

Exemple d'une électronique de pilotage (commutation électronique) pour les moteurs synchrones Maxon

Electronique de puissance

Le point de départ de cette étude est l'onduleur triphasé. Celui que nous proposons est réalisé avec 3 transistors MOSFET canal *N* (IRF 520) pour les interrupteurs du bas et 3 transistors MOSFET canal *P* (IRF 9530) pour ceux du haut (Figure 1). Cette solution permet de contourner le problème lié à la nécessité de séparation galvanique dans le cas de la commande de transistors *N* utilisés en haut¹ car, ici, les sources des transistors *P* sont au même potentiel (la borne positive de l'alimentation de l'onduleur). De plus, comme ce potentiel est fixe, les signaux de commande peuvent être référencés à la masse du montage.

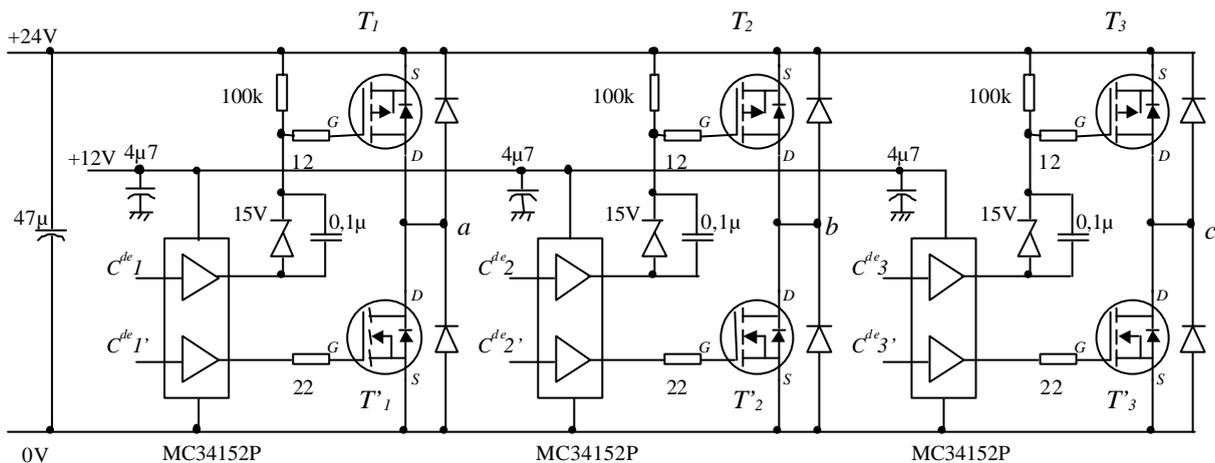


Figure 1 Exemple d'onduleur à transistors canal P et N

Les transistors du haut (les transistors *P*) conduisent quand le potentiel de leur grille devient suffisamment négatif par rapport à celui de leurs sources et les transistors du bas (les transistors *N*) conduisent quand le potentiel de leur grille devient suffisamment positif par rapport à leurs sources. Cette tension est normalement fournie par des *drivers* (amplificateurs) capables de délivrer les pointes de courant nécessaires à la charge et à la décharge des capacités de grille.

Mais si on souhaite utiliser la même source d'alimentation pour l'onduleur et pour ces drivers, soit +24V (notée V_{ALIM}), on obtient, au niveau de la différence de potentiel grille-source (V_{GS}), une tension variant entre 0 et -24V pour les transistors *P* et entre 0 et +24V pour les transistors *N*. Ces tensions dépassent de 4V la tension maximum admissible (soit 20 V) et la jonction G-S risque d'être détruite.

Pour contourner cet obstacle, il faut alimenter les drivers des transistors par une tension plus faible et facilement accessible, comme par exemple la tension fournie directement par les accumulateurs (soit $V_{ACCU} = 12V$). Mais alors, bien que les transistors du bas soient commandés correctement (leurs tensions grille-source varie entre 0 et 12V), ceux du haut ne le sont toujours pas : leurs tensions grille-source varient en effet entre -12V et -24V. Ce dernier inconvénient peut être évité en créant une chute constante de tension entre la sortie du driver et la grille du transistor. Sa valeur doit bien sûr être supérieure ou égale à 4 V ($V_{ALIM} - V_{GSmax}$) mais aussi supérieure à 12V (strictement : supérieure à $(V_{ALIM} - V_{ACCU})$ moins la tension V_{GS} maximum assurant le blocage du transistor) tout en n'excédant pas 24V moins la tension V_{GS} minimum de mise en conduction.

Pour chaque transistor canal *P*, cette chute de tension est assurée par une diode Zener visible sur la Figure 1. En situation de régime, quand la sortie du driver est à 0V (ordre de conduction pour les transistors *P*), la diode Zener conduit, alimentée par le 24V à travers la résistance de 100 k Ω (transitoirement, la capacité disposée en parallèle se charge d'abord). A ses bornes on retrouve donc sa tension nominale (soit 15V) ; la grille du transistor est alors portée à +15 V, soit une différence de -9 V par rapport à la source ($V_{GS} = -9V$). Cette tension est suffisante pour le mettre en conduction. Quand la sortie du driver passe à 12V la diode Zener se bloque et le courant dans la résistance de 100 k Ω s'annule en situation de régime, ce qui annule aussi la tension à ses bornes : V_{GS} s'annule

¹ Dans le cas de l'utilisation de transistors *N* du côté haut des bras de l'onduleur, étant donné qu'il est nécessaire de leur fournir des signaux de commande référencés à leurs sources et que celles-ci qui se trouvent à des potentiels différents, il faut encore disposer de signaux de commande galvaniquement isolés (par exemple par des opto-coupleurs) et de sources de tension d'alimentation flottantes pour leurs drivers.

et le transistor se bloque. Remarquons encore que lors de cette commutation, la grille peut se trouver transitoirement portée à 27V (ce qui correspond à $V_{GS} = +3V$, ce qui n'est pas gênant) par l'action de la capacité (chargée initialement à 15V) ; cette dernière se décharge ensuite pour atteindre une tension de régime de 12V ($V_{ALIM} - V_{ACCU}$).

Les capacités de 0,1µF montées en parallèle avec les diodes Zener servent donc à améliorer les commutations en transférant directement les charges nécessaires à la conduction ou au blocage dans les grilles des transistors.

Génération des temps morts pour une commande push-pull (hachage bipolaire)

Le hachage bipolaire (commande push-pull) est basé sur la commande complémentaire du transistor du bas et de celui du haut dans un même bras : lorsque le transistor du haut est commandé en conduction, celui du bas est commandé en blocage et vice-versa. A priori, le signal logique de commande d'un transistor devrait donc simplement être le complément de celui de l'autre.

Mais les commutations des transistors ne sont pas instantanées : leurs mises en conduction et leurs blocages surviennent avec un certain délai par rapport à la commande reçue. En pratique, pour des transistors MOS de puissance et de même type, le temps nécessaire au blocage (t_{OFF}) est légèrement plus important que celui de mise en conduction (t_{ON}) et, qui plus est, les temps de commutation (t_{ON} , t_{OFF}) des transistors de type *P* sont plus importants que ceux des transistors *N*. On risque donc de brèves mises en court-circuit (quelques dizaines de ns) de la source d'alimentation de l'onduleur au rythme de chaque commutation : un transistor n'est pas encore coupé que l'autre commence déjà à conduire.

Pour pallier ce problème, il faut modifier les signaux de commande appliqués aux grilles des transistors en introduisant un léger retard à la mise en conduction sans modifier le blocage. Ce retard peut être facilement obtenu à l'aide un circuit *R-C* associé à une porte NON ET munie d'entrées à hystérésis² (Schmidt trigger input NAND gate). En notant *A*, *B*, *C* les signaux logiques déphasés de 120° délivrés par le capteur de position à effet Hall, *d* le signal donnant le rapport cyclique désiré, et $C^{de} i$ ($C^{de} i'$) le signal de commande du transistor *i* (*i* = 1, 2, 3) qui doit en résulter, on obtient le schéma de principe présenté à la Figure 2.

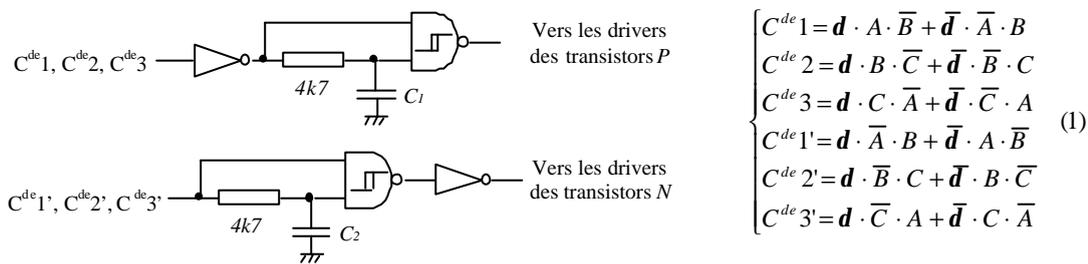


Figure 2 Génération des temps morts

Note : L'utilisation du dernier inverseur pour la commande des transistors *N* peut être évitée si le driver qui le succède est déjà lui-même de type inverseur.

Pour les transistors proposés les retards à la fermeture doivent être de 250ns pour les transistors *P* et de 120ns pour les transistors *N*. Ceci conduit à une valeur du condensateur $C_1 = 100$ pF et une valeur du condensateur $C_2 = 50$ pF en approchant la valeur du délai par la formule $(R \cdot C) / 2$.

² Nécessaire étant donné l'évolution « lente » de la tension sur le RC