

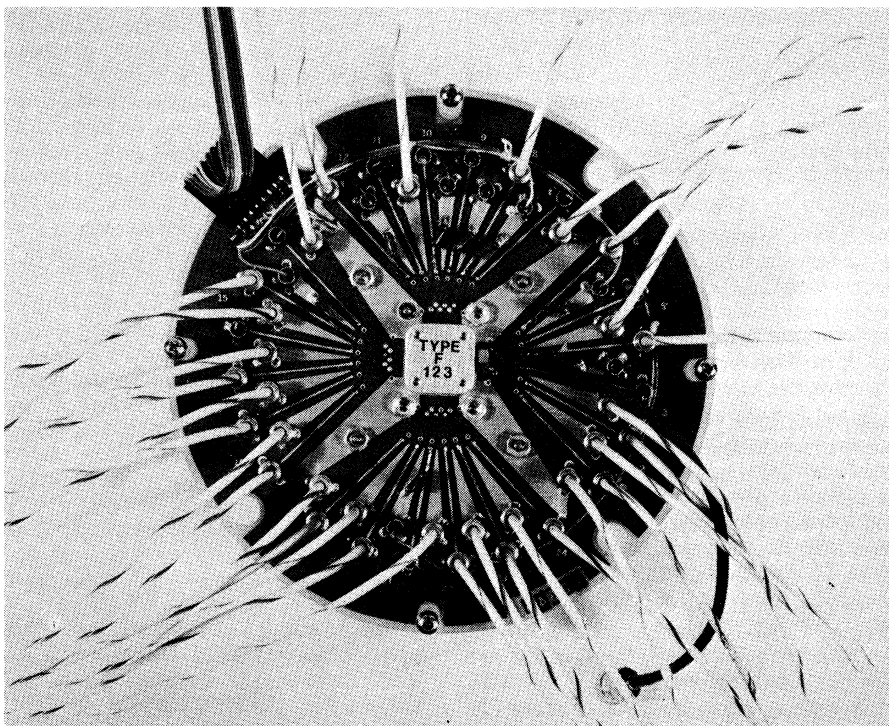
UTILISATION DE L'ECL

par S. MARTIN, M. RAPPENEAU et J. JOURNEAU (*)

L'article publié dans le numéro 477 de Toute l'Electronique avait introduit l'ECL en tant que famille de composants, l'avait située par rapport aux autres familles, et avait détaillé son fonctionnement interne.

Le présent article poursuit la démythification de l'apparente difficulté d'emploi de l'ECL, en se penchant plus particulièrement sur sa mise en œuvre ; alimentations, connexions, boîtiers, interfaces, mesures et précautions d'emploi font l'objet des chapitres de cette partie.

Envers d'un support de mesure pour circuit ECL 100 K boîtier plat.



Alimentation des circuits

Les circuits rapides utilisent, en général, plus de puissance que les circuits lents. La façon dont cette puissance est fournie aux circuits par les réseaux d'alimentation peut interférer avec le fonctionnement de ces circuits : elle mérite donc une attention particulière.

Fonctions du réseau d'alimentation

Le réseau le plus général d'alimentation d'un système ECL est représenté sur la figure 1. Il comprend trois lignes de distribution :

- la masse V_{CC}
- le retour des charges V_{TT}
- le retour des étages de commutation V_{EE}

et deux sources de tension alimentent respectivement V_{TT} et V_{EE} par rapport à V_{CC} . V_{TT} est de l'ordre de -2 V et V_{EE} de $-4,5\text{ V}$ à $-5,2\text{ V}$ selon la famille.

FORMULES

Le réseau comprend donc deux boucles de courant imbriquées, mais dont les fonctions sont différentes.

La boucle V_{EE} fournit le courant des ponts de polarisation, des étages de commutation, et de certaines charges internes des circuits.

Ces courants sont relativement constants, et il a été vu, dans la première partie, que le fonctionnement des portes était assez peu sensible à la valeur de V_{EE} . L'alimentation V_{EE} ne reçoit pratiquement pas de composantes de courant haute fréquence, lorsque les portes commutent.

La boucle V_{TT} fournit le courant des charges placées en sortie des portes. Ce courant est affecté de variations transitoires brutales, lorsque les sorties commutent. Dans une résistance de charge de $50\ \Omega$, le courant passe de 8 mA à 22 mA en l'espace d'une à deux nanosecondes, lors de la commutation de la sortie de la porte.

La connexion V_{CC} , qui doit servir de référence de potentiel pour les signaux logiques, reçoit simultanément la somme de ces deux courants, l'un à forte composante continue, le second à forte composante alternative.

Effets parasites dans les alimentations

Effets parasites statiques

La densité de puissance à distribuer sur des cartes réalisées en ECL peut dépasser 10 W/dm^2 de carte.

Ceci signifie des courants traversant la masse atteignant 2 A/dm^2 de carte. Ces courants vont créer des chutes de tension ohmiques dans les lignes de distribution, les connecteurs, les traces du circuit imprimé, et jusque dans les broches-mêmes des boîtiers de circuits.

Tous les circuits ne reçoivent donc pas exactement la même tension V_{CC} ; cette

(*) respectivement Marketing Manager, Ingénieur mesure ECL et Conseiller technique à la R.T.C.

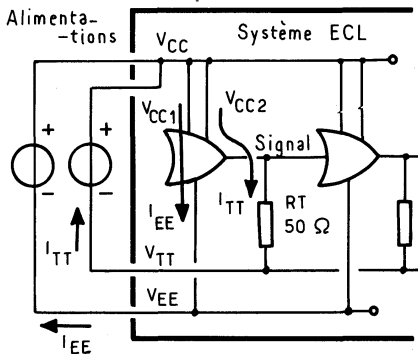


Fig. 1. - Réseau d'alimentation ECL.

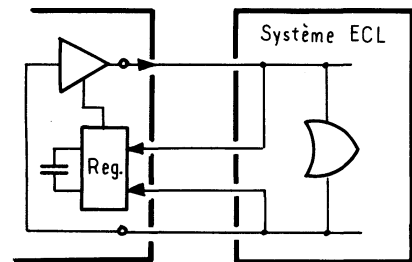
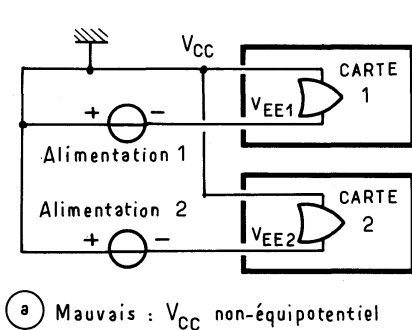
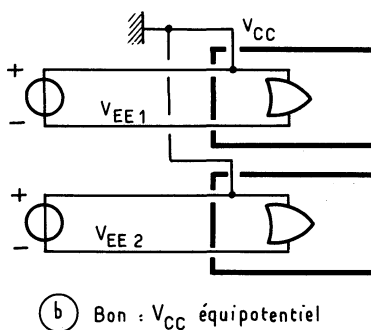


Fig. 2. - Connexion de Kelvin des alimentations



a) Mauvais : V_{CC} non-équipotentiel



b) Bon : V_{CC} équipotentiel

Fig. 3. - Couplage d'alimentations multiples.

différence entre leurs tensions de masse va créer une perte d'immunité au bruit. A titre d'exemple, si on tolère 20 mV de perte d'immunité au bruit, la ligne doit faire moins de $0,02 \text{ V}/2 \text{ A} = 0,01 \Omega$. Ceci impose des connexions de forte section pour le V_{CC} .

L'influence de V_{EE} sur l'immunité au bruit est quatre fois plus faible que celle de V_{CC} pour l'ECL 10 K, et environ vingt fois plus faible, grâce au régulateur, pour l'ECL 100 K. En conséquence, des distributions de V_{EE} proportionnellement plus résistives sont tolérables.

Quant à V_{TT} , son influence sur les niveaux de sortie, donc sur l'immunité au bruit, dépend du rapport entre les résistances de charge (50Ω) et la résistance de sortie des portes (6 à 12Ω), ce qui rend V_{TT} aussi tolérant que V_{EE} aux chutes de tension.

Selon qu'un système comporte davantage de circuits simples (avec beaucoup de sorties par porte) ou de circuits complexes (avec beaucoup de portes par sortie), ce sera la ligne V_{TT} ou la ligne V_{EE} qui sera la plus critique du point de vue des chutes de tension statique.

Les alimentations qui fournissent V_{TT} et V_{EE} vont contribuer également à une perte d'immunité au bruit statique de par leurs défauts propres : tolérance sur la tension nominale, chute de tension en fonction de la charge. Il faudra en tenir compte dans le calcul du système.

Pour un petit système ayant une alimentation par carte, il est recommandé de relier l'alimentation et son régulateur par quatre fils séparés : deux pour l'arrivée du courant et deux pour la mesure de tension à distance (connexion dite de Kelvin). Voir figure 2.

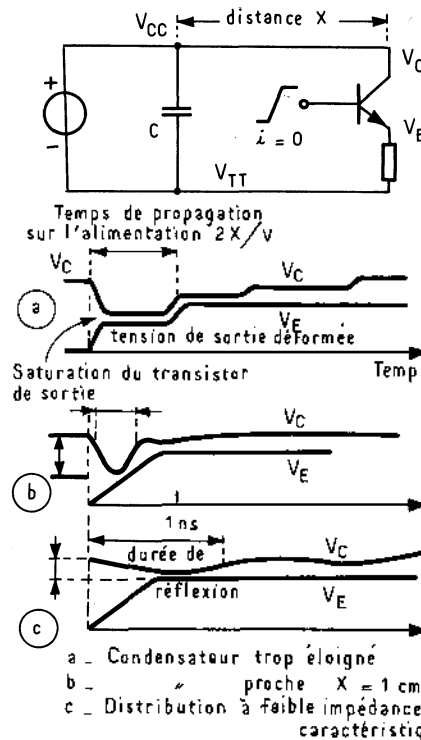


Fig. 4. - Découplage d'une porte ECL.
a) condensateur trop éloigné
b) condensateur proche ($x = 1 \text{ cm}$)
c) distribution à faible impédance caractéristique.

Quand plusieurs sous-systèmes ont des alimentations indépendantes, une connexion des alimentations aux cartes, selon le schéma de figure 3 b, garantit qu'il ne passe pas de courant dans la liaison entre les V_{CC} qui sont ainsi équipotentielles.

Il en est de même pour les distributions de V_{TT} .

- a) Mauvais : V_{CC} non équipotentiel,
- b) Bon : V_{CC} équipotentiel

Effets parasites dynamiques

Aux fréquences élevées auxquelles fonctionnent les circuits ECL, les connexions ne peuvent plus être considérées comme des lignes équipotentielles, mais comme des lignes où interviennent des propagations d'ondes. La vitesse de propagation de ces ondes est définie principalement par la constante diélectrique de l'isolant du circuit imprimé. Dans le vide, la propagation s'effectue à 30 cm/ns ; mais la vitesse sur circuit imprimé est, en général, deux fois plus faible. Il s'ensuit que les condensateurs de découplage des alimentations doivent être placés suffisamment près des boîtiers qui créent les appels de courant; faute de quoi, ces appels... ne seraient pas entendus à temps!

La figure 4 montre l'influence de l'éloignement de la capacité sur la forme des tensions aux bornes de l'étage de sortie d'un circuit ECL. La distance x a un effet comparable à une inductance en série avec le circuit; elle limite la raideur du découplage quelle que soit la valeur du condensateur, ce qui peut entraîner une saturation du transistor de sortie et un ralentissement considérable de la réponse.

Dans la pratique, deux méthodes donnent satisfaction pour augmenter la raideur des découplages. L'une consiste à placer un condensateur de découplage à moins d'un centimètre de chaque boîtier ECL 100 K, et à moins de cinq centimètres de l'ECL 10 K (cas illustré figure 4 B). Ces condensateurs doivent être bien sûr d'un modèle adapté au découplage très haute fréquence. Quelques dizaines de nanofarads sont nécessaires.

Dans la deuxième méthode (figure 4 c), on tolère une durée de réflexion élevée (condensateur éloigné), mais on réduit son amplitude en établissant une distribution d'alimentation à très faible impédance caractéristique, donnant une inductance équivalente basse. Ceci s'obtient avec des conducteurs larges, et proches l'un de l'autre. La meilleure solution, dans ce cas, est d'utiliser des plans parallèles pour la masse et le V_{TT} , dans le cas d'un circuit imprimé multicouche. Dans le cas d'une carte mono ou bicouche, il existe des rails capacitifs de forte section qui peuvent être rapportés verticalement sur le circuit imprimé. L'impédance des deux conducteurs plats parallèle peut se calculer par la formule

$$Z_c = \frac{120 \pi h t}{d \sqrt{\epsilon_r}}, \text{ avec :}$$

- h épaisseur du diélectrique entre les conducteurs dans la même unité.
- d largeur du conducteur le moins large dans la même unité.
- ϵ_r constante diélectrique relative de l'isolant (de l'ordre de 4 pour les cartes

en verre-époxy)

• Z_c s'exprime en ohms.

Avec une impédance $Z_c < 1 \Omega$, des appels de courant de 20 mA (commutation d'une sortie de porte) entraîneront des perturbations sur les lignes d'alimentation inférieures à 20 mV, ce qui est tolérable.

Une impédance caractéristique trop forte crée un risque d'interaction entre deux circuits, même en l'absence de signal sur leurs entrées, par réinjection sur l'une des entrées d'une perturbation de V_{CC} . Il y a alors risque d'oscillation. On peut même constater, sur des circuits isolés, des couplages entre entrée et sortie causés par des alimentations trop inductives. Les oscillations qui s'ensuivent pouvant provoquer à la longue la destruction de certaines jonctions de l'étage d'entrée ou du régulateur.

Pour une analyse plus détaillée des découplages, se reporter à l'article de Donald White « EMI control in the design of Printed Circuit Boards », paru dans *EMC Technology*, n° 1 de janvier 1982.

Pour des petits systèmes, on peut remplacer l'alimentation V_{TT} , avec sa charge, par un pont diviseur entre V_{CC} et V_{EE} . Par exemple, en chargeant chaque porte par deux résistances, l'une de 80Ω vers le V_{CC} , l'autre de 130Ω vers le V_{EE} . On fait ainsi l'économie de l'alimentation $-2 V$, par contre, chaque pont diviseur consomme une puissance supplémentaire de l'ordre de 140 mW (figure 5).

Interconnexion et circuit imprimé

Impédance des connexions

L'ECL possède des fronts d'onde suffisamment rapides pour justifier l'analyse de la transmission du signal entre boîtiers, en termes de propagation d'ondes sur les lignes.

Rappels sur les propagations des signaux sur une ligne

Une connexion entre deux circuits se compose de deux conducteurs, l'un étant le conducteur « actif », l'autre étant le conducteur de retour ou plan de masse.

L'ensemble de ces conducteurs est caractérisé par une inductance et une capacité par unité de longueur.

D'autre part, ces conducteurs ne sont pas équipotentiels, mais leur état électrique peut être représenté par une superposition de deux ondes, une dans chaque direction de propagation.

Chaque onde a une composante de tension entre les deux conducteurs et une composante de courant passant dans les conducteurs ; le rapport entre ces deux composantes est une constante caractéristique de la ligne, appelée impédance caractéristique Z_{Cu} :

$$\frac{V}{I} = Z_c = \sqrt{\frac{dL}{dx} / \frac{dC}{dx}}$$

où $\frac{dL}{dx}$ est l'inductance par unité de longueur et $\frac{dC}{dx}$ la capacité par unité de longueur de ligne.

Par ailleurs, les ondes se propagent à une vitesse donnée par :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\frac{dL}{dx} \cdot \frac{dC}{dx}}}$$

Les deux effets essentiels provoqués par une telle ligne placée entre une source, ou un générateur (par exemple la sortie d'une porte), et une charge (par exemple l'entrée d'une autre porte) sont un délai de transmission et une déformation du signal.

Le délai a deux composantes : d'une part le temps nécessaire à la propagation du signal d'une extrémité à l'autre de la ligne, qui dépend de sa longueur et de la vitesse indiquée ci-dessus ; d'autre part, un temps supplémentaire introduit par la déformation de l'onde.

La déformation du signal, elle, est due à la réflexion des ondes aux endroits où la ligne de transmission change d'impédance.

De tels changements peuvent intervenir aux deux extrémités de la ligne, si l'impédance du générateur et de la charge sont différentes de l'impédance caractéristique Z_c .

Lorsque la charge est adaptée, la tension à ses bornes est celle de la source, au retard près ($\frac{x}{v}$). Lorsque l'impédance est inférieure à Z_c , il y a tendance au court-circuit ; après le retard ci-dessus, la tension aux bornes est inférieure à celle du générateur et une onde de tension négative est renvoyée vers la source. Si, au contraire, l'impédance de charge est supérieure, il y a tendance au circuit ouvert : la tension vue par la charge est supérieure à la tension de l'onde incidente et une onde de tension positive est réfléchiée vers la source.

Application à la connexion des circuits ECL
 Dans la pratique, l'impédance du générateur est celle de la sortie d'une porte ECL, soit une résistance de 10 à 12 Ω due au transistor de sortie, en série avec environ 1 cm de ligne à 100 ou 200 Ω d'impédance caractéristique qui représente la broche et la connexion interne du boîtier.

Application à la connexion des circuits ECL

La charge de la ligne est constituée par l'impédance d'entrée des portes connectées sur la ligne et d'éventuelles résistances de terminaison.

En ce qui concerne les portes connectées, on peut négliger la composante résistive de leur entrée (quelques $k\Omega$) ; la principale composante est capacitive (quelques pF). Usuellement, les résistances de charge sont de 50 Ω . Elles seront toutefois choisies pour avoir la meilleure adaptation possible.

Certains utilisateurs préfèrent interconnecter les portes par des lignes d'impédance plus élevée : 75 Ω , voire 100 Ω . Ceci présente l'avantage de réduire la puissance dissipée dans les résistances de charge, et les lignes plus fines prennent moins de place sur les circuits imprimés. Par contre, ces lignes sont plus sensibles aux capacités parasites et demandent une précision de gravure plus délicate.

Lignes microbandes (ou micro-strip)
 En pratique, les interconnexions sont réalisées par des pistes de largeur

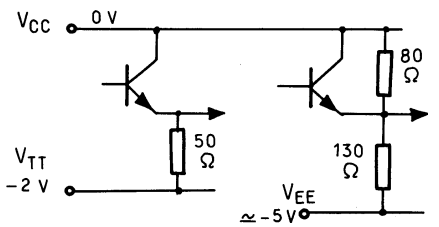


Fig. 5. - Terminaison à $-2 V$ sans alimentation V_{TT}

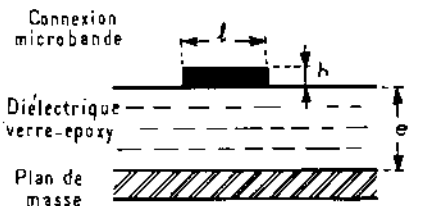


Fig. 6. - Ligne microbande (microstrip) sur plan de masse.

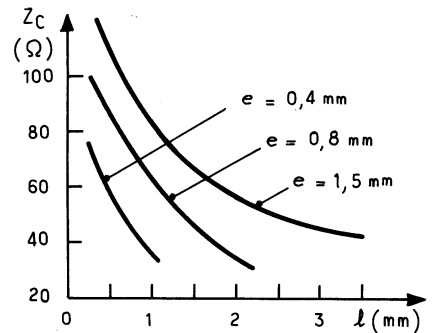


Fig. 7. - Impédance caractéristique d'une ligne microbande en cuivre (épaisseur $35 \mu m$) sur verre époxy ($\epsilon_r \approx 5$) pour diverses épaisseurs e.

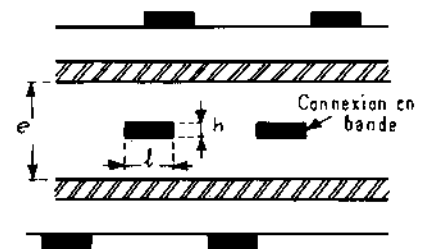


Fig. 8. - Ligne en bande (strip-line) entre deux plans de masse.

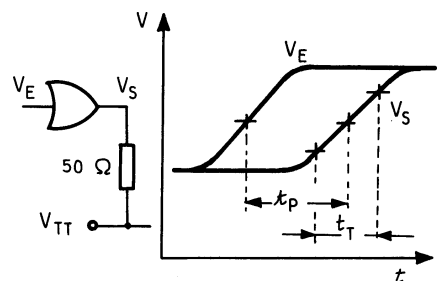


Fig. 9. - Paramètres dynamiques - Connexion courte.

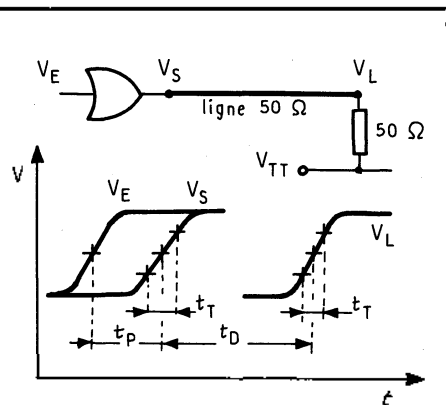


Fig. 10. - Paramètres dynamiques - Liaison longue adaptée.

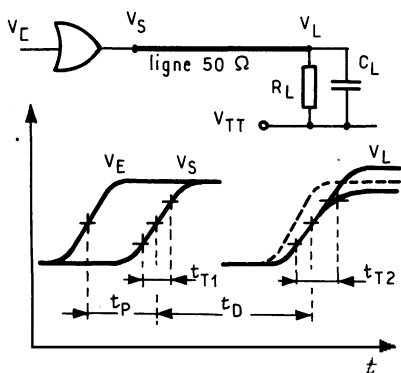


Fig. 11. - Paramètres dynamiques - Liaison longue mal adaptée.

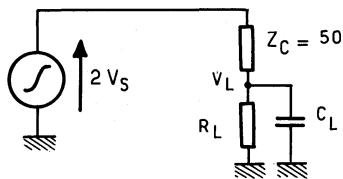


Fig. 12. - Schéma équivalent simplifié.

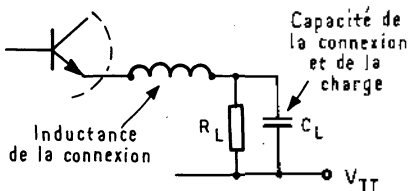


Fig. 13. - Schéma équivalent d'une connexion courte.

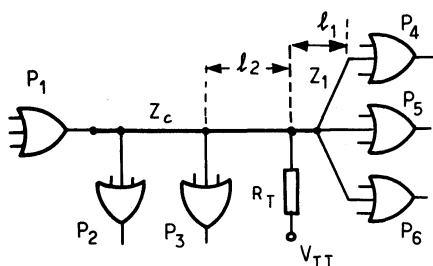


Fig. 14. - Cas général d'une connexion longue.

constante sur un circuit imprimé multicouche. L'une des couches au moins est utilisée comme « plan » de masse s'étendant parallèlement aux pistes de signal sur au moins trois fois leur largeur.

Le plus souvent, la structure « micro-bande » de la figure 9-1 est utilisée. Dans ce cas, l'impédance caractéristique de la ligne est donnée par la formule approximative :

$$Z_c = \frac{87 \Omega}{\sqrt{\epsilon_p + 1,4}} \ln \left(\frac{6c}{h + 0,8l} \right)$$

Les paramètres ϵ , h et l sont définis sur la figure 6. Σ_r est la constante diélectrique relative de l'isolant. \ln : logarithme népérien.

La figure 7 donne directement l'impédance caractéristique en fonction de l'épaisseur de l'isolant et de la largeur de la piste, dans le cas d'un circuit imprimé cuivre sur verre époxy ($\Sigma_r \sqrt{5}$). Par ailleurs, le retard de propagation apporté par la ligne est de 58 ps/cm, et la capacité linéique vaut (58/ Z_c) pF/cm.

Dans le cas où la piste de signal est enfermée entre deux plans de masse (figure 8), l'impédance et la vitesse de propagation sont plus basses et correspondent aux formules suivantes :

$$Z_c = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8e}{\pi l + h(1 + \ln \frac{2e}{h})} \right) \text{ et}$$

$$v = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ cm/ns}$$

Cette fois, e est la distance entre les deux plans de masse. Le retard de propagation atteint 74 ps/cm pour un verre-époxy ($\Sigma_r = 5$) ; la capacité linéique vaut alors :

$$dC/dx = (74/Z_c) \text{ pF/cm.}$$

Comportement des connexions

Le comportement d'une porte ECL est défini sur une charge de 50 Ω , comme indiqué figure 9 ; à une tension appliquée V_E correspond une tension de sortie V_S , caractérisée essentiellement par un temps de propagation t_p et un temps de transition t_T .

Une ligne d'impédance caractéristique 50 Ω terminée sur une résistance de même valeur se comporte elle-même comme une résistance pure de 50 Ω et peut donc être utilisée pour charger la porte sans changer son fonctionnement (voir figure 10). La tension V_S de sortie de la porte présente les mêmes caractéristiques t_p et t_T que dans le cas de la figure 9, et cette tension V_S se propage le long de la ligne jusqu'à la résistance de charge aux bornes de laquelle on voit la tension V_L , qui est identique à V_S au retard près, t_D , introduit par la ligne.

Si la charge terminant la ligne n'est pas une résistance de 50 Ω (figure 11), la tension de sortie V_S est toujours identique à ce qu'elle était dans les cas précédents et elle est transmise de la même façon sur la ligne ; à l'arrivée en bout de ligne, cette tension va être déformée par la charge et V_L n'aura pas la même forme que V_S . Si la charge est capacitive, le front t_{T2} est plus lent que celui qui est à la sortie de la porte t_{T1} , et un délai supplémentaire se rajoute à t_D .

Si la partie résistive de la charge est dif-

férente de 50 Ω , l'amplitude de la tension V_L sera différente.

L'influence de la charge peut être calculée à partir d'un schéma équivalent montré sur la figure 12.

La différence entre V_L et l'onde incidente V_S va se trouver réfléchi vers la porte, et venir perturber la tension V_S au bout d'un temps $2 t_D$.

Si la ligne est courte, c'est-à-dire si t_D est inférieur ou égal à t_T il est difficile de séparer les tensions V_S et V_L aux bornes de la ligne. Il est alors préférable d'abandonner le concept de ligne et de raisonner sur un schéma équivalent à constantes localisées, tel que celui de la figure 13.

Interconnexions multiples

Un exemple pratique de connexions entre diverses portes est représenté figure 14.

Le signal émis par la porte P_1 est distribué successivement aux portes P_2 , P_3 et au bloc des portes P_4 à P_6 .

La résistance d'adaptation R_T est placée le plus loin possible de la ligne, pour minimiser la longueur P_1 de ligne « non terminée ».

Par ailleurs, l'influence de la capacité de cette partie non adaptée sera autant que possible réduite en lui donnant une impédance caractéristique Z_1 , la plus élevée possible.

Les réflexions générées par les capacités d'entrée des portes P_2 à P_6 et les morceaux de ligne non adaptée qui les connectent à la ligne principale devront être limités à 15 ou 20 % de l'amplitude des signaux, pour maintenir une immunité au bruit convenable entre les portes. C'est ce facteur qui, en pratique, limitera la sortance utilisable.

En appelant C_T la somme des capacités qui chargent la ligne, il faut éviter que $Z_c + C_T$ puisse dépasser le temps de transition t_T du signal fourni à la ligne. C'est donc la capacité d'entrée des autres portes qui limite la sortance. Cette sortance est typiquement de 3, et peut dépasser 8, dans le cas d'un système bien calculé.

Il faut signaler qu'il est possible, à partir d'une ligne de 50 Ω , de partager celle-ci en deux lignes de 100 Ω , ou en trois lignes de 150 Ω , comme le montre la figure 15 ; dans ce cas, chaque ligne sera terminée sur une charge correspondant à son impédance caractéristique.

Interconnexion sur bus

Il est possible de construire des bus bidirectionnels en ECL, en interconnectant, le long d'une ligne adaptée, à ses deux extrémités, des sorties et des entrées de portes (voir figure 16).

Il faut noter que chaque sortie de porte apparaît alors comme chargée par deux lignes en parallèle, donc par ($Z_c/2$). Par ailleurs, la propagation n'est possible que si les sorties des portes non actives sont à l'état bas.

Il existe des circuits spéciaux (bus driver) pour obtenir des résultats optimums dans ces conditions. Ils peuvent, en général, fournir plus de courant et de ten-

sion que les portes normales, avec des fronts moins raides, pour minimiser les réflexions.

Boîtiers et contraintes thermiques

Les circuits intégrés réalisés dans des cristaux de silicium doivent, dans le cas général, être montés dans un boîtier pour pouvoir être utilisés ; ce boîtier interposé entre le circuit et son environnement va imposer ses caractéristiques ou modifier celles du cristal. Dans le cas de l'ECL, cette influence est particulièrement importante.

Rôle du boîtier

Tout d'abord, le cristal de silicium est de faibles dimensions, fragile mécaniquement et de manipulation difficile. Il peut être sensible à la corrosion, particulièrement au niveau de ses connexions avec le monde extérieur (interfaces métalliques).

Enfin, le cristal est le siège d'un important dégagement de chaleur pendant son fonctionnement. Cette chaleur doit être évacuée correctement, sous risque de destruction plus ou moins rapide du cristal par excès de température.

Face à ces différents problèmes, le boîtier apporte une manipulation plus aisée, une protection mécanique de la puce contre les chocs, les rayures, les atmosphères corrosives. Il apporte, de plus, une facilité de connexion au circuit, en reliant les microscopiques et fragiles plages sur le silicium à des broches métalliques robustes, accessibles et aisément soudables. Ceci facilite aussi le test du circuit. Sur le plan thermique, le boîtier conduit la chaleur du cristal vers une surface plus importante et permet de mieux contrôler son refroidissement.

Comportement thermique du boîtier

La puce de silicium se comporte comme un générateur de chaleur relié à une source de chaleur (l'air ambiant) au travers d'un environnement composé de différents matériaux qui opposent à la circulation du flux thermique une résistance dépendant de leur nature et de leurs dimensions.

La température atteinte par le cristal est un paramètre essentiel, tant pour les performances électriques (voir article précédent) que pour la fiabilité du circuit ; il faut savoir que la durée de vie du composant est réduite de moitié pour toute élévation de 10 °C de sa température. Ceci est vrai pour toutes les familles logiques, mais nécessite plus d'attention pour les circuits ECL dont le niveau de puissance est, en général, plus élevé.

Le calcul des résistances thermiques fait appel à quelques connaissances élémentaires.

La puce se comporte comme un générateur de chaleur qui fournit, par effet Joule, une puissance W qu'elle reçoit sous forme électrique de ses circuits d'alimentation. Cette puissance W vaut approximativement $V_{EE} \times I_{EE}$, à quoi il faut ajouter la puissance dissipée dans les transistors de sortie : $\Sigma (V_0 \times I_0)$. On

peut, en général, négliger la puissance associée aux entrées (voir figure 17).

Pour que cette chaleur puisse s'évacuer, la température de la puce va s'élever au-dessus de celle du milieu environnant. Le rapport entre la différence de température, lorsque celle-ci s'est stabilisée, et la quantité de chaleur dissipée est appelé « résistance thermique » R_{TH} .

Chaque élément du trajet du flux thermique présente ainsi une résistance, et l'ensemble des résistances s'associe, en série ou en parallèle, pour constituer la résistance thermique globale.

Ainsi le boîtier représenté schématiquement figure 18 a un comportement thermique qui est analogue à celui du réseau représenté figure 19. Les températures caractéristiques sont T_1 : température des jonctions du cristal ; T_3 : température de paroi du boîtier et T_5 : température initiale de l'air de refroidissement.

Les résistances thermiques à prendre en compte appartiennent à trois types :

1) résistances de conduction dans les solides, tels que le silicium du cristal, la céramique ou le plastique du boîtier, le métal des broches, la plaque de verre-époxy et les traces de cuivre constituant le circuit imprimé, etc. ;

2) résistances liées à la convection dans les milieux fluides : échanges entre paroi du boîtier et air ambiant, et éventuellement entre paroi d'un tube et liquide de refroidissement ; phénomènes de transport de chaleur dans les fluides en mouvement (air ventilé) ;

3) résistances liées au rayonnement des surfaces chaudes. Une partie de ces résistances est imposée par le fabricant des circuits, qui spécifie en général la résistance thermique R_{JC} ou K_{JC} entre la source interne de chaleur (jonctions du circuit intégré) et la paroi du boîtier. Par contre, le reste dépend de l'utilisateur, qui définit le montage mécanique (une partie de la chaleur est dissipée par les connexions), et les conditions de ventilation.

Les résistances thermiques peuvent être calculées à partir des conductivités thermiques spécifiques des matériaux mis en œuvre.

De bons conducteurs thermiques, comme l'or, l'aluminium et le cuivre, ont des conductivités de 200 à 400 $W \cdot cm^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$, l'acier et l'alumine, qui composent les boîtiers ordinaires, ont des conductivités plus faibles, par exemple : 15 à 30 $W \cdot cm^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$. L'air calme et les matières plastiques (époxy...) sont de mauvais conducteurs thermiques, avec typiquement moins de 0,2 $W \cdot cm^{-1} \cdot ^\circ C^{-1}$.

Le mode habituel d'évacuation de la chaleur du boîtier vers le milieu ambiant est un mélange de convection et rayonnement, dont l'étude théorique est très difficile. La puissance émise par radiations est proportionnelle à la surface du boîtier et à la quatrième puissance de la température absolue du corps émetteur (loi de Stefan), et dépend beaucoup de la couleur de ce boîtier et de son état de surface.

Les surfaces de couleur noire mate permettent une meilleure émission. Cependant, à l'intérieur d'un système, ce phé-

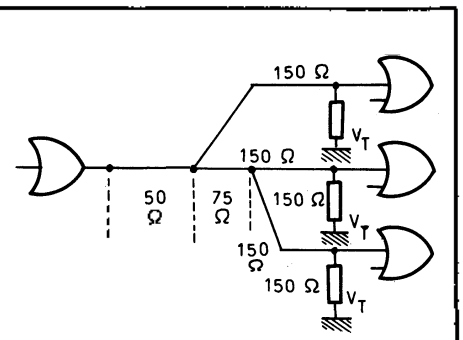


Fig. 15. - Connexion par ligne arborescente.

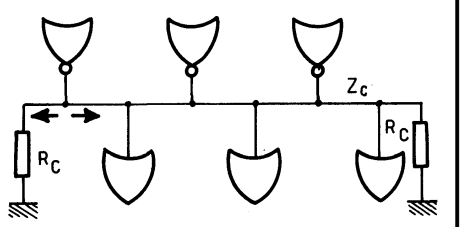


Fig. 16. - Bus directionnel.

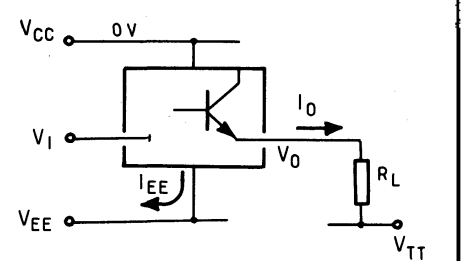


Fig. 17. - Evaluation de la puissance dissipée.

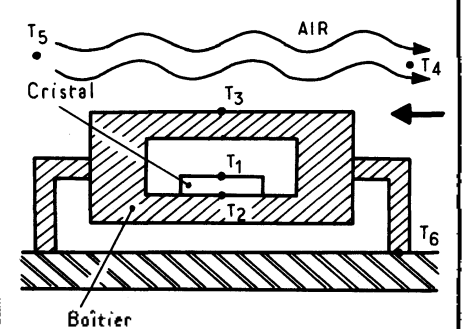


Fig. 18. - Etude thermique d'un boîtier plat.

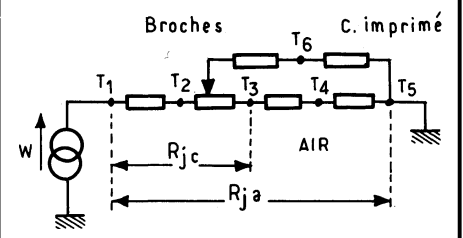


Fig. 19. - Schéma thermique équivalent au boîtier de la figure 18.

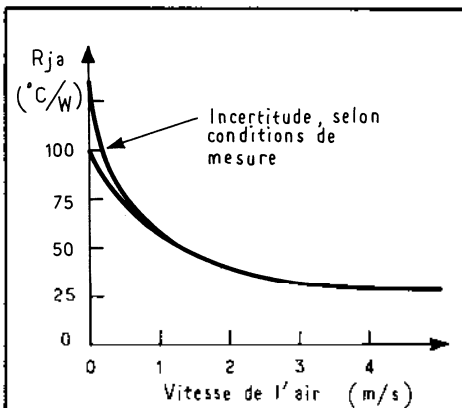
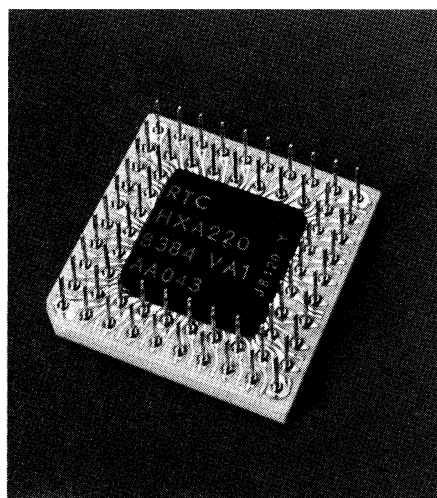


Fig. 20. - Résistance thermique d'un boîtier plat ECL 100 K en fonction de la vitesse de l'air de refroidissement.



Boîtier à 64 broches.

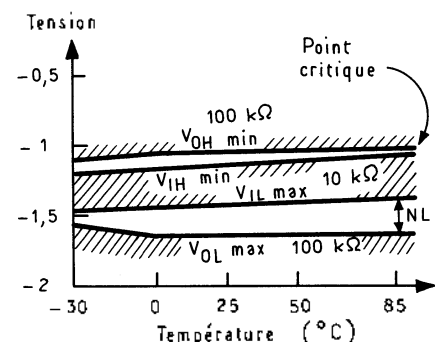


Fig. 21. - Niveaux statiques ; une sortie ECL 100 K commande une entrée ECL 10 K.

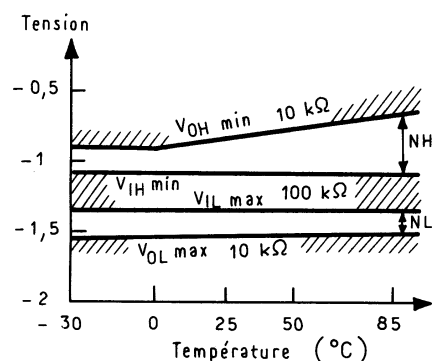


Fig. 22. - Niveaux statiques - une sortie ECL 10 K commande une entrée ECL 100 K.

nomène est très limité, car l'énergie rayonnée par un boîtier est essentiellement réabsorbée par les boîtiers qui l'entourent et vice versa : au total, ceci ne contribue pas à refroidir le système.

Le phénomène principal est donc la convection, qu'elle soit naturelle (mouvement de l'air provoqué par la différence de densité entre l'air chauffé par le boîtier et l'air froid environnant) ou forcée par un ventilateur avec une vitesse connue.

La résistance thermique est d'autant plus faible que le flux d'air est rapide et que la surface du boîtier exposée à ce flux est élevée. Les boîtiers ECL sont, en général, spécifiés pour un flux d'air transversal de 2,5 m/s.

Pour les faibles vitesses de flux d'air (moins d'un m/s, ou convection naturelle), la résistance thermique est assez mal définie, et dépend beaucoup de l'environnement et des conditions de mesure, puisque la vitesse réelle de l'air au niveau de la paroi du boîtier peut être alors inhomogène, ou très différente de la vitesse mesurée.

La figure 20 donne un exemple, pour un boîtier plat ECL 100 K, de la variation de la résistance thermique jonction - air ambiant en fonction de la vitesse du flux d'air.

Il est donc important de s'assurer une bonne ventilation des circuits, si l'on veut être sûr des conditions de mesure et de fonctionnement de ceux-ci.

Il faut signaler que, dans les systèmes ECL très denses comportant de nombreux boîtiers LSI côte à côte, certains constructeurs utilisent un refroidissement liquide (eau ou fréon), car le refroidissement par air n'est plus suffisant pour maintenir une température raisonnable au niveau des jonctions.

Principaux boîtiers ECL

Les familles logiques ECL, y compris les mémoires, sont disponibles dans des boîtiers conventionnels de type «DUAL IN LINE», plastique ou céramique. L'ECL 10 K est en boîtier 16 broches, l'ECL 100 K en boîtier 24 broches. Le premier boîtier a une résistance d'environ 50 °C/W, le second de 35 °C/W, dans les conditions normales d'utilisation (flux d'air transversal de 2,5 m/s). En l'absence de ventilation, ces valeurs peuvent être doublées ou triplées, ce qui serait préjudiciable aux circuits. L'avantage de ces boîtiers est leur insertion facile sur les cartes, ce qui les rend compatibles avec l'utilisation d'équipements d'insertion automatique. Par contre, leurs performances électriques ne sont pas très bonnes pour des circuits très rapides comme l'ECL 100 K, dont ils pénalisent la vitesse de 200 à 400 ps.

Pour ces raisons, un autre type de boîtier est apparu, de type «FLAT PACK». L'ECL 100 K est disponible dans un boîtier plat carré de 4 x 6 broches, qui présente une résistance thermique de 30 °C/W en conditions normales. Du fait des plus petites dimensions de ce boîtier, les temps de propagation dans les broches sont plus courts (50 ps), et les inductances parasites sont plus faibles ;

la possibilité de rapprocher davantage les boîtiers permet aussi de réduire la longueur, donc le temps de propagation, des connexions entre boîtiers. En contrepartie, ces boîtiers sont plus délicats à manipuler et à monter, donc plus coûteux d'emploi.

Dans le cas où des interconnexions encore plus denses sont nécessaires, il est aussi possible d'utiliser les circuits ECL dans des microboîtiers (mini-DIL) ou des boîtiers sans broches (leadless chip carrier).

Un paramètre très important dans le choix des boîtiers est leur coût, et on peut estimer qu'un boîtier sans broches coûte deux fois le prix d'un boîtier plat, lequel coûte deux fois le prix d'un boîtier « DUAL IN LINE » (DIL) ou d'un mini-DIL plastique. La disponibilité de versions en plastique de ces boîtiers en réduira le coût, mais probablement au prix d'une augmentation de leur résistance thermique. Cette approche peut donc poser des problèmes pour les circuits de plus forte dissipation, disons au-delà de 0,3 ou 0,4 W.

Dans le cas des circuits à haute intégration, tels les réseaux de portes, l'importance de la dissipation (plusieurs watts) et du nombre de broches (50 à 200 ?) impose une attention particulière. Des boîtiers spéciaux ont été conçus pour résoudre ces deux problèmes, et plusieurs types peuvent être utilisés selon que le refroidissement est à air ou à liquide, et selon le mode choisi de report sur le circuit imprimé.

La photo B montre un boîtier 64 broches à refroidissement par air. Ce genre de boîtier à broches perpendiculaires au pas de 2,54 mm est très facile d'emploi, car il s'adapte aux perforations standards des circuits imprimés. Utilisé tel quel, il peut dissiper jusqu'à 2 W en air ventilé. Il peut aussi être utilisé en convection naturelle, ou bien pour des puissances supérieures en convection forcée, par l'adjonction d'un radiateur métallique collé au dos de la céramique. On peut, de la même façon, améliorer la dissipation des boîtiers plats par un petit radiateur collé, par exemple, sur les quelques types ECL 100 K qui consomment plus de 0,6 W.

Interfaces

Très souvent, l'ECL ne sera utilisée dans un système qu'aux endroits où la vitesse l'imposera, et le reste du système sera réalisé dans des technologies plus lentes. Il est donc nécessaire de savoir transmettre des signaux entre les circuits ECL et les autres circuits. Des précautions sont également nécessaires lorsque l'on relie entre eux des circuits ECL de familles différentes, et même des circuits d'une même famille, mais appartenant à des cartes ou des sous-systèmes différents. Ce chapitre donne quelques indications sur la réalisation de telles interfaces.

Interfaçage d'un circuit ECL 10 K avec un circuit ECL 100 K

Les problèmes rencontrés sont principalement dus à l'alimentation des circuits

et au comportement différent des niveaux logiques avec la température. En ce qui concerne l'alimentation, la masse des deux circuits sera la même. L'ECL 100 K peut fonctionner sous $-5,2\text{ V}$, au prix d'une augmentation de 25 à 30 % de la puissance dissipée. Par contre l'ECL 10 K ne peut, en général, pas fonctionner à $-4,5\text{ V}$. Il existe donc deux méthodes. On peut employer deux alimentations V_{EE} séparées, ce qui est compliqué et coûteux ; ou bien avoir une seule alimentation à $-5,2\text{ V}$ et une plus forte puissance. La deuxième solution est en général retenue quand les circuits 100 K sont en minorité dans le système.

Les diagrammes des figures 21 et 22 montrent que le couplage direct 10 K - 100 K est fonctionnel dans toute la gamme de température, bien que l'immunité au bruit puisse être très réduite, principalement lorsqu'un circuit ECL 100 K commande un circuit 10 K à température élevée.

Dans ce cas, il est conseillé d'augmenter légèrement la tension d'alimentation du circuit 10 K (par exemple $-5,5\text{ V}$). Une approche plus rigoureuse consiste à utiliser un circuit spécial d'interface 100 K/10 K (HXA 100175), qui présente des seuils d'entrée 100 K et des niveaux de sortie 10 K. La fonction « registre tampon » de ce circuit facilite en outre le transfert asynchrone des informations entre des sous-systèmes, à vitesse différente.

Interfaces entre cartes ECL

Si on utilise le système classique de connexion par fils ou panneaux « wrapés » entre des cartes ECL, on risque de provoquer des phénomènes, soit de réflexion du signal ECL sur des discontinuités d'impédance, soit de couplage de signaux entre eux par rayonnement ou par capacité mutuelle.

Comme l'importance de ces effets croît avec les fréquences présentes dans les signaux transmis, donc avec la raideur des flancs, la solution la plus simple est de filtrer les signaux en sortie des cartes, en utilisant des circuits de sortie à fronts particulièrement lents (ECL 10 K plutôt que ECL 100 K) ou des circuits spéciaux ; on peut également freiner les sorties par des condensateurs de l'ordre de 100 pF, mais les flancs obtenus sont dissymétriques, plus rapides à la montée.

Une solution radicale de ce type de problème est la réalisation de connexions entre cartes par des câbles coaxiaux 50 Ω .

Cette méthode est employée lorsque les connexions ne sont pas nombreuses, en raison du coût élevé de cette connectique (voir figure 23).

On obtient également de bons résultats avec des liaisons bifilaires torsadées attaquées par des signaux complémentaires, signaux que la plupart des portes ECL fournissent.

La ligne bifilaire symétrique présente une impédance caractéristique régulière, et rayonne peu. Ses performances sont donc à peine inférieures au coaxial, avec l'avantage de permettre l'usage de connecteurs plus classiques. A l'extrémité de la ligne, un « récepteur de ligne »

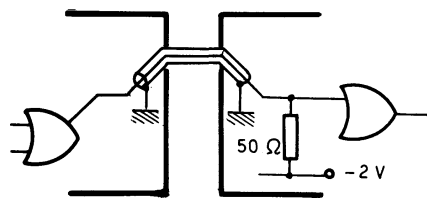


Fig. 23. - Connexion entre cartes par câble coaxial 50 Ω .

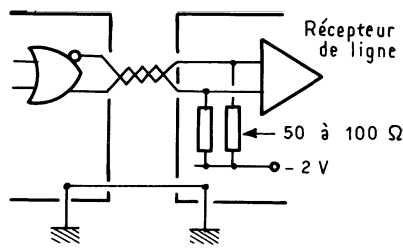


Fig. 24. - Liaison par câble bifilaire torsadé.

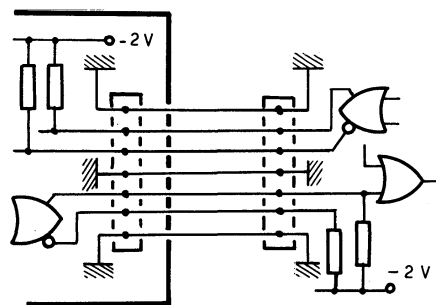


Fig. 25. - Liaison par câble en nappe.

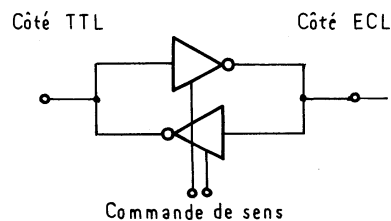


Fig. 27. - Interface bidirectionnelle.

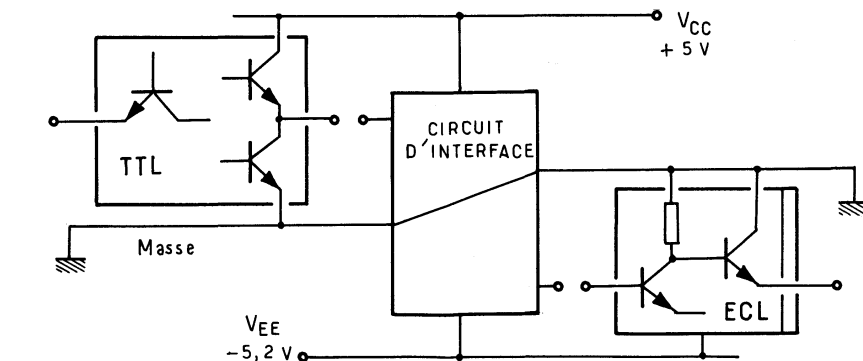


Fig. 26. - Interfaces ECL - TTL.

spécial, à entrées différentielles, devra être utilisé (voir figure 24).

Ce type de liaison permet une immunité au bruit très importante, même lorsque les masses des cartes ne sont pas exactement du même potentiel.

On peut à la rigueur transmettre des signaux ECL 10 K dans des câbles en ruban ou en nappe plane, à condition de transmettre simultanément sur des fils adjacents le signal et son complément, pour réduire le rayonnement et le couplage, et de séparer systématiquement les paires ainsi formées par des fils de masse. On réalise ainsi des structures dont l'impédance caractéristique est raisonnablement régulière, comme représenté sur la figure 25.

Pour des connexions courtes, un récepteur de ligne n'est pas nécessaire. L'impédance caractéristique des câbles en nappe est indiquée, en général, par le fabricant du câble, afin de choisir la résistance de terminaison.

Toutes ces précautions deviennent moins critiques lorsque les liaisons sont courtes, mais de toute façon, il ne faut jamais laisser une connexion de signal s'éloigner à plusieurs millimètres d'un plan de masse ou d'une connexion transmettant le signal complémentaire : on évitera ainsi la plupart des échos et rayonnements parasites.

Interface avec les circuits TTL

On assimilera aux circuits TTL tous les circuits qui leur sont compatibles en niveaux et en alimentation (TTL, TTL-LS, TTL-S, NMOS, CMOS 5 V).

Dans tous les grands systèmes où l'ECL est très utilisée, il existe une alimentation négative V_{EE} pour l'ECL et une alimentation différente positive V_{CC} pour les logiques TTL, partageant une masse commune.

Il faut donc employer des circuits transmetteurs pour transmettre des signaux

entre les deux groupes (voir figure 26).

On distingue deux sortes de circuits translateurs :

— les interfaces unidirectionnelles ayant des entrées dans une famille logique et des sorties dans l'autre.

Elles réalisent des fonctions logiques très simples ;

par exemple :

Interface TTL vers 10 K : 10124

Interface 10 K vers TTL : 10125

Interface TTL vers 100 K : 100124

Interface 100 K vers TTL : 100125.

— les interfaces bidirectionnelles, qui permettent la transmission dans les deux sens, sous contrôle de signaux logiques auxiliaires, pour définir le sens de passage et, dans certains cas, une amélioration du signal.

(Voir figure 27) - par exemple :

Interface TTL ↔ 10 K 10804 et 10805

Interface TTL ↔ 100 K 100255.

Interface avec les circuits CMOS

Certains circuits CMOS sont alimentés en 9 à 12 V et n'ont pas des niveaux compatibles TTL.

Bien que l'interfaçage direct avec l'ECL soit assez rare, il reste possible, en relayant par un translateur ECL-TTL et une porte TTL à collecteur ouvert.

Cette interface reste complexe à utiliser (figure 28). S'il n'existe pas, par ailleurs, d'alimentation V_{CC} pour TTL dans le système, on aura meilleur compte à réaliser l'interface avec des composants discrets.

Interface TTL monotension

Dans le cas de systèmes où un seul circuit ECL doit être ajouté et interfacé à des circuits TTL, il est possible d'éviter une alimentation spécifique à l'ECL et d'utiliser le circuit sur les alimentations TTL.

La nécessaire translation des niveaux sera alors assurée par un étage différentiel, en composants discrets, dans le sens ECL vers TTL, et par un réseau diode-résistances dans l'autre sens (voir figure 29).

Interfaçages ECL analogiques

Les applications de traitement numérique de signal à grande vitesse sont de plus en plus fréquentes ; pour celles-ci ont été développés des convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques dont la partie logique présente des niveaux ECL. Les convertisseurs A-N sont du type à conversion parallèle simultanée ; certains permettent des fréquences d'échantillonnage au-delà de 50 MHz. Les convertisseurs N-A sont plus simples, et utilisent la commutation de sources de courant commandées par des portes ECL.

Mesure des circuits ECL

Un utilisateur de circuits intégrés est souvent amené à mesurer ses circuits, pour s'assurer de leurs performances

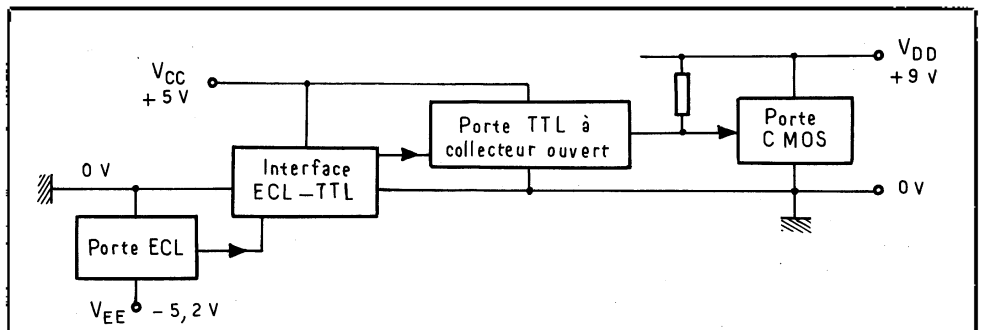


Fig. 28. - Interface ECL - CMOS passant par des niveaux TTL.

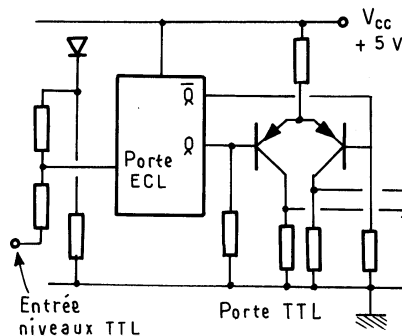


Fig. 29. - Interface ECL - TTL monotension.

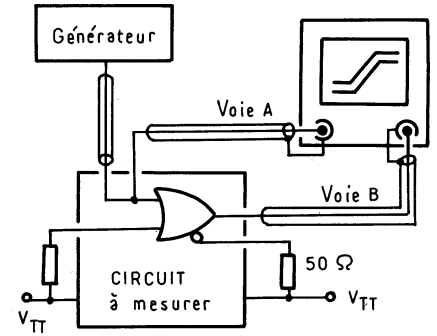


Fig. 31. - Mesures dynamiques sur table.

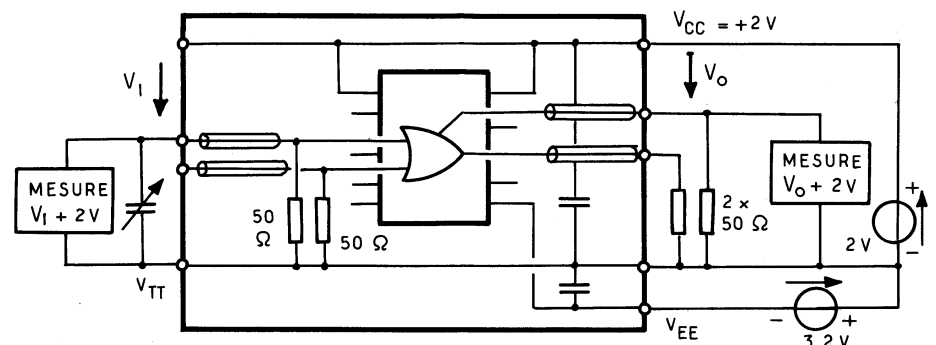


Fig. 30. - Mesure des paramètres statiques - Exemple : caractéristique de transfert.

avant leur emploi. Les circuits ECL étant très rapides et sensibles à leurs conditions de fonctionnement, il est donc très important que les mesures soient faites dans des conditions reproduisant le fonctionnement normal. Certaines précautions doivent, par conséquent, être prises et un appareillage adéquat devra être utilisé.

Contraintes générales - Environnement du circuit

Les problèmes rencontrés sont de difficulté très diverse selon que l'on cherche à s'assurer de la fonctionnalité (le circuit marche ou non), des paramètres statiques (niveaux, courants...) ou des performances dynamiques (temps de réponse, temps de front...) du produit. D'autre part, le matériel employé ne sera pas le même pour des contrôles de laboratoire ou des contrôles industriels en grande quantité.

Le point de départ de toute mesure est le produit lui-même, sa fonction, et l'usage que l'on veut en faire conformément à une spécification. Effectuer une mesure suppose que l'on place le produit dans des conditions correctes de fonctionnement. Notamment :

- le circuit doit être inséré dans un support de mesure chargé d'établir un contact aussi parfait que possible entre les broches du circuit et l'environnement électrique : résistance de contact inférieure à 50 mΩ, longueur libre des contacts (partie non adaptée 50 Ω) inférieure à 10 mm. Ces conditions, proches des conditions d'utilisation du produit, doivent être satisfaites même pour des mesures statiques ou fonctionnelles, où elles permettent d'éviter des oscillations très difficiles à maîtriser ;
- le circuit doit être alimenté par des tensions régulées et convenablement découplées et filtrées. Un découplage

soigné comportera par exemple un condensateur céramique de 1 nF sans fils au ras des broches du support de test, un condensateur mylar ou polycarbonate de 0,1 à 0,5 μF à moins de 3 cm, et en parallèle un condensateur au tantale de 10 μF ;

— lorsque la mesure doit durer plus de 30 secondes, il faut prévoir un contrôle de la température atteinte par le circuit. Certains paramètres sensibles à la température sont spécifiés pour des conditions de refroidissement bien définies (température et vitesse de l'air au contact du boîtier) ;

— les broches de sortie du circuit doivent être chargées par des résistances (non réactives) de 50 Ω ; les lignes reliant le circuit à la charge doivent être adaptées à la même valeur de 50 Ω . La charge de 50 Ω peut être soit une résistance traditionnelle (couche métallique par exemple), soit la résistance d'entrée d'un appareil de mesure ; mais, en aucun cas, on ne peut laisser une sortie ouverte sans perturber le comportement électrique du circuit mesuré. Les technologies microbandes ou câble coaxial conviennent ici. Toutefois, la ligne en bande entre deux plans de masse est préférable à la ligne en surface, pour réduire les couplages et interférences sur le signal à mesurer ;

— les broches d'entrée doivent être reliées à un générateur 50 Ω chargé par une résistance d'adaptation. L'ensemble des résistances de 50 Ω est relié au plan d'alimentation V_{TT} ;

— de nombreux instruments de mesure sur 50 Ω (générateurs d'impulsions ou oscilloscopes, par exemple) ont leur impédance d'entrée connectée à leur masse en courant continu. Leur emploi impose alors d'utiliser les V_{TT} comme masse du système de mesure. Le circuit ECL est alors alimenté avec $V_{CC} = +2\text{ V}$ et $V_{EE} = -2,5\text{ V}$ (ECL 100 K) ou $-3,2\text{ V}$ (ECL 10 K), ce qui ne présente aucun inconvénient tant qu'il s'agit d'un circuit unique (voir article précédent) ;

— pour des questions de régulation, de qualité de découplage et de stabilité, les broches V_{CC} et V_{CCaux} du circuit ECL doivent être reliées, au plus près, au plan de V_{CC} .

Mesures paramétriques sur table

Pour mesurer et tracer les caractéristiques statiques, l'appareillage recommandé comprend, outre les conditions précédentes, une alimentation variable et un système de lecture qui peut être une table traçante, un oscilloscope du genre « traceur de courbes », ou même un simple voltmètre numérique. Pour les mesures statiques, il est, en général, inutile d'adapter le générateur de tension sur 50 Ω . Le circuit de mesure est illustré figure 30. Les entrées non utilisées peuvent être laissées sans autre connexion que le rappel par 50 Ω à V_{TT} , donc au niveau bas. Si d'autres entrées doivent être laissées à l'état haut pour la mesure, une alimentation supplémentaire sera requise.

Mesures dynamiques sur table

De même que dans la configuration précédente, toutes les entrées et sorties

doivent être terminées sur 50 Ω . Les temps de transition et de propagation seront mesurés par affichage sur un oscilloscope à échantillonnage bicourbe, dont le temps de montée sera de 300 ps pour des signaux ECL 10 K, et de préférence moins de 100 ps pour l'ECL 100 K. Certains de ces appareils sont équipés d'un affichage numérique des paramètres des signaux mesurés.

De 1 à 4 générateurs d'impulsions peuvent être utilisés pour la stimulation du circuit ; avec deux générateurs, on couvre 98 % des configurations utiles, même pour les circuits complexes. On choisira des appareils de préférence réglables en niveaux (amplitude jusqu'à 1 V, composante continue $\pm 1\text{ V}$) et en temps de front (jusqu'à 1,5 ns pour ECL 10 K et 0,7 ns pour ECL 100 K). La fréquence de récurrence, le retard au déclenchement extérieur et la largeur d'impulsion seront bien sûr réglables.

Pour la mesure elle-même, deux méthodes d'amenée du signal sont possibles. La méthode classique est indiquée dans les spécifications de l'ECL et sur la figure 31. Elle demande que deux connexions à 50 Ω soient amenées à chaque entrée du circuit à mesurer.

La seconde méthode (figure 32) ne demande qu'une connexion 50 Ω accessible par entrée, plus une terminaison interne par résistance au V_{TT} . La voie de référence de l'oscilloscope reçoit la moitié du signal d'entrée, prélevée par un « T-6 db » sur la connexion de sortie du générateur. En conséquence, celui-ci devra fournir deux fois plus d'amplitude.

Avant d'être utilisé à des mesures de temps de propagation, le montage de mesure devra être calibré pour garantir une synchronisme des deux voies A et B de mesure, et corriger d'éventuelles différences de temps de propagation introduites par les câbles coaxiaux ou le montage lui-même. Dans le cas de la figure 31, ce réglage s'effectue au niveau de l'oscilloscope, en recherchant une lecture de délai nulle, lorsque le même signal est appliqué simultanément sur l'entrée et la sortie du support du circuit à mesurer. Pour le montage de la figure 32, on remplace le circuit intégré par un court-circuit de délai connu, mais cette méthode est moins précise.

La qualité du générateur d'impulsion, du câblage et du circuit de mesure se traduit par le niveau de pureté du signal appliqué au circuit et vu par l'oscilloscope. L'indicateur habituel est le taux de dépassement du signal (« overshoot ») et le taux d'aberration sur les niveaux (voir figure 33).

Un montage de bonne qualité a moins de 5 % de distorsion sur les niveaux ; mais un taux de 10 % permet encore de faire des mesures.

Enfin, lorsque ce paramètre est réglable, le temps de front du signal d'attaque du circuit doit être mesuré au niveau du support recevant le circuit à mesurer, mais ce dernier n'étant pas enfiché. On évite ainsi de devoir refaire ce réglage pour chaque nouveau circuit mesuré.

Mesures automatiques

Dans le cas de mesures de circuits en grande quantité, il est rentable d'utiliser

des machines de test automatiques. Elles sont le plus souvent constituées d'un processeur, qui contrôle le test, et d'une station de test générant « observation et stimuli ».

Les tests dynamiques doivent être effectués sur des stations spécifiques à l'ECL. Un certain nombre de contraintes supplémentaires sont introduites par la configuration figée du testeur, sur le dessin et la réalisation des interfaces. Toutefois, il reste illusoire d'obtenir une mesure exacte à mieux que 200 ps en automatique et 60 ps en manuel. Déjà, ce niveau ne peut s'obtenir qu'avec des équipements bien conçus et fréquemment calibrés. Des écarts aléatoires de 0,3 à 0,5 ns sont parfois constatés entre des équipements différents mesurant le même boîtier. Il est donc utile de spécifier, d'un commun accord, des équipements et des procédures de référence auxquels on pourra faire appel en cas de litige.

Précautions d'emploi

Au cours des chapitres précédents, il a été évoqué un certain nombre de précautions à prendre concernant les alimentations, la mesure, et les bases de la mise en œuvre des circuits intégrés ECL.

Le présent chapitre rassemble des précautions d'emploi diverses, dont certaines s'appliquent d'ailleurs à tous les circuits logiques, ECL ou autres.

Manipulations

Les circuits ECL présentent, comme les circuits MOS, une certaine fragilité aux décharges électrostatiques.

Les décharges électrostatiques appliquées sur une entrée ou une sortie engendrent des courants instantanés très intenses ; en traversant des jonctions de faible surface, ces courants peuvent produire une fusion localisée de celle-ci. Dans le meilleur des cas, on observera un accroissement du courant de fuite des jonctions ; au pis, la jonction sera définitivement court-circuitée, ce qui peut ensuite entraîner une fusion locale des métallisations du circuit et l'apparition d'un circuit ouvert.

Les circuits TTL et MOS sont rendus résistants par des diodes ou des réseaux résistance-diode qui jouent le rôle d'écrêteurs. Mais une telle solution est d'application très limitée en ECL, car elle entraîne des capacités parasites nuisibles à la vitesse des circuits. La protection est en général assurée simplement par la limitation des courants de décharge, au moyen de résistances en série.

Pour se prémunir contre les destructions inopinées des circuits, il faut à la fois prévoir et protéger.

La protection des circuits est déjà réalisée par le fournisseur, quand il livre ses circuits dans des emballages antistatiques (faiblement conducteurs), évitant ainsi le contact direct d'objets ou de personnes chargés électriquement avec les broches des circuits.

L'utilisateur devra, de son côté, prendre garde à éviter tout contact des broches

avec, soit des bons isolants qui peuvent porter des charges élevées, soit des bons conducteurs qui peuvent décharger brutalement le circuit.

En pratique, le potentiel des parties métalliques du circuit et de son environnement direct devra être égalisé par des trajets résistifs, pour limiter les échanges de courant. Malheureusement, ces précautions ne sont pas suffisantes contre les risques d'électrisation par influence (c'est-à-dire à distance) à proximité d'objets très chargés.

Tous les isolants peuvent acquérir des charges très élevées par frottement entre eux, ou par frottement sur de l'air en mouvement. Des potentiels de surface de plusieurs dizaines de kilovolts se rencontrent couramment à la surface des plans de travail (lamifiés, PVC), des revêtements de sol (dallages plastiques, moquettes) et des vêtements en tissu synthétique (Nylon, Tergal, acrylique...). A titre de prévention, il faut recommander l'emploi de revêtements conducteurs au sol et sur le plan de travail, à relier à la terre par des trajets résistifs (1 M Ω , par exemple, pour éviter les risques d'électrocution du personnel). Le port par les opérateurs de bracelets résistifs reliés au plan de travail évite la plupart des risques. Mais une protection complète devrait également comprendre une pulvérisation de vernis antistatique sur tous les objets isolants tels que boîtes, clayettes, les parties isolantes des outillages, ou bien éventuellement une soufflerie d'air ionisé, pour décharger les surfaces isolantes non traitées.

Signalons qu'un lieu fréquent de destruction électrostatique dans les entreprises est le service de réception, où le contrôle visuel des livraisons se fait souvent sans précautions, avec ouverture pure et simple des emballages et contact manuel dans un environnement non contrôlé.

Refroidissement des cartes

En règle générale, les cartes de circuits ECL sont refroidies par un flux d'air.

On a précisé plus haut les conditions normales du refroidissement pour chaque boîtier.

Au niveau d'une carte, il faut éviter les surchauffes locales. Celles-ci peuvent être provoquées par deux mécanismes :

- la température du flux d'air s'élève depuis son entrée dans le système jusqu'à sa sortie, et les circuits placés près de la sortie risquent d'atteindre des températures trop élevées ;

- localement, un composant plus haut que les autres peut faire écran au flux d'air, pour les circuits placés en aval.

Les composants soumis à une surchauffe voient leurs caractéristiques électriques modifiées. De plus, leur durée de vie risque d'être considérablement raccourcie.

Signalons également que la carte elle-même peut contribuer de façon significative à l'évacuation de la chaleur des circuits, si on prend soin de la mettre en contact étroit, par ses bords, avec le châssis métallique de l'équipement. Dans certains cas, le châssis lui-même

pourra être refroidi par un liquide (eau ou fréon).

Autres précautions sur cartes

D'une façon générale, il n'est pas recommandé d'utiliser des supports (socket), mais, au contraire, de souder les circuits directement sur les cartes, même au niveau des prototypes. On évite ainsi de nombreux problèmes d'oscillations ou de déformation des signaux causés par la non-adaptation des connexions des supports. Lorsqu'il est indispensable (carte de test ou de vieillissement accéléré), le support sera choisi pour présenter une longueur de connexion inférieure à 6 mm, ce qui exclut bon nombre de supports usuels.

Dans le cas des cartes de vieillissement accéléré (burn-in), il est de plus important que toutes les broches du circuit soient dans des conditions électriques respectant la fonction normale, et que les conditions d'alimentation et d'ambiance respectent la *température de jonction maximale* spécifiée. (Assez paradoxalement, cela amène à refroidir l'étuve plus souvent qu'à la chauffer).

Il est recommandé d'utiliser des étuves spécialement conçues pour le vieillissement des circuits ECL, car les étuves habituelles risquent d'être insuffisamment contrôlées en température et flux d'air.

Précautions pour la conception de la carte elle-même

Il a été expliqué au chapitre concernant les interconnexions la raison pour laquelle tout manque d'attention ou réalisation approximative peut amener des fonctionnements erratiques et des pertes d'immunité au bruit du système. A titre d'exemple, l'emploi du QU-CABLE entraîne des variations des caractéristiques statiques et dynamiques des sorties reliées entre elles. Chacune débitant en moyenne un courant plus faible, voit ses niveaux statiques V_{OH} et V_{OL} remontés de quelques dizaines de mV. En dynamique, la porte qui commute voit une ligne chargée par les sorties des autres portes : si ces portes sont trop éloignées les unes des autres pour que le signal les atteigne avant d'avoir terminé sa transition, il s'ensuivra des échos multiples sur la ligne qui les relie, donc des oscillations indésirables du signal résultant.

Une autre précaution nécessaire sur la carte concerne les entrées ou les sorties qui ne sont pas utilisées sur certains circuits.

Il est nécessaire que toute sortie, même non utilisée, soit reliée par une résistance de charge au V_{TT} . Faute de cette précaution, d'une part les chutes de tensions internes du circuit seraient modifiées, influençant les autres sorties, et d'autre part, pour les circuits à flancs rapides qui ont des sorties complémentaires, une rupture de la symétrie des charges entraînerait des appels de courant irréguliers sur le V_{CC} auxiliaire, provoquant éventuellement des perturbations importantes de la forme et de la durée des fronts de la porte.

Par ailleurs, il est prudent de relier toute entrée non utilisée au V_{TT} (si elle doit res-

ter à l'état bas). Cela est même indispensable pour certains circuits qui, comme les récepteurs de lignes ou certaines mémoires, n'ont pas de résistance interne de rappel sur toutes les broches. Pour les entrées devant être maintenues en permanence à un niveau haut, on utilisera une petite source auxiliaire de l'ordre de -0,8 V, formée par une diode et une résistance entre V_{CC} et V_{TT} . On peut aussi relier ces entrées à la sortie à l'état haut d'une porte non utilisée. Certaines entrées de circuits supportent d'être reliées directement à V_{CC} , mais ce n'est pas le cas général. L'utilisation de cette méthode exige la consultation préalable du fournisseur.

Par ailleurs, les lignes de longueur importante sur la carte peuvent capter des signaux parasites provenant du champ électromagnétique local.

Dans tous les cas, il est possible de réduire ces interférences en intercalant des lignes ou des zones reliées à la masse entre les lignes véhiculant les signaux sur une certaine distance.

Enfin, d'une façon générale, il faut faire attention que toute connexion de masse (telle que pied des résistances de charges ou des condensateurs de découplage, blindage des câbles coaxiaux) soit réalisée par un conducteur large et court, pour limiter les inductances parasites. En effet, toute boucle, même d'apparence mineure, présente une inductance et peut rayonner un signal haute fréquence, donc être une source de parasites à distance.

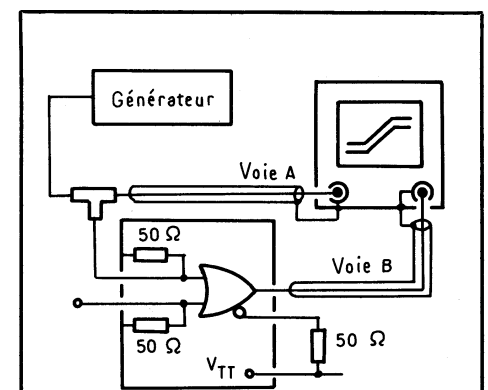


Fig. 32. — Autre méthode de mesures dynamiques.

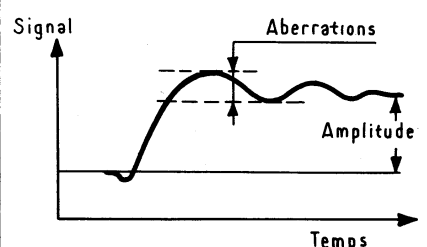


Fig. 33. — Aberrations du signal.

Unités d'emploi

Les procédés utilisés pour la fabrication des composants très rapides nécessitent des dimensions très faibles, ce qui en retour limite les tensions de claquage des transistors, qui peuvent être détruits par des énergies relativement faibles. Il est donc important que les valeurs limites pour les tensions, les courants et la puissance, recommandées par le fournisseur, soient respectées, même pendant les phases de mise sous tension et hors tension des équipements.

On veillera, en particulier, à ne pas appliquer $V_{TT} = -2 \text{ V}$ sur les entrées et les sorties, avant d'avoir appliqué V_{EE} .

On évitera également de court-circuiter une sortie directement au V_{EE} ou au V_{TT} .

Dans les systèmes où sont présentes d'autres tensions d'alimentation (exemple : TTL à $+5 \text{ V}$), il faut prendre garde de ne pas relier les entrées à ces tensions ; c'est malheureusement une mésaventure fréquente lors du contrôle ou de la maintenance des cartes, lorsqu'il y a contact avec des tournevis ou des sondes d'appareils de mesure.

Conclusion

Ces deux articles sur l'ECL ont traité du fonctionnement et de l'utilisation de ces familles de circuits intégrés logiques.

En raison de leur rapidité, ceux-ci nécessitent certaines précautions, qui peuvent sembler contraignantes aux électroniciens habitués aux logiques lentes.

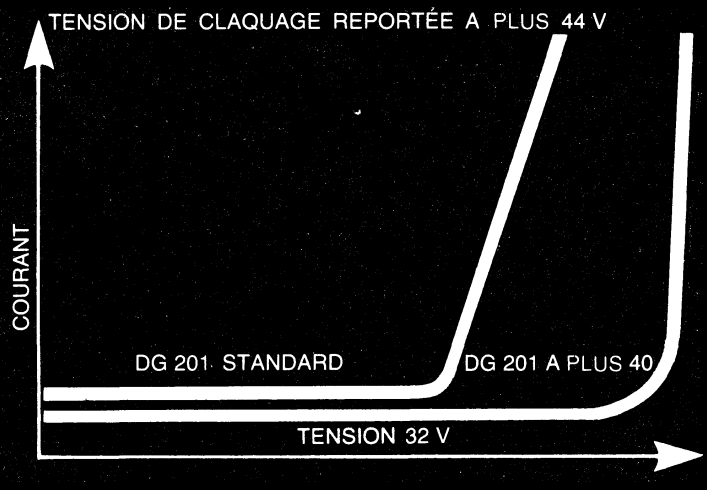
Il faut toutefois mentionner que, désormais, le souci de compétitivité au niveau des systèmes relie l'amélioration de leurs performances à celle des circuits, et que pratiquement tous les systèmes devront un jour utiliser quelque forme de logique rapide, et par conséquent appliquer des règles similaires.

Ne parle-t-on pas aujourd'hui de TTL à 2 ns, ou de CMOS à 3 ns ? Il est clair que de tels circuits ne pourront pas prendre la place de leurs prédécesseurs à 5 ou 10 ns, sans nécessiter une refonte plus ou moins complète de l'interconnexion et des découplages des circuits, et qu'ils utiliseront tardivement les techniques employées actuellement pour l'ECL.

Mais, tant qu'à faire cet effort, pourquoi se contenter de ne gagner qu'un facteur 2 ou 3 en vitesse, alors que l'ECL peut offrir un gain de 10 à 30, pour un prix comparable ! A notre avis, l'emploi de l'ECL deviendra de plus en plus un facteur essentiel de compétitivité.

J.J., S.M. et M.R.

les PLUS 40 de Siliconix



33 % de marge de sécurité
aux surtensions sous $\pm 15 \text{ V}$ d'alimentation



Les commutateurs analogiques :

DG 201 A	DG 508 A	DG 5040
DG 202	DG 528	DG 5041
DG 212	DG 529	DG 5042
DG 243		DG 5043
DG 309		DG 5044
		DG 5045

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone industrielle
92160 ANTONY

Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F

ALMEX LYON : Tél. : (7) 866.00.66

BB 01000.10 349

N.B. : Le schéma de porte ECL compensée en température présentée à la fig. 7-1 (voir article précédent) dans Toute l'Electronique n° 477 de novembre 1982 pour l'ECL 100 K a été créé par Fairchild et appliqué antérieurement à d'autres familles (ECL 9500, ECL 95000). Le schéma du régulateur fig. 7-3, construit par W. Owen d'après les idées de R. Widlar et R. Dobkin, est de même provenance.