.
- . Le codeur n'a d'autre rôle que la transformation d'une grandeur contenue en un mot de n chiffres binaires.

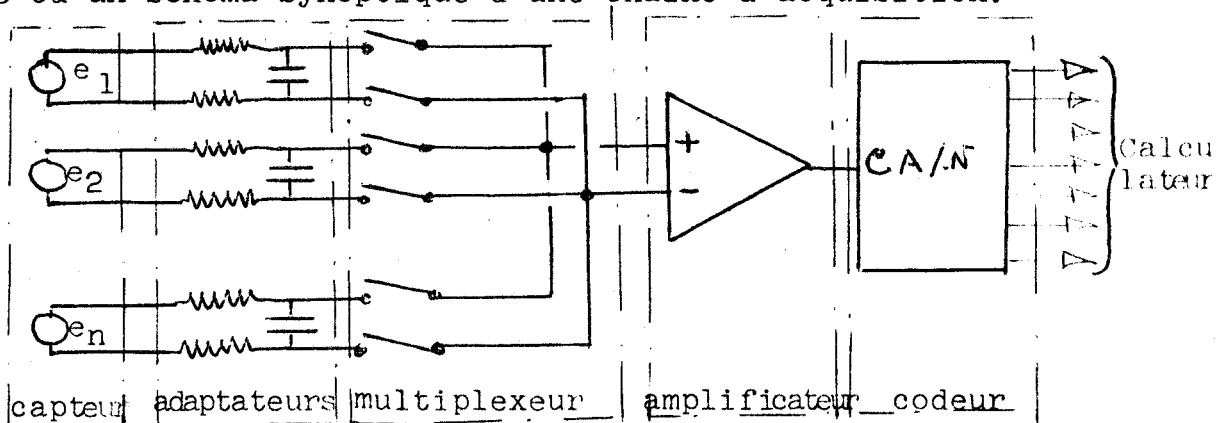
D'autre part ces éléments précédemment cités :

- . amplificateur,
- . codeur,

sont souvent des éléments de prix élevé. C'est la raison pour laquelle, il est intéressant de les rendre commun à plusieurs capteurs.

Pour ce faire, on a recours à un multiplexage "temporel" qui consiste à échantillonner à un certain rythme les données en provenance des divers capteurs.

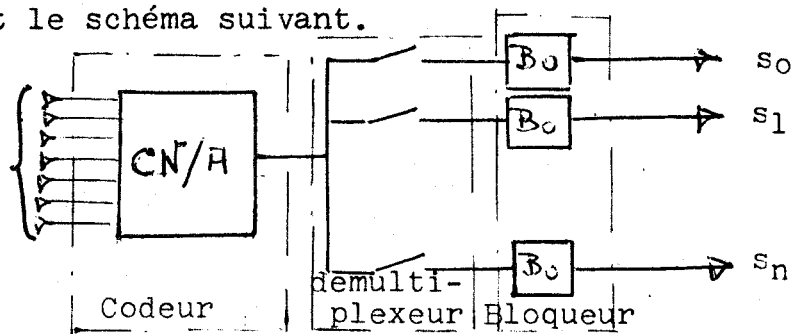
D'où un schéma synoptique d'une chaîne d'acquisition.



- 2 - En ce qui concerne les chaînes de sortie, l'élément fondamental est le codeur numérique à analogique.

Cet élément est de même relativement cher ce qui conduit à avoir une structure comportant un codeur un démultiplexeur et des échantillonneurs bloqueurs.

Soit le schéma suivant.



III.2. - Problèmes généraux des interfaces industriels analogiques

Ces problèmes ont déjà été longuement évoqués au cours du chapitre I, mais ils prennent ici une importance accrue dans la mesure où il ne s'agit plus d'avoir des informations "tout ou rien" mais des mesures superposées :

- aux bruits,
- à la tension de mode commun,
- aux problèmes spécifiques.

III.2.1. Les parasites

Nous les avons déjà défini au § I.3.5. et nous n'y reviendrons ici que pour montrer que les parasites les plus fréquents sont ceux liés au secteur.

En effet, tout système électrique est alimenté par le secteur alternatif 50 (ou 60 Hz). Dans ces conditions, les tensions électromagnétiques induites sont essentiellement des tensions dont le spectre est riche en 50 Hz (ou 60 Hz) et ses harmoniques.

Il est évident que, dans ces conditions, il faut soigner tout particulièrement les arrivées du ou des secteurs alimentant une chaîne analogique et son environnement et en particulier les diverses alimentations du système :

- Alimentations de l'amplificateur.
- Alimentations des ponts de résistance.
- Alimentations des bobines de relais.

III.2.2. - Le mode commun

C'est là le problème fondamental des chaînes analogiques numériques.

Nous examinerons ici :

- les contraintes qu'il entraîne au niveau choix des composants,

.../...

- Les erreurs dues au mode commun au niveau :
 - . de l'amplificateur,
 - . du cablage externe,
 - . du capteur.

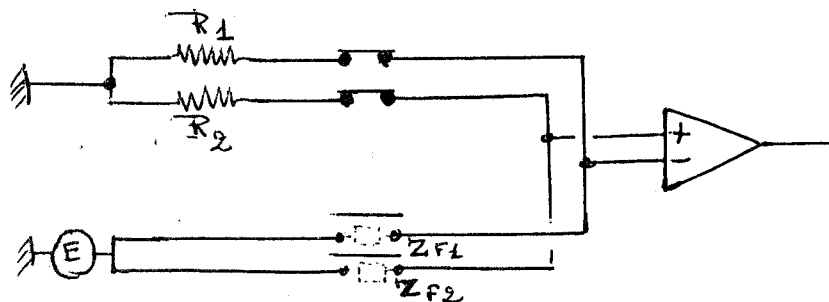
III.2.2.1 Contraintes sur le choix des composants.

La première nécessité est celle de prélever la mesure en différentiel.

En effet, comme il a déjà été montré dans le § II.2.2., dans le cas d'interfaces non différentiels, le mode commun est alors directement superposé à la tension à mesurer introduisant une erreur systématique sans correction importante possible.

La seconde nécessité est celle d'avoir un multiplexeur susceptible de supporter la tension de mode commun appliquée. Cette contrainte est beaucoup plus sévère que dans le cas des interfaces numériques où seule la tension de claquage du multiplexeur était à considérer dans la plupart des cas. Ici, il est nécessaire de considérer en plus les fuites amenées par ces interrupteurs ouverts.

Considérons en effet le schéma suivant :



La voie sur laquelle on fait la mesure est à un mode commun nul.

Les interrupteurs ouverts d'une autre voie présentent des impédances de fuite Zf_1 , et Zf_2 , dans ces conditions il circule des courants i_1 et i_2 de valeur

$$\begin{cases} i_1 = \frac{-E}{R_1 + Zf_1} \\ i_2 = \frac{-E}{R_2 + Zf_2} \end{cases}$$

d'où une tension d'erreur ξ_r

$$\xi_r \simeq E \left[\frac{R_1}{Zf_1} - \frac{R_2}{Zf_2} \right]$$

L'influence des voies ouvertes sur la voie mesurée est caractérisée par la diaphonie : rapport entre la tension de mode commun supportée par toutes les autres voies ouvertes et la tension d'erreur mesurée sur la voie scrutée.

(multiplexeurs à étages pour réduire ces problèmes). La troisième nécessité est celle pour l'amplificateur de supporter la tension de mode commun.

Nous avons montré au § II.2.2.2. qu'un amplificateur différentiel ne pouvait en aucun cas supporter de tension supérieure à sa tension d'alimentation. Ceci impose donc que l'étage d'entrée de l'amplificateur soit alimenté sous une tension supérieure ou égale à la tension de mode commun ou que sa tension d'alimentation soit référencée au potentiel de mode commun.

Cette nécessité n'est vraie que si l'amplificateur supporte effectivement le mode commun et devient inutile si l'isolement est fait en amont de l'amplificateur ou si au contraire c'est l'ensemble de la chaîne qui est portée au potentiel du mode commun.

III.2.2.2. Erreurs dues à la rejection du mode commun de l'amplificateur.

Ces erreurs sont dues essentiellement aux dissymétries internes de l'amplificateur. En effet, si l'amplificateur était parfaitement symétrique, il n'amplifierait que la tension différentielle présente sur ses entrées.

Malheureusement une telle symétrie est impossible à obtenir et cet état de fait provoque la transformation d'une partie de la tension de mode commun en tension d'erreur dite de mode série. C'est-à-dire que si V_1 et V_2 sont les tensions sur les 2 entrées, la sortie est :

$$V_S = G (V_1 - V_2) + a (V_1 + V_2)$$

On appelle rejection de mode commun d'un amplificateur différentiel le rapport entre la tension d'entrée qui créerait en sortie une tension égale à la tension d'erreur due au mode commun, et la tension de mode commun.

ex. : Un amplificateur différentiel ayant une réjection de mode commun de 120 dB en gain 1000 est tel que pour une tension de mode commun de 100 V, il crée une tension d'erreur équivalente à 100 μ V en entrée soit une erreur de 100 mV en sortie.

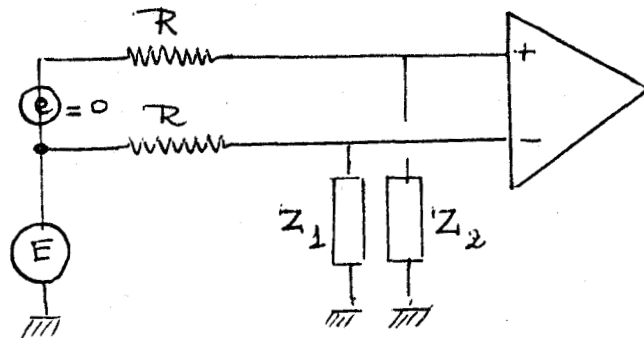
Les dissymétries évoquées précédemment sont essentiellement liées aux dissymétries des fuites capacitives entre les entrées et la masse. Dans ces conditions elles varient avec la fréquence et par la même, la rejection du mode commun est fonction de la fréquence de la tension de mode commun appliquée. Cette remarque explique la nécessité de soigner la réalisation des alimentations analogiques et en particulier d'éviter la création de fréquences élevées (résidus de découpage).

III.2.2.3 Erreurs dues aux dissymétries du multiplexeur

Ces erreurs sont dues :

- aux dissymétries des impédances de fuites,
- aux dissymétries des impédances des connexions.

Considérons en effet le 1er schéma suivant



Nous supposons :

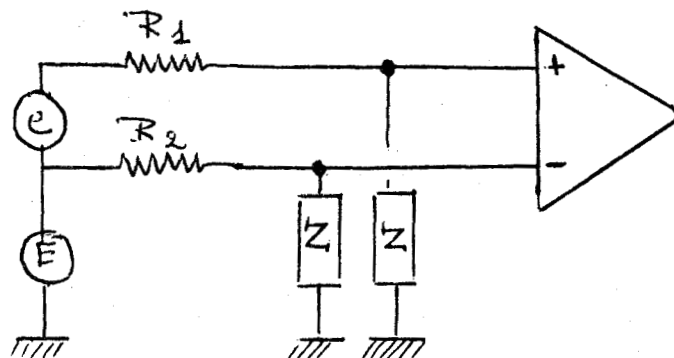
Les résistances des connexions et l'impédance interne du générateur de tension \mathcal{E} parfaitement symétriques.

Nous voyons que si Z_1 et Z_2 , impédances de fuite des 2 fils de mesure à la masse sont différentes, il se crée une tension d'erreur

$$\mathcal{E}_r \simeq \mathcal{E}R \left[\frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} \right]$$

Cette erreur est inhérente à la réalisation du multiplexeur et des éléments de multiplexage.

Considérons le 2ème schéma suivant :



Nous supposons ici les impédances de fuites symétriques mais les résistances des connexions différentes.

Il y a là aussi une tension d'erreur

$$\epsilon_r = \frac{E}{Z} (R_2 - R_1)$$

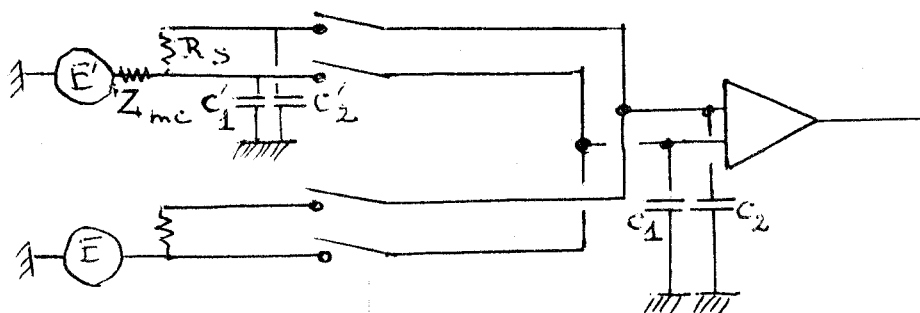
Cette erreur est essentiellement liée au capteur et aux fils de connexion.

III.2.2.4 Erreurs dynamiques liées au mode commun

Nous avons déjà plusieurs fois parlé des impédances de fuites à la masse Z_1 et Z_2 .

Ces impédances complexes restent cependant essentiellement capacitives et dans ces conditions, au moment de la commutation elles restent chargées sous une tension kE ($0 \ll k \ll 1$).

Considérons en effet le schéma suivant :



Nous supposons que nous venons de scruter la voie 1 portée au mode commun E et que nous allons nous connecter sur la voie 2 portée au potentiel E' . Les capacités C_1 et C_2 sont initialement chargées sous la tension kE , les capacités C'_1 et C'_2 sont, elles, chargées sous la tension $k'E'$.

.../....

A l'instant de la commutation le transfert des charges fera que les potentiels V_1 et V_2 seront

$$V_1 = \frac{kC_1E + k'C'_1 E'}{C_1 + C'_1}$$

et

$$V_2 = \frac{k C_2 E + k' C'_2 E}{C_2 + C'_2}$$

Si l'impédance de source R_S reste faible, les tensions s'équilibreront rapidement, mais s'il n'en est pas ainsi, il persistera une erreur.

D'où l'apparition d'une erreur dynamique qui dépend essentiellement des valeurs relatives des différents éléments :

- Capacités réparties,
- Résistances linéiques
- Résistance de source
- Impédance de mode commun Z_{mc} .

III.2.3. - Problèmes spécifiques

Beaucoup de problèmes négligés dans le cas d'interfaces numériques prennent ici une importance particulière.

En particulier il est à remarquer que toute imperfection de composants provoque ici une erreur.

Nous évoquerons successivement les problèmes liés :

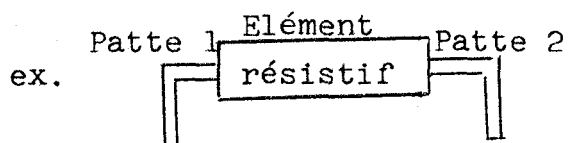
- aux connexions
- aux éléments passifs
- aux commutateurs
- à l'amplificateur
- au convertisseur

III.2.3.1 Les problèmes liés aux interconnexions.

Ce problème est lié au fait que de nombreux matériaux distincts composent un circuit électrique.

Ces conducteurs ou semi conducteurs présentent donc des jonctions qui génèrent une fem fonction de la température de cette jonction. (effet thermocouple).

Heureusement la plupart de ces thermocouples s'annulent deux à deux.



Le thermocouple Patte 1 - élément résistif crée théoriquement une fem opposée au thermocouple élément résistif - patte 2.

En fait, ceci n'est vrai que si les deux jonctions sont rigoureusement à la même température, ce qui n'est jamais parfaitement réalisé. Dans la pratique on constate donc la naissance d'une fem résultante en général faible (qq μ Volts) mais qui peut devenir gênante si la température de l'ensemble de l'équipement est trop hétérogène (Mauvaise ventilation ou ambiance localement anormale).

III.2.3.2 Les problèmes liés aux éléments passifs.

Les composants utilisés ne sont jamais exactement ce qu'ils prétendent être : Une capacité n'est jamais pure, elle présente une résistance et un self, de plus sa valeur varie.

Il en est de même avec les résistances qui sont toutes non linéaires et plus ou moins selfiques.

Ces imperfections expliquent, malgré toutes les précautions prises dans le choix des composants, qu'il subsiste cependant une erreur résiduelle introduite sur la mesure.

.../...

III.2.3.3. Problèmes liés aux commutateurs

Ces problèmes sont nombreux : ils sont liés essentiellement :

- aux f.e.m. d'origine thermique,
- aux impédances de fuite lorsqu'ils sont ouverts,
- aux résistances série lorsqu'ils sont fermés.

Les f.e.m. d'origine thermique sont particulièrement sensibles dans le cas des commutateurs dans la mesure où ils présentent toujours une jonction de par leur nature, et où il y a toujours dissipation d'une énergie de commande à leur niveau. Dans ces conditions il est très difficile d'assurer l'homogénéité interne de leur température d'où les problèmes de f.e.m. thermiques résiduelles.

D'autre part un interrupteur n'est jamais parfait : c'est à dire qu'il ne présente pas une impédance infinie lorsqu'il est ouvert, ni une impédance nulle lorsqu'il est fermé.



Ces problèmes rejoignent ceux cités aux § III.2.2.1 et III.2.2.3 concernant :

- la diaphonie
- le déséquilibre de ligne.

En effet, la diaphonie est essentiellement liée aux fuites dissymétriques amenées par les interrupteurs, les autres fuites entre fils par exemple étant de beaucoup plus faibles.

De même le déséquilibre de ligne, s'il est lié aux connexions extérieures, peut être aggravé par l'utilisation d'interrupteurs ayant un déséquilibre d'impédance à l'état fermé trop important. (ex. Les interrupteurs transistors à effet de champ).

De plus les fuites n'ont pas lieu uniquement entre les contacts de l'interrupteur, mais également entre contact et commande et c'est au niveau du commutateur que l'on peut retrouver la majeure partie des impédances de fuite précédemment mises en cause dans les considérations sur la rejection de mode commun :

ex. Pour un relais, malgré l'écran électrostatique, cette capacité de fuite résiduelle entre contact et bobine est de l'ordre de 1 à 2 pF.

III.2.3.4. Problèmes liés à l'amplificateur

Ces problèmes sont liés aux difficultés de réalisation d'un tel amplificateur et essentiellement :

- aux dérives,
- au décalage de 0,
- aux erreurs de gains,
- au courant de polarisation,
- aux non linéarités,
- au temps de stabilisation.

Les dérives essentielles à considérer sont celles amenées :

- par la température,
- par le vieillissement des composants,
- par l'instabilité éventuelle des tensions d'alimentation.

La dérive en fonction de la température est souvent de l'ordre de quelques μ volts par °C. Elle n'est pas très gênante en utilisation courante dans la mesure où il est rare que le site sur lequel il est installé subisse des variations brutales de température. Cependant cette mesure met en évidence la qualité de l'amplificateur du point de vue de sa stabilité dans le temps. (symétrie de la conception).

Il faut remarquer toutefois que cette caractéristique peut amener à des réglages sur sites délicats dans le cas d'ambiances anormales. Mais il s'agit là essentiellement d'un problème d'installation.

La dérive en fonction du temps est, elle, beaucoup plus gênante dans la mesure où elle rythme la fréquence des interventions nécessaires compte tenu de la précision absolue à respecter. Cette dérive est essentiellement liée au vieillissement des composants et dans une certaine mesure conjoint de la dérive en température en tant que reflet de la conception de l'amplificateur :

- un ampli ayant une forte dérive en température, a très souvent une forte dérive dans le temps.

La dérive en fonction de la tension d'alimentation est elle aussi importante si l'on n'y prend garde. Elle est souvent négligée car les alimentations analogiques sont extrêmement stabilisées (10^{-3} ou 10^{-4}) rendant ce facteur extrêmement mineur.

Ces dérives s'appliquent sur 2 points :

- dérive de zéro ou d'offset,
- dérive de gain.

Le décalage de zéro ou offset est la tension résiduelle subsistant en sortie d'amplificateur lorsque son entrée est nulle (pattes d'entrée court-circuitées).

Un potentiomètre de réglage permet en général d'annuler cette valeur à l'instant initial. Mais compte tenu de la dérive, cette valeur n'est jamais nulle, et l'on observe que la sortie d'un amplificateur est toujours

$$V_s = G.(V_e + V_{\text{offset}}.)$$

Cette erreur peut être compensée par programme (voir III.5)

.../...

De même les erreurs de gains sont liées en grandes parties aux dérives qui introduisent une erreur $\frac{\Delta G}{G}$ qui peut être annulée au moins en 1 point à l'instant initial, mais ne restent jamais nulles.

- Le courant de polarisation est lui aussi important à considérer.

1 - En cas d'entrées capacitives ou de chaînes du type capacité basculante dont nous verrons ultérieurement la structure, il tend à décharger la capacité.

2 - Il crée un courant de polarisation tel qu'il entraîne une erreur $\Delta V = i_{bias} \times R_D$ compte tenu de la résistance de déséquilibre.

ex. : Si $i_{bias} = 1 \mu A$, $R_D = 200 \Omega \Rightarrow \Delta V = 200 \mu V$

- Les non linéarités dues à l'amplificateur sont de 2 types.

. Une non linéarité due à la saturation rendant la mesure totalement fautive.

. Une non linéarité douce qui exprime le fait que la courbe $V_S = f(V_e)$ n'est pas une droite parfaite.

- Le temps de stabilisation n'est théoriquement pas à considérer dans une chaîne bien conçue dans la mesure où le convertisseur doit travailler alors que l'amplificateur est stabilisé, mais il est nécessaire d'en tenir compte lorsque l'on fait le projet d'une chaîne car il est souvent sensiblement plus long que le temps de montée défini par le constructeur.

III.2.3.5. Problèmes liés au convertisseur

Ils sont liés :

- à ou aux amplificateurs qu'ils contiennent et nous pourrions reprendre les erreurs définies au § précédent.

- au type de conversion qu'ils effectuent.

On peut considérer très succinctement qu'il existe à l'heure actuelle deux grands types de convertisseurs :

- . les convertisseurs à comparaison,
- . les convertisseurs à intégration.

- Les convertisseurs à comparaison sont ceux dans lesquels par une méthode ou l'autre on compare la tension d'entrée à une ou plusieurs tensions de référence simultanément ou successivement. Ces convertisseurs présentent l'inconvénient de donner une mesure en un point et en particulier de donner une mesure erronée si la valeur d'entrée varie au cours de la ou des comparaisons.

- Les convertisseurs à intégration sont ceux basés sur la mesure non pas du signal mais de son intégrale pendant un temps donné :

$$\text{en effet } V_{\text{maj}} = \frac{1}{T} \int_0^T V(i) dt$$

Ils donnent par définition une valeur moyenne, ce qui peut être préjudiciable, et de plus sont lents ($T \neq 0$).

Ils présentent cependant le grand avantage de pouvoir amener une rejection de mode série du mode commun transformé en mode série par l'amplificateur. (meilleur qu'un filtre série de même bande).

ex. Si le mode commun initial est de 50 Hz, il est transformé en mode série 50 Hz et il suffit d'intégrer la mesure sur 1 période pour avoir la valeur théoriquement exacte du signal d'entrée.

$$O_s = \frac{1}{T} \int_0^T \left[e(t) + \sin \frac{2\pi}{T} t \right] dt = \frac{1}{T} \int_0^T e(r) dt -$$

III.3. - Les chaines d'acquisition analogiques

Nous avons vu au cours des paragraphes précédents les contraintes amenées par le mode commun sur le choix des composants et plus spécialement sur les commutateurs et l'amplificateur.

Ces contraintes amènent la plupart des constructeurs à concevoir deux types de chaines d'acquisition.

- des chaines "rapides" admettant un faible mode commun avec commutateurs rapides statiques, et amplificateur à liaison directe.
- des chaines "lentes" admettant un fort mode commun avec commutateurs à relais et isolement.

Il est bien évident que cette distinction n'est liée qu'à la technologie actuelle, mais que les progrès des techniques telles que les photocoupleurs laissent espérer la possibilité d'avoir des chaines rapides admettant un fort mode commun avec des prix faibles.

En effet, en dehors du problème technique, le problème prix est très important dans la mesure où même avec la technologie actuelle on saurait réaliser ces chaines idéales avec amplificateur d'isolement en tête de chaque voie mais le prix serait alors de l'ordre de 4 à 5000 F/voie de mesure, contre 200 F/voie pour les chaines rapides et 50 à 100 F/voie pour les chaines lentes. (>200 voies)

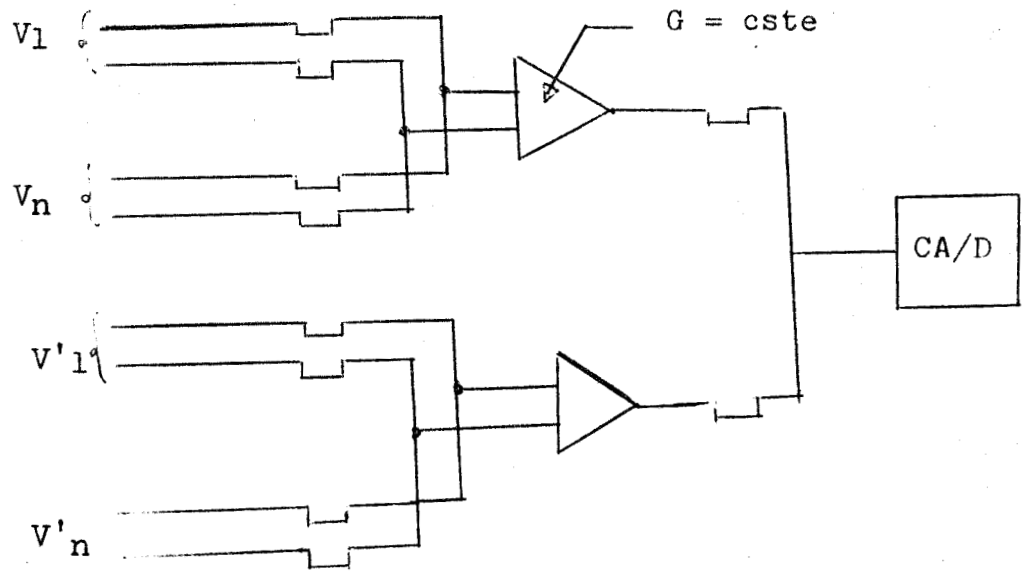
III.3.1. Structures générales des chaines rapides

On peut définir deux grands types de structures :

- Les chaines à amplificateurs multiples.
- Les chaines à amplificateur unique.

III.3.1.1. Les chaines à amplificateurs multiples

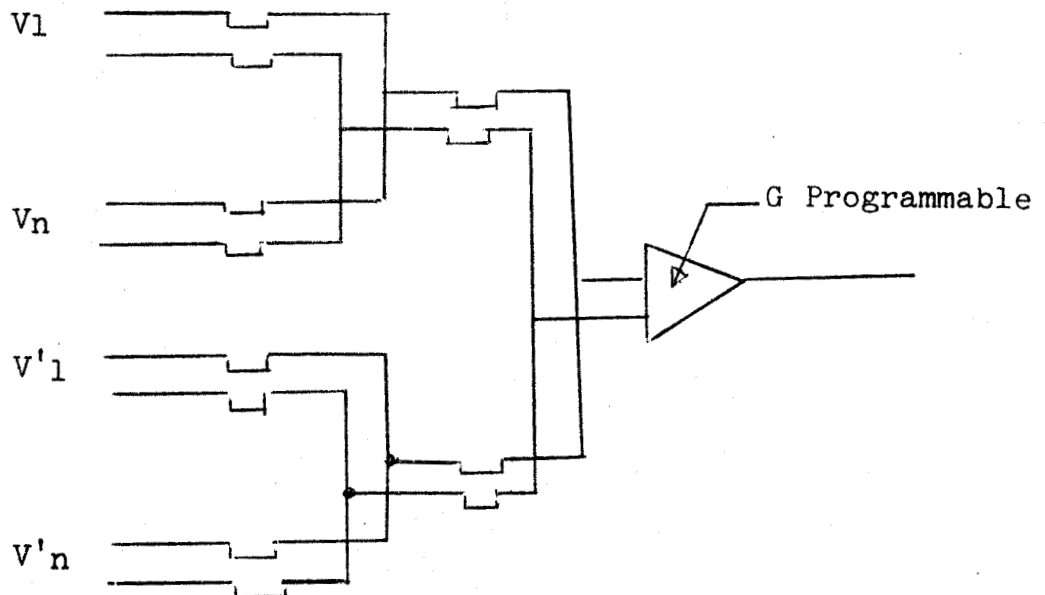
Elles ont la structure suivante :



- Les commutateurs sont statiques (transistors, transistors à effet de champ, MOS etc...).
- Il y a un amplificateur à gain fixe par groupe de n voies d'entrées.
- L'avantage de cette structure est son prix relativement faible, l'inconvénient est le choix d'une modularité dans la mesure où tous les capteurs d'un même groupe de n voies doivent être de même nature ou tout au moins délivrer des tensions de même ordre.

III.3.1.2. Les chaines à amplificateur unique.

Elles ont la structure suivante :



Ces chaines comprennent également des commutateurs statiques mais il y a un seul amplificateur à gain programmable pour l'ensemble des entrées d'où une plus grande souplesse d'emploi.

La contrepartie est un coût plus élevé pour deux raisons :

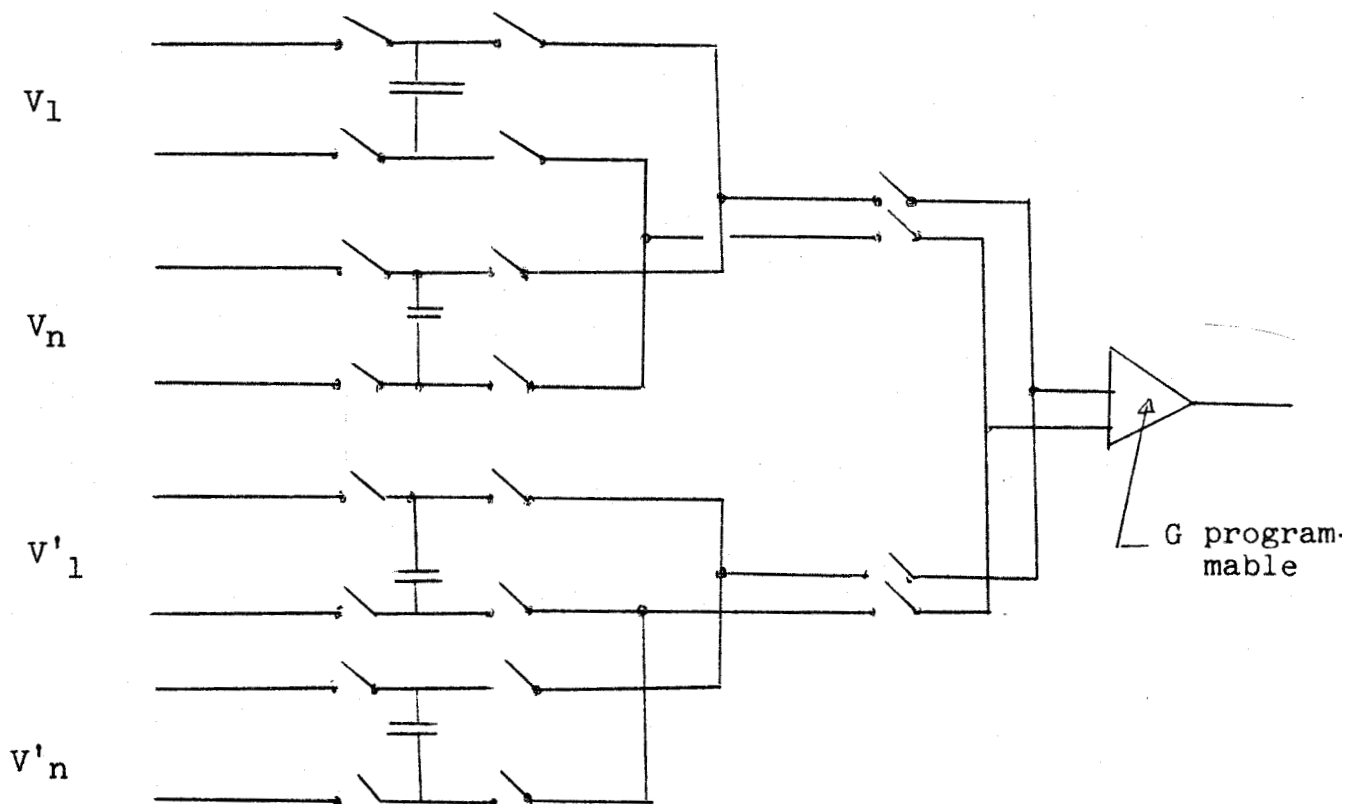
- Difficulté de réaliser une commutation de gain rapide.
- Multiplexeur plus délicat à réaliser car il y a ici deux commutateurs en série au lieu d'1.

III.3.2. Structures générales des chaines lentes

On peut définir ici trois grands types différents du point de vue du lieu de l'isolement.

- Les chaines à capacité basculante.
- Les chaines à amplificateur flottant.
- Les chaines à isolement logique.

III.3.2.1. Structure des chaines à capacité basculante.



Le principe de fonctionnement est simple :

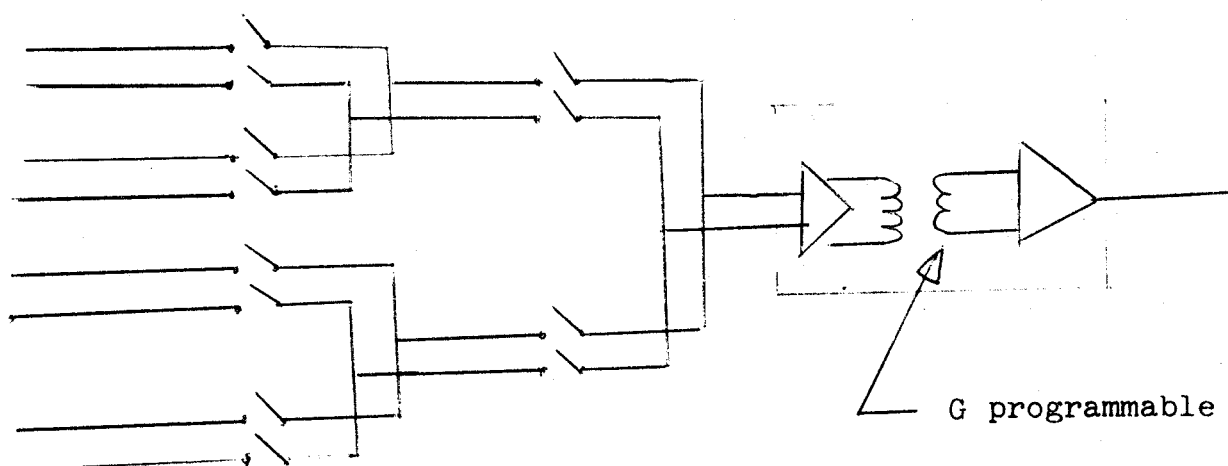
La capacité est normalement connectée aux bornes du capteur et donc chargée sous la tension différentielle délivrée par cette source quel que soit le mode commun.

Au moment de la mesure, la mémoire analogique est déconnectée du capteur puis connectée aux bornes de l'amplificateur.

Cette solution, si elle est théoriquement très séduisante et pratiquement d'excellente qualité, est une solution chère car elle réclame :

- des commutateurs relativement complexes,
- des capacités d'excellentes qualités, de fortes valeurs ($30\mu F$) et de faible encombrement,
- des amplificateurs ayant une très faible capacité d'entrée et surtout un très faible courant de polarisation.

III.3.2.2. Structure des chaînes à amplificateur flottant.



Ces chaînes à commutation 2 ou 3 fils ne présentent d'isolement qu'au niveau de l'amplificateur.

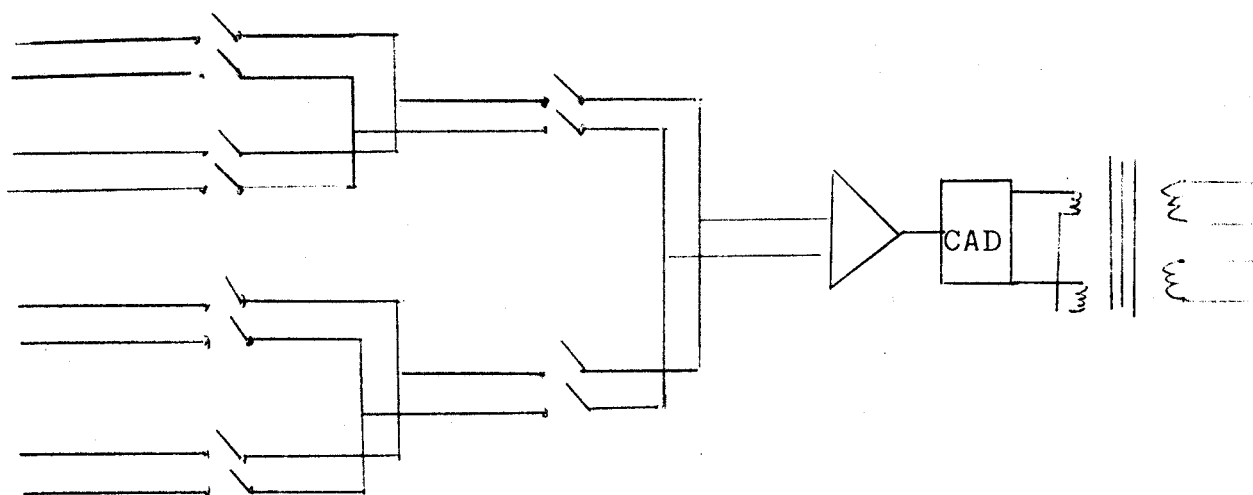
.../...

Cet amplificateur flottant à gain programmable utilise des techniques d'isolement les plus diverses (transformateur, cellules photo-électriques etc...).

Sa réalisation est délicate et son prix très élevé (8000 à 12000 F environ).

Cette solution est cependant une de celle dont le coefficient Performances/Prix est le meilleur

III.3.2.3. Structure des chaînes à isolement logique.



Dans cette structure, la chaîne est globalement flottante et mise au potentiel de mode commun.

Le principal avantage de cette chaîne est de permettre d'utiliser un isolement du type de ceux utilisés dans les entrées - sorties digitales c'est-à-dire plus simples et moins performants.

La grosse difficulté est liée à la réalisation de l'alimentation flottante qui fixe en fait la rejection du mode commun obtenue.

III.4. - La chaîne analogique rapide

Cette chaîne est de la structure précédemment décrite : multi-amplificateurs.

La modularité choisie est de 8 entrées/amplificateur. L'amplificateur peut être câblé à la demande en gain 1, 2, 10, 20 pour les hauts niveaux, en gain 50, 100, 500, 1000 pour les bas niveaux. Les commutateurs utilisés sont des commutateurs statiques MOS.

Le convertisseur est du type à boîte de poids qui donne 11 bits + signe en $10\mu s$.

Les principales difficultés de réalisation de cette chaîne ont été :

- initialement : des problèmes de choix des multiplexeurs (faible courant de fuite, caractéristiques répétitives etc...),
- des problèmes de choix des amplificateurs (cadence : produit gain - bande passante, temps de stabilisation, reproductibilité).
- Puis des problèmes de réalisation dus à la cadence : (blindage - structure du découpage logique analogique etc... afin de limiter le bruit).

Performances :

- . Précision 10^{-3} de la pleine échelle (1 mV pour 1 V).
- . Rejection de MC : 100 dB à 50 Hz pour 200 Ω de déséquilibre.

III.5. - La chaîne analogique lente

Cette chaîne est de structure commutation 3 fils et présente 2 avantages de conception importants.

- 1 - Le convertisseur.
- 2 - L'autotestabilité importante.

.../...

Le convertisseur est assez particulier pour essayer de composer 2 désirs contradictoires :

- la forte rejection de mode commun,
- la cadence.

En effet, nous avons vu précédemment que pour améliorer la rejection de MC 50 Hz, il était intéressant de faire une intégration de la mesure sur 20 ms. Ceci entraîne une cadence lente inférieure à 50 points/s. Cette rejection n'est pas toujours nécessaire en particulier si le mode commun est faible, ou si l'on n'a pas besoin d'une très grande précision.

Ceci a amené à concevoir un convertisseur à intégration programmable permettant ces 2 types d'utilisation.

Ce convertisseur est constitué d'un convertisseur tension - fréquence et d'un compteur.

Le convertisseur tension fréquence génère un train d'impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la tension d'entrée. Il suffit de compter ces impulsions pendant un temps défini pour obtenir une valeur proportionnelle à cette tension.

Nous avons choisi deux temps de comptage :

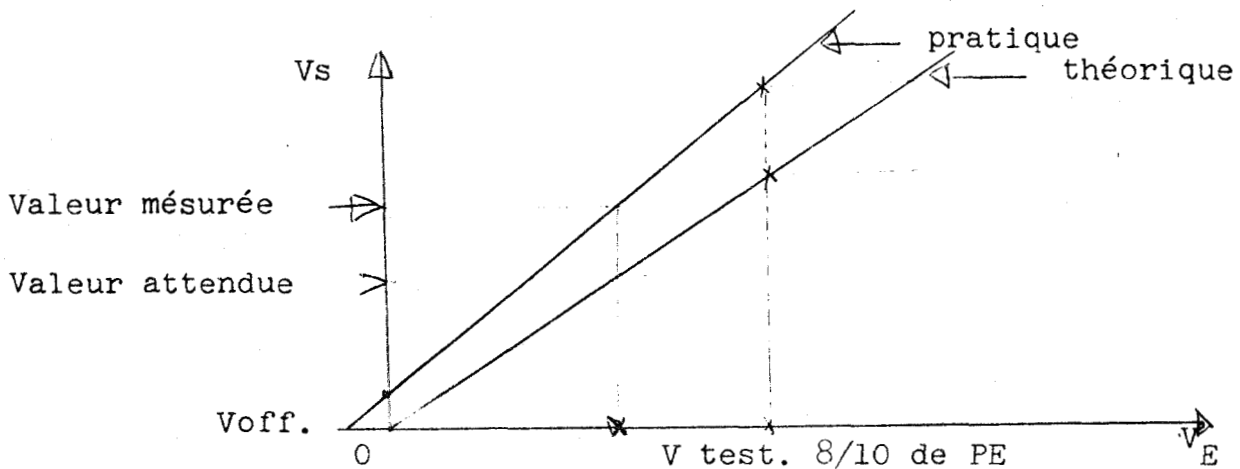
- . 2,5 ms en cadence rapide,
- . 20 ms en cadence lente.

L'autotestabilité est une caractéristique importante dans la mesure où il est nécessaire de connaître l'état de fonctionnement de la chaîne pour pouvoir s'assurer de la validité des mesures effectuées.

Dans ces conditions on a adjoint des possibilités de mesures des dérives de 0 et de gain.

Cette faculté est offerte par la présence de deux voies particulières dont l'une est à la masse, et l'autre à une tension égale à 8/10 de la pleine échelle quelle que soit la valeur du gain sélectionné.

Il est ainsi possible de rectifier une valeur absolue trouvée par les mesures faites sur les deux voies de test :



On voit en effet que la valeur mesurée effectivement est

$$V \text{ mesurée} : V \text{ entrée} \times G' + V \text{ offset}$$

Or $V \text{ offset}$ est mesurée par mesure de la sortie pour les entrées court-circuitées, et :

$$G' = \frac{V \text{ mesurée} - V \text{ offset}}{V \text{ entrée}} \text{ pour } 8/10 \text{ de PE}$$

On voit donc que l'on peut ainsi obtenir $V \text{ entrée}$ nulle.

De plus les autres possibilités sont celles qui consistent à tester le bon fonctionnement des relais (absence de collage ou au contraire collage intempestif, collages multiples, etc...)

Les performances sont obtenues par un câblage soigné et une commutation 3 fils qui permet de diminuer largement les fuites donc d'améliorer la RMC.

Précision : $210 - 3$ en bas niveau
 $10 - 3$ en haut niveau.

RMC : 140 dB en cadence lente
 120 dB en cadence rapide.

CONCLUSION.

----->=

Les interfaces décrits sont actuellement fabriqués et vendus à plusieurs dizaines d'exemplaires. Ils semblent dans l'ensemble remplir correctement leur office mais soulèvent chaque jour des questions nouvelles du point de vue de leur conception et de leur utilisation.

La plupart de ces questions sont liées à des sites industriels particuliers, ou à des utilisation spécifiques de ces interfaces. Cependant, cette constatation montre que, malgré toutes les précautions prises, il est extrêmement délicat de concevoir des interfaces industriels universels. Elle montre, de plus, que la question primordiale est la connaissance du site industriel et des systèmes d'asservissement et non la façon de réaliser techniquement les interfaces.

En effet la réalisation décrite est liée à la technologie utilisée aujourd'hui. Celle-ci évolue très vite et n'est déjà plus la dernière née à la date où nous écrivons ce mémoire. Par contre, les problèmes que nous nous sommes efforcés de soulever au cours de cette étude, sont eux des problèmes constants liés à notre type d'industrie. Ils ne disparaîtront qu'avec l'utilisation de techniques complètement différentes n'utilisant pas l'électronique sous sa forme actuelle.

Il faut constater cependant que cette éventualité ne semble pas devoir se réaliser dans un futur proche. En effet, la confiance grandissante des industriels utilisateurs pour l'informatique et plus particulièrement dans le domaine de l'automatisation des processus ouvre d'excellentes perspectives à ce type d'applications dans les dix années à venir.

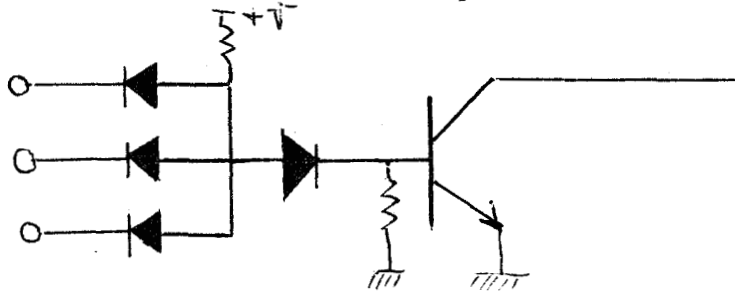
.../...

Il semble de plus que les industriels commencent à prendre conscience des divers problèmes liés au site et qu'ils essaient, dans la mesure du possible, de les atténuer par une conception nouvelle de l'implantation industrielle. Celle-ci tend, en effet, à ne plus considérer le calculateur numérique comme un élément surajouté mais au contraire à l'intégrer réellement à la conception de base du système.

ANNEXE I

LOGIQUES DTL ET TTL

Le schéma de base est très simple :

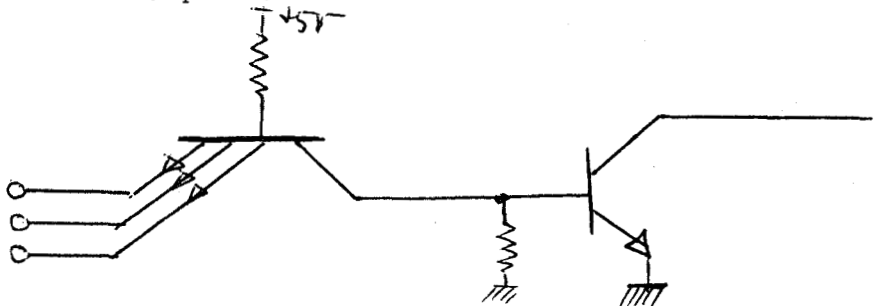


Nous voyons qu'une telle porte réalise la fonction NAND puisque si les trois entrées AB et C sont au niveau 1 c'est-à-dire à une tension proche de V, le transistor Q₁ conduit et la sortie est donc basse.

Si au contraire l'une quelconque des entrées est à 0 c'est-à-dire à une tension $\ll 0,4$ V, le transistor Q₁ se bloque et la sortie est haute.

Cette logique peu rapide à très vite été remplacée par la logique TTL (transistor - transistor - logic) actuellement la plus utilisée.

Schéma d'une porte élémentaire



Nous voyons que la différence essentielle tient au fait que l'on a remplacé les trois diodes d'entrée de la logique DTL par un transistor multiémetteur qui réalise la même fonction mais est plus rapide.

.../...

A partir de ce schéma de base ont été créées différentes familles des circuits suivant le schéma de l'amplificateur de sortie (ici symbolisé par un simple transistor) et suivant les fonctions réalisées par assemblages de fonctions élémentaires.

A l'heure actuelle cette famille est la plus vaste du point de vue des assemblages disponibles :

- Fonctions NAND, NOR, OU exclusifs, bascules, mémoires, compteurs, additionneurs, opérateurs, codeurs, décodeurs, etc...

et est également la moins onéreuse (Prix d'un boîtier simple de l'ordre de 2 F).

Les avantages de cette logique sont donc :

- Prix très faible.
- Grande facilité d'emploi.
- Très grand choix de fonctions complexes intégrées.

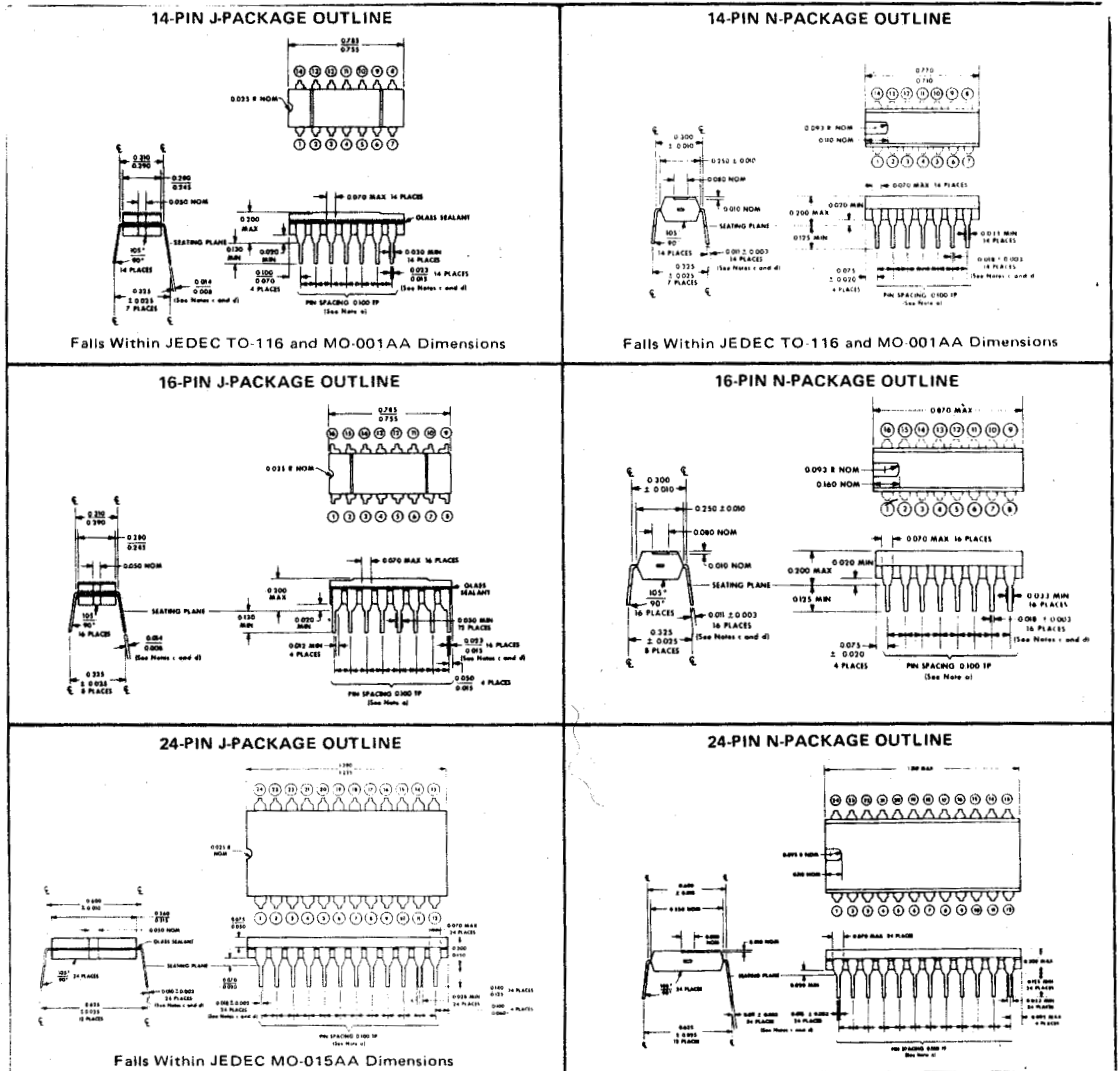
(Les circuits intégrés sont rangés en trois catégories :

- SSI (small scale integration) pour les circuits comprenant environ une dizaine de "portes" élémentaires.
- MSI (medium scale integration) pour les circuits comprenant environ une centaine de ces portes.
- LSI (Large scale integration) pour les circuits comprenant plus de 100 portes élémentaires.

Ces frontières restent d'ailleurs assez imprécises).

- Encombrement faible :

Les circuits intégrés se présentent sous forme de boîtiers de 14, 16, 24 ou 32 pattes.



- Ces éléments sont statiques et ont donc une bonne tenue aux chocs.
- Ils sont compensés en température.
- Ils sont enrobés et ont donc une excellente tenue à l'ambiance.
- Ils ont une consommation faible (de l'ordre de 100 mWatts).



ANNEXE II

INTERFACES ISOLES.

Ces interfaces évoluent beaucoup moins rapidement que les interfaces précédemment cités dans la mesure où ils doivent utiliser d'autres propriétés du courant électrique du type magnétique, chaleur ou lumière.

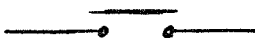
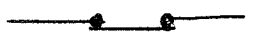
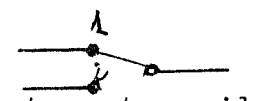
Nous commencerons ce rapide exposé par les composants utilisant les propriétés électromagnétiques dont les plus connues sont les relais et les transformateurs.

Les relais peuvent être classés en trois grandes catégories


- Les relais électromécaniques.
- Les relais reed secs.
- Les relais mouillés au mercure.

Dans ces trois cas le principe de fonctionnement est simple : une bobine parcourue par un courant attire une lamelle métallique (armature) qui vient se coller contre un contact permettant ainsi la fermeture du circuit électrique commandé.

La combinaison des contacts a permis de classer ces relais en 4 catégories :

- 1 forme A :  : contact travail :
le relais est fermé lorsque la bobine est excitée.
- 1 forme B :  : contact repos :
le contact est ouvert lorsque la bobine est excitée.
- 1 forme C :  : deux contacts :
un repos ① et un travail ②, le passage du contact ① au ② se fait sans court-circuit des contacts ① et ②

.../...

- 1 forme D :  : deux contacts :
un repos ① et un travail ② mais ici le passage de ① à ②
se fait avec court-circuit intermédiaire de ① et ②.

Ces différentes formes existent dans les catégories précédemment définies.

Relais électromécanique : Ces relais sont les plus simples. Leurs contacts ne sont pas protégés et se meuvent à l'air libre. Dans ces conditions, ces contacts doivent être suffisamment éloignés l'un de l'autre pour conserver des qualités d'isolement quelle que soit l'humidité de l'air. Cet éloignement entraîne deux caractéristiques de ces relais :

- Forte puissance de commande nécessaire,
- Cadence très lente.

En résumé leurs avantages sont :

- Leur très faible coût relatif $\ll 5$ F par contact.
- Possibilité de commuter de fortes charges grâce à l'éloignement et la robustesse des contacts.
- Excellente immunité aux bruits due à la forte puissance de commande nécessaire (400 à 500 mWatts).

Leurs inconvénients sont liés :

- à leur consommation importante,
- à leur temps de commutation abusif (50 ms),
- à leur faible durée de vie due à l'altération des contacts,
- à leur mauvaise tenue en ambiance corrosive dans la mesure où les contacts ne sont pas protégés,
- à leur mauvaise tenue aux chocs,
- à leur encombrement important.

.../...

Les relais reed secs sont peu différents des précédents mais les contacts sont ici enfermés dans une ampoule qui ne contient qu'un gaz inerte sous faible pression. Dans ces conditions les contacts mieux protégés peuvent garder de bonnes caractéristiques d'isolement pour des distances entre contacts plus faibles.

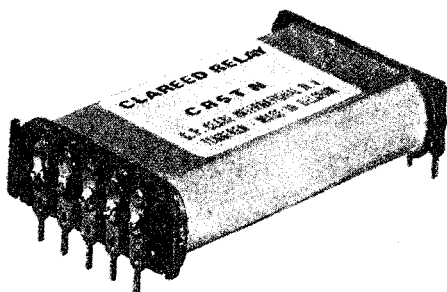
Leurs avantages sont donc :

- Coût relativement faible (10 F par contact).
- Temps de réponse court obtenu par rapprochement et miniaturisation des contacts (1 ms).
- Durée de vie plus importante due à la protection des contacts par l'ampoule (10^7 manoeuvres).

Cependant ces relais ont :

- Une cadence encore faible vis à vis des circuits logique précédemment décrits (rapport 10^6).
- Une durée de vie encore faible.
- Une mauvaise tenue aux chocs.
- Un filtrage en puissance plus faible que précédemment.

Relais à contacts secs sous ampoule scellée



relais pour circuits imprimés

Echelle 1/1

Ampoule reed format standard (Clareed)

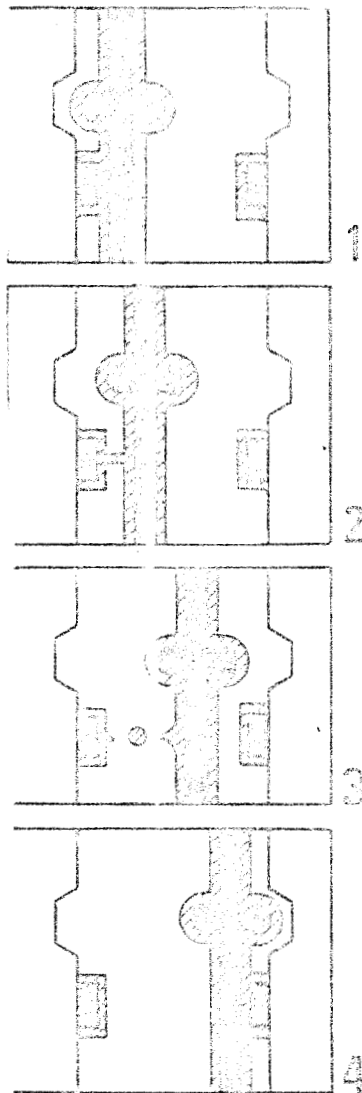
1 à 6, 8 et 12 T par bobine
1 et 2 R
1 à 4 RT
1 et 2 bistables
autres combinaisons

Coupure :
15 VA max. charge résistive/50 VA max.
(vie réduite)
1 A max. - 250 Vcc max.

Contacts :
R et RT par aimant

Les relais reed mouillés au mercure sont issus des précédents mais améliorés dans la mesure où les contacts sont protégés par du mercure.

Nous citerons ici le principe fonctionnel des relais Clare, d'autres relais utilisant ce même principe avec des méthodes légèrement différentes.



Nous voyons sur les photos ci-jointes l'ampoule au mercure avec ses contacts et le relais utilisé, et à droite, le schéma de principe de fonctionnement du relais.

Le dessin 1 représente la palette mobile collée en position repos.

Le dessin 2 représente le mouvement de la palette provoqué par action sur la bobine.

On voit que le mercure par son élasticité maintient le contact fermé jusqu'au moment où il se rompt (fig 3).

La palette arrive au contact opposé et le mercure mouillant les contacts empêche toute réouverture intempestive au cours des rebonds de la palette.

Nous voyons donc que ces relais présentent deux avantages :

- durée de vie accrue du fait que ce n'est plus le contact mais le mercure qui est détérioré par l'amorçage d'un arc au moment de la rupture ; ce mercure se renouvelle automatiquement à chaque nouvelle commutation,
- ouverture et fermeture du circuit très "propres" puisque l'élasticité du mercure évite des rebonds.

Les seuls inconvénients de ces relais sont leur coût élevé et leur inertie (temps de collage 3 à 5 ms). D'autre part étant donné le principe de fonctionnement ils ne peuvent être utilisés qu'une position verticale ou au maximum à 30° de la verticale.

Des procédés similaires utilisés par d'autres constructeurs évitent malgré tout ce dernier inconvénient.

Les transformateurs d'impulsions utilisent également le flux magnétique et la force électromotrice induite par toute variation de ce flux pour transmettre l'information.

Ils se présentent sous forme de deux enroulements bobinés sur un tore ou une carcasse métallique.

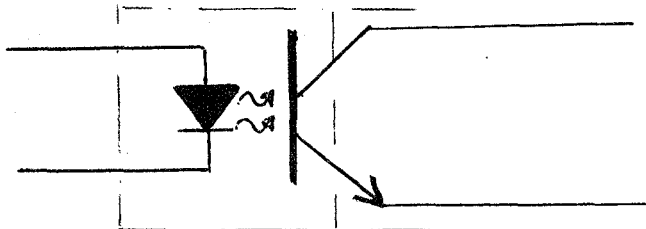
Cette solution présente les avantages suivants :

- faible prix,
- excellente fiabilité due à l'absence de pièces en mouvement,
- bon filtrage,
- bonne tenue aux chocs et à l'ambiance.

Mais en revanche ces transformateurs sont assez malcommodes d'emploi dans la mesure où ils nécessitent une remise en forme par l'utilisateur.

Nous passerons très rapidement sur l'utilisation très rare des propriétés calorifiques bien qu'il soit possible d'envisager des couplages par ce procédé (utilisation d'une résistance chauffante et d'une résistance thermosensible) qui présente l'inconvénient d'être très lent pour arriver aux propriétés photoélectriques.

Ces dernières années (depuis 1969-1970) ont vu en effet un développement prodigieux des "photo-coupleurs".



La figure ci-dessus donne le schéma de principe d'un photocoupleur qui contient un élément photoémetteur (ici une diode) c'est-à-dire émettant des photos lorsqu'il est parcouru par un courant, et un photorécepteur (ici un photo transistor) qui change de caractéristiques lorsqu'il est frapper par un flux lumineux.

Les avantages principaux de ces photocoupleurs résident dans le fait qu'ils sont très petits (Boitier 6 pattes du type de celui décrit précédemment § II.3.1).

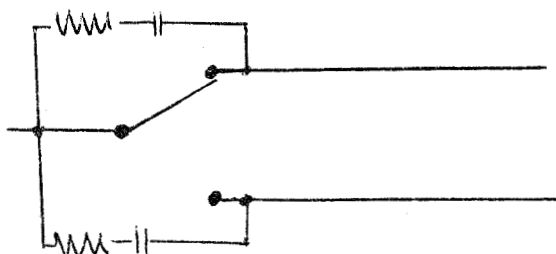
.../...

Très rapides : temps de transfert de l'ordre de la micro-seconde qu'ils sont statiques et présentent par le fait une bonne fiabilité et une bonne tenue aux chocs, qu'ils sont aisés d'emploi à la différence des transformateurs d'impulsion. Enfin leur prix a très nettement baissé en quelques années du fait de leur diffusion. (de l'ordre de 200 F en 1969. 40 F en 1971. 20 F en 1972. 10 F prévus fin 1973.).

Leurs inconvénients résident encore dans le fait que leur rendement est faible (35 %) et que dans ces conditions la puissance de commande est élevée.
Leur vitesse fait qu'ils ont une immunité aux bruits.

ANNEXE III

Cette protection de contact est constituée d'un réseau RC suivant le schéma suivant :



Ce réseau est destiné à écouler une partie de la surtension créée aux bornes des contacts au moment de l'ouverture et génératrice des étincelles de ruptures.

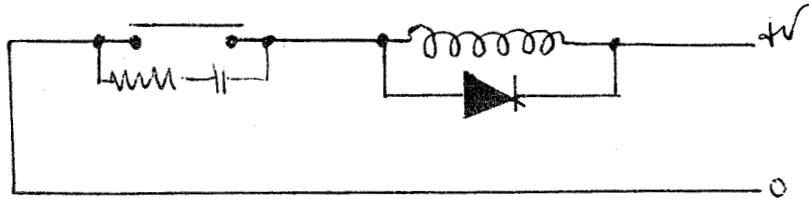
(Pour comprendre ce phénomène, il n'y a qu'à reprendre le principe du calcul effectué au § I.3.5. en considérant que les résistance de charge passe ici d'une valeur très faible à une valeur pratiquement infinie en un temps très court : dans ces conditions on voit que l'on obtiendrait non plus une sous-tension comme dans le calcul fait, mais une surtension pouvant attendre plusieurs volts : cette surtension si elle est supérieure à la tension de claquage du condensateur formé par le contact et l'armature provoque un amorçage entre ces deux points détériorant ainsi les surfaces).

Malheureusement cette protection n'est pas universelle et les valeurs de la résistance et de la capacité sont théoriquement différentes pour chaque valeur de tension et de courant à commuter.

Dans ces conditions nous avons choisi comme valeurs celles qui sont optimales pour la commutation de 50 V sous 1 A sachant bien que dans tous les autres cas elles seront moins bien adaptées mais cependant d'une certaine efficacité.

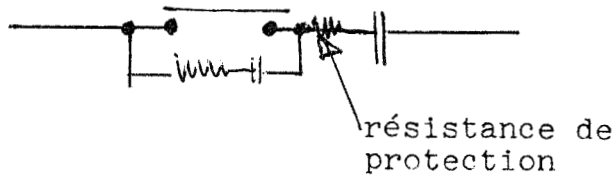
.../...

De plus le réseau RC décrit n'est valable que si la charge est résistive. En particulier si cette charge est selfique (bobine de relais par exemple) il faut y adjoindre une diode dite d'overshoot aux bornes de la charge. Soit le schéma suivant:



Enfin si la charge est capacitive, il faut ajouter une résistance serrée de manière à limiter le courant au moment de la fermeture du contact (sinon la capacité se déchargerait sur un court-circuit pratiquement à sa résistance interne pret).

D'où le schéma suivant



BIBLIOGRAPHIE

"Acquisition et traitement des données"

H. SOUBIES-CAMY

"The Input-Output architecture of minicomputers"

R.RINDER (DATAMATION MAI 70)

"Les problèmes de rejection de mode commun dans les multiplexeurs analogiques"

B. BALLAND (Automatismes DEC.70)

"COMMON Mode Voltage rejection"

J.R. SPRINGER (Electronic Syst
FEV. 71)

"Les parasites dans les équipements électroniques"

M. PARENT (Toute l'électronique
JUILLET 73)

"Errors in operational amplifier circuits"

STATA-RAY

"Isolation Amplifier is safe"

Analog dialogue Vol 5 n° 2

"Grounding and shielding techniques"

BARNA-ARPAD

"Les capteurs"

PUILLET Automatismes Tome XVI

"Une conception industrielle des périphériques indispensables pour le contrôle et la commande des processus par ordinateur"

G. STALDER Automatismes Tome XVI

.../...

"L'ordinateur temps réel intégré dans une chaîne d'acquisition"

MUSSET Automatismes Tome XVI

"Signal conditioning for analog to digital conversion in instrumentations systems"

DIROCCO Electronic Instrument
digest 1970

"La commutation de signaux analogiques à l'aide de MOS"

Electronique Industrielle 1970.

"Multiplexing : to day's circuits and systems"

HOWARD

"Le process control"

DAMPURE L'Informatique DEC 1970

"Synthèses des activités du groupe de travail "système d'acquisition numérique""

JUILLET 1972.

"Compte rendu des 5èmes journées internationales de l'Informatique et de l'Automatisme"

DEPREZ - TORET - GROBOILLOT
JUN 72

"Quelques réflexions sur l'étude des Interférences électromagnétiques"

D. COSSE MESURES.72

"Microelectronique analogique"

B. GRABOWSKI

"Applications industrielles de calcul analogique"

ROGERS - CONNOLY

"Floating Measurements and guarding"

HEWLETT - PACKARD 1970