

Les Thyristors ASCR dans les onduleurs pour équipement de soudure

par L. MARECHAL (*)

Les raisons qui militent en faveur de l'introduction des onduleurs à composants électroniques sont de deux natures : d'une part ils permettent de fonctionner à des fréquences élevées, ce qui améliore le rendement, et d'autre part ils se contentent de circuits de contrôle à bas niveau, efficaces et fiables. Il en résulte :

- une réduction de l'encombrement et du poids,
- un temps de réponse plus court que la constante de temps du bain de soudure,
- une nouvelle technologie pour un meilleur contrôle, plus complexe et plus fiable pour équipements automatisés.

Utilisé dans un onduleur, un SCR pourra développer une très grande puissance à des fréquences ultrasoniques pour un faible prix. Son mode de conduction « plasma » lui confère une faible chute de tension directe à des centaines d'ampères pour une très petite puissance de commande. Au contraire, les transistors demandent une beaucoup plus grande puissance de commande pour maintenir un faible $V_{CE(Sat)}$ et une surface de puce plusieurs fois plus grande pour supporter le même courant. De plus, les SCRs avec leur grande performance en courant de pointe ne sont limités ni en tension de second claquage ni par leur aire de fonctionnement totale comme le sont les transistors. Ajoutons que des SCRs ayant une tension de claquage de 600 V et de plus sont facilement disponibles. On appréciera particulièrement ces performances en puissance dans la conception des onduleurs pour équipements de soudure.

Actuellement, les onduleurs utilisés dans les équipements de soudure

les plus perfectionnés travaillent obligatoirement à des fréquences de l'ordre de 15 kHz ou plus basses à cause du temps de coupure relativement grand (20 μ s) des SCRs dont les performances en courant sont élevées. La fréquence de travail est également limitée par les pertes de puissance à la commutation qui résultent du temps d'enclenchement trop lent des SCRs conventionnels

dopés à l'or. Le développement de l'ASCR de RCA a levé cette barrière de fréquences de telle sorte que les onduleurs résonnant qui utilisent les ASCRs S7310 peuvent maintenant délivrer 4 à 5 kW à des fréquences de l'ordre de 30 kHz.

En combinant les sorties de plusieurs de ces systèmes on peut atteindre des puissances de plusieurs dizaines de kilowatts.

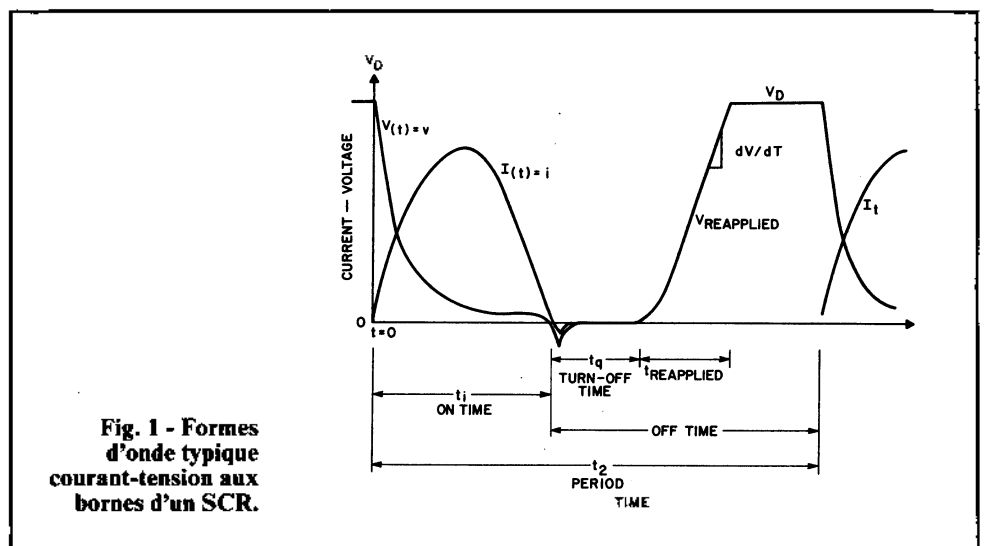


Fig. 1 - Formes d'onde typique courant-tension aux bornes d'un SCR.

(*) RCA Solid State Application Europe.

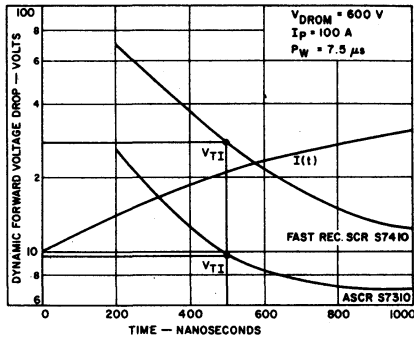


Fig. 2 - Comparaison de la tension d'enclenchement d'un SCR et d'un ASCR.

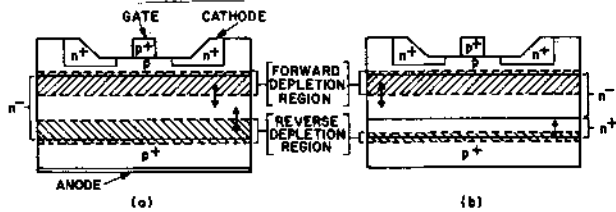


Fig. 3 - Comparaison des profils de diffusion : (a) SCR conventionnel ; (b) ASCR.

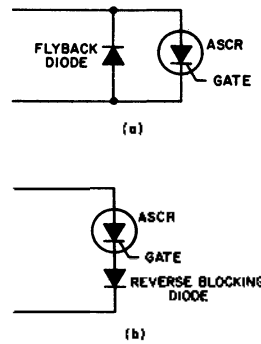


Fig. 4 - Configurations typiques SCR/diode.

Après avoir énuméré les principales caractéristiques requises d'un SCR travaillant dans un onduleur haute fréquence, cet article détaille ce qui a rendu ces améliorations possibles.

Caractéristiques d'un composant haute fréquence

Les caractéristiques d'un SCR qui doivent être prises en considération lors de la conception d'un onduleur haute fréquence sont :

- 1) Le temps de coupure t_q .
- 2) Le taux d'accroissement de la tension réappliquée dv/dt .
- 3) La chute de tension à l'enclenchement du courant.
- 4) Le taux d'accroissement du courant di/dt .

Le temps de coupure est le plus important de ces paramètres en fonctionnement en hautes fréquences. Dans un circuit résonnant il doit être plus petit que la demi-période de résonance : si le SCR ne reste pas coupé pendant la demi-onde négative, l'onde de tension suivante ramènera le SCR dans l'état de conduction entraînant la perte du contrôle de la gâchette. Dès lors :

$$t_q < 1/2f = \pi \sqrt{LC}$$

avec L = inductance totale du circuit
 C = capacité du circuit résonnant
 f = fréquence de résonance
 t_q = temps de coupure de l'ASCR.

Comme la tension de blocage ne se retrouve pas aux bornes du SCR

tant que le dispositif n'est pas complètement bloqué (voir figure 1), il y a relativement peu de puissance dissipée durant la période de coupure.

Le taux de croissance de la tension réappliquée aux bornes du SCR est limitée à la caractéristique en dv/dt du dispositif. Etant donné que dans son état bloquant il se comporte comme un condensateur, des courants proportionnels à $C dv/dt$ peuvent y perdre naissance. Ce sont ces courants qui sont responsables des enclenchements intempestifs du SCR lorsque sa caractéristique en dv/dt est dépassée. Un circuit de protection RC branché à ses bornes élimine ce problème en réduisant le taux de croissance de la tension. Ce réseau RC est malheureusement une source supplémentaire de pertes de puissance qui nuit à l'efficacité totale du circuit.

Le paramètre le plus important dans la détermination des pertes en hautes fréquences d'un SCR est la vitesse de décroissance de la ten-

sion de blocage à l'enclenchement $V_T(i)$ dans les feuilles de caractéristiques RCA). Ce paramètre est défini comme la tension instantanée 0,5 μs après que le courant a atteint 10 % de sa valeur finale (fig. 2). Plus $V_T(i)$ sera petit, plus faibles seront les pertes par commutation. Dans les applications en impulsions de courtes durées, les pertes en commutation peuvent dépasser les pertes dissipées dans l'état passant. La caractéristique en courant d'un SCR est une fonction directe de la somme des pertes de puissance en commutation et à l'état passant.

La caractéristique en di/dt est intimement liée au $V_T(i)$; c'est une mesure de la rapidité avec laquelle les filets de courant couvrent la surface de cathode et par là un facteur exprimant la rapidité avec laquelle le courant peut être établi dans la pièce.

C'est dans le but d'optimiser ces paramètres tout en ne sacrifiant ni la tension de blocage ni la caractéristique en courant du thyristor que l'ASCR a été développé.

Le développement de l'ASCR

Le comportement de tout semi-conducteur est régi par l'interaction complexe de plusieurs paramètres aux influences souvent contradictoires. Des compromis seront donc nécessaires pour réaliser le dispositif optimal pour une application donnée. L'ASCR (S7310) est le résultat d'une telle optimisation pour hautes fréquences. Voyons comment il a été réalisé.

En dopant à l'or un SCR conventionnel, on diminue son temps de coupure et on augmente sa fréquence de travail. L'or a cependant trois effets néfastes. Le temps d'enclenchement et la chute de tension directe sont accrus, soit deux effets augmentant les pertes de puissance. En plus de cela, l'or diminue la tension à laquelle apparaît le per-

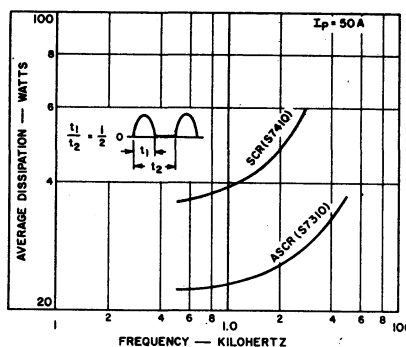


Fig. 5 - Comparaison des pertes de puissance SCR/ASCR.

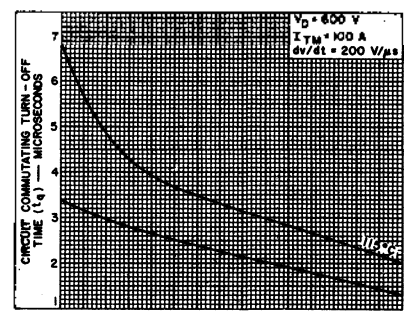


Fig. 6 - Temps de coupure typique.

cement avec comme résultat une diminution de la tension de blocage. Tous ces effets peuvent être compensés par des modifications du profil de diffusion comme expliqué plus bas.

Un amincissement de la région n-, fig. 3, accélère le temps d'enclenchement et diminue la chute de tension dans le direct, mais cette opération diminue également les performances en tension de blocage. Dans l'ASCR, on a reconstitué la tension directe de blocage direct en ajoutant une région n tampon du côté anode de la couche n- comme on le voit figure 3. Cette couche très fortement dopée avec sa grande concentration de charges forme une barrière qui s'oppose à l'extension de la région d'appauvrissement passante et par là restaure la tension de blocage.

Cet ajout d'une couche n+ a malheureusement un effet négatif sur la tension inverse de blocage. Par la formation d'une jonction p-n plus fortement dopée, elle réduit sa valeur à environ 50 V. Heureusement, la plupart des circuits onduleurs possèdent une diode dite de « roue libre » branchée en shunt avec l'ASCR pour reprendre le courant inverse, fig. 4, et, dès lors, on n'a plus besoin d'une tension de blocage inverse.

Si nécessaire, une diode série peut être utilisée pour restituer cette tension.

C'est de cette différence entre les tensions de blocage directe et inverse que vient l'appellation SCR asymétrique ou ASCR. Le développement de ce produit a considérablement augmenté la fréquence de travail et diminué les pertes de puissance de ce type de commutateur.

La meilleure illustration de la supériorité de l'ASCR sur l'SCR au point de vue de leur vitesse d'enclenchement est la comparaison de leur tension instantanée à l'enclenchement. La figure 2 montre qu'un SCR rapide

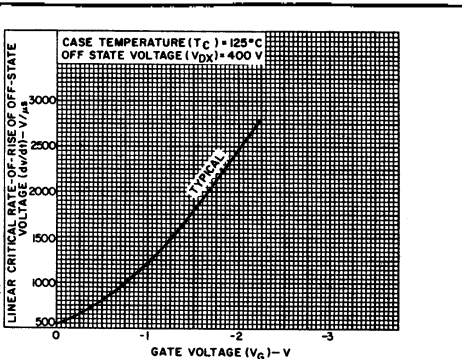


Fig. 7. - dv/dt typique en fonction de la polarisation de la gâchette.

Caractéristiques	S7310M ASCR	S7410M SCR
Maximum (peak) (repetitive) off state voilage, gate open $V_{DROM} - (V)$	600	600
Maximum (peak) (repetitive) reverse voltage, gate open $V_{RROM} - (V)$	7	600
RMS on-state current $I_T(RMS) - (A)$	40	35
Forward drop	2,5 V α 100 A	2,05 V α 25A
Fusing current for device protection $I^2_t - (A^2/s)$	700	165
Maximum (peak) surge (non repetitive) on-state current $I_{TSM} - (A)$	400	180
Rate of change of on-state current di/dt - (A/μs)	2000	400
Initial on-state voltage $V_{T(1)} - (max. V \alpha 0,5\mu s)$	22	42
Gate-controlled turn-on time ($t_d + t_r$) t_g (max. μs)	0,29	non spécifié
Circuit-commutated turn-off time ($t_{rr} + t_g(rec)$) $t_q - (max. \mu s \alpha 100A)$ with dc gate-to-cathode voltage $V_{GK} = 0 V$ $V_{GK} = -6 V$	7 4	15 non spécifié
Critical rate of rise of off-state voltage dv/dt - (V/μs) $V_{GK} = 0 V$ $V_{GK} = -2 V$	250 max. 2500 typique	200 max. -

Tableau I - Comparaison des caractéristiques SCR et ASCR

de type courant comme le S7410 présente toujours 27 V 0,5 us après l'instant d'allumage alors que l'ASCR S7130 en montre moins de 10. Cet avantage, combiné à la diminution de la chute de tension directe, a considérablement diminué les pertes de puissance en hautes fréquences.

Le diagramme de la figure 5 compare les pertes de puissance de l'ASCR S7310 avec celles du SCR rapide S7410 pour un courant de crête de 50 A avec un facteur d'utilisation de 50 %. Le tableau I donne côte à côte les données techniques de ces deux thyristors.

Les caractéristiques en hautes fréquences de l'ASCR S7310 peuvent encore être améliorées si on a recours à une polarisation négative de la gâchette pendant la période de coupure et de réapplication de la tension de blocage. Le temps de coupure peut être diminué de moitié si on applique -10 V sur la gâchette de l'ASCR. La même figure montre que la sensibilité en température de t_q est également réduite.

Cette polarisation négative améliore en plus la caractéristique en dv/dt. La figure 7 montre comment une polarisation négative aussi petite que

2 V peut multiplier par 5 le dv/dt statique.

Une des méthodes les plus simples, pour réaliser pratiquement cette polarisation négative, consiste à différencier l'impulsion de gâchette comme illustré figure 8. Un simple condensateur série suffira à produire la cellule de différenciation étant donné la résistance interne d'environ 30 Ω que comporte déjà le S7310. Cette méthode nécessite évidemment une impulsion de commande de plus longue durée et par là un peu plus de puissance de la part des circuits de commande. Mais dans beaucoup d'applications l'amélioration réalisée dans les temps de commutation la justifie.

Onduleur pour équipement de soudure

Les onduleurs dont on parle dans cet article sont du type sinusoïdal ou auto-commutant. Un des avantages que présente cette catégorie de circuits est le faible taux de parasites radio-fréquences générés par des formes d'onde sinusoïdales et une commutation synchronisée sur les passages aux zéros de la tension d'alimentation. Si le circuit doit déli-

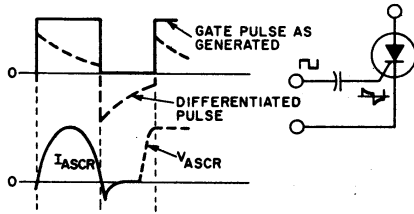


Fig. 8 - Circuit auto-polarisant de gâchette et formes d'onde correspondantes.

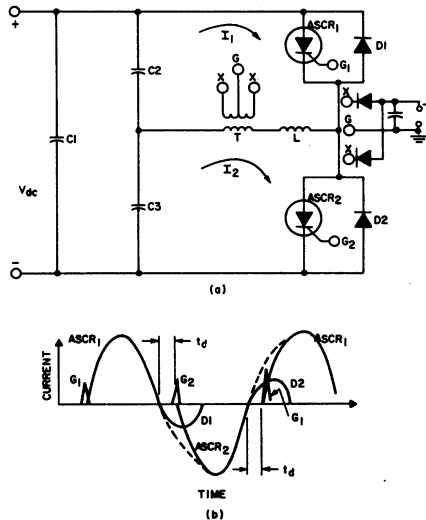


Fig. 9 - Convertisseur demi-pont simplifié.

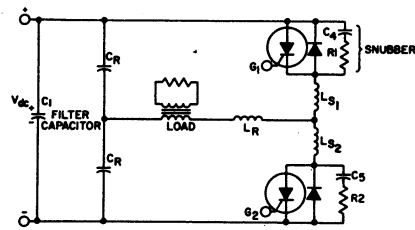


Fig. 10 - Convertisseur demi-pont complet.

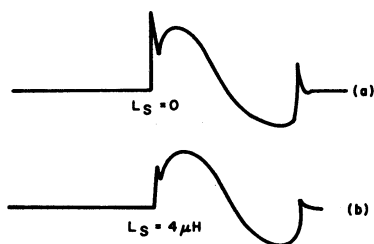


Fig. 11 - Influence de la self série sur la surtension aux bornes de la diode.

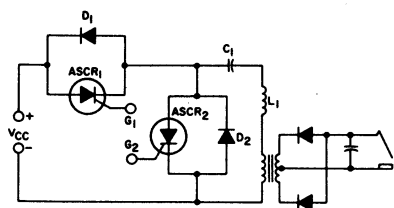


Fig. 12 - Convertisseur résonnant série simplifié.

vrer un courant de forme rectangulaire, un ASCR de commutation et un condensateur peuvent être utilisés pour réaliser la commutation de l'ASCR principal.

Il faut choisir le type d'onduleur résonnant en tenant compte de ce que certains d'entre eux peuvent produire aux bornes de l'ASCR des pointes de tension d'amplitude plusieurs fois plus grande que la valeur de la tension d'alimentation DC. Fréquence de travail et facteur de qualité peuvent produire dans ces circuits des tensions sur l'ASCR qui dépassent les 1 000 V. L'onduleur en demi-pont de la figure 9 est l'exemple type de circuit dans lequel les tensions vues par l'ASCR sont indépendantes du facteur de qualité Q du circuit et de sa fréquence de travail. La figure montre comment, pendant que l'un des deux ASCRs conduit, l'autre maintient à lui tout seul la tension continue d'alimentation. Des oscillations de tension parasites vont se superposer à cette dernière mais elles pourront être maintenues dans des limites acceptables grâce à des circuits de protection RC. Remarquons que, même si la tension vue par l'ASCR est faible, celles vues par les condensateurs, parce qu'elles sont fonction du facteur de qualité du circuit, peuvent être plusieurs fois plus grandes que la tension d'alimentation DC.

Voyons maintenant d'une façon un peu plus détaillée le fonctionnement du circuit de la figure 9(a). Le condensateur C_1 est le filtre réseau : les condensateurs C_2 et C_3 sont les condensateurs de résonance et de commutation. L'inductance L complète le circuit résonnant. La sortie est redressée et filtrée de manière à éliminer les pertes en hautes fréquences dues à la longueur des câbles de l'équipement.

Les formes d'ondes de la figure 9(b) permettent de mieux comprendre le fonctionnement des ASCRs et de leurs diodes ainsi que les séquences signaux de gâchettes. Dès que l'ASCR1 est enclenché, il laisse passer une demi-onde de courant sinusoïdale. La longueur d'onde de cette demi-période est fixée par la valeur du condensateur résultant de la mise en parallèle de C_2 et C_3 résonnant avec l'inductance L . Au passage par zéro l'ASCR1 engage automatiquement son processus de coupure, le courant de retour étant dévié par la diode de roue libre D_1 . L'ASCR1 étant complètement bloqué l'ASCR2 est enclenché à son tour. Cet enclenchement du second ASCR (ASCR2) est synchronisé sur les passages aux zéros du courant dans l'ASCR1 et retardé d'environ $5 \mu s$ pour permettre à ce dernier

une coupure complète. C'est une méthode très simple et efficace qui réduit pratiquement à néant les chances de conduction simultanée des SCRs.

L'allumage de l'ASCR2 démarre la sinusoïde de courant négative dans l'inductance et la charge. A la fin de cette période de conduction, la diode D_2 prend en charge le courant inverse jusqu'à l'allumage de l'ASCR1. Le cycle complet de courant sera pratiquement sinusoïdal, les diodes D_1 et D_2 conduisant pendant un temps très court assurant la transition d'un ASCR à l'autre. Ces diodes peuvent dès lors avoir des caractéristiques en courant beaucoup plus petites que celles des deux ASCRs.

Voici quelques équations simplifiées qui permettent de mieux comprendre les caractéristiques du circuit et d'entreprendre des développements théoriques plus poussés. Elles mettent en évidence les relations qui lient capacité, inductance et tension aux caractéristiques en courant et en puissance.

$$C = C_2 + C_3$$

$$t(\text{on}) = \pi \sqrt{LC} \text{ (durée de conduction de l'ASCR)}$$

$$I_p = V_{\text{cond}} \sqrt{C/L} \text{ (courant de crête dans l'ASCR)}$$

$$P_{\text{in}}(\text{max.}) = 1/2 C (C^2_{\text{cond}/t=0}) - V^2_{\text{cond}/\omega t = \pi} f$$

où V_{cond} est la tension vue par C et f la fréquence de travail de l'onduleur. Un schéma plus complet de l'onduleur en demi-pont est donné figure 10. On y remarque les circuits de protection (R_1, C_4 et R_2, C_5) qui ont été ajoutés pour réduire la vitesse de réapplication dv/dt de la tension. L_{S1} et L_{S2} ont également été ajoutées pour diminuer les pointes de courant dues au temps de coupure des diodes ; pointes de courant qui apparaissent quand l'ASCR récemment enclenché tente de reprendre le courant de charge de la diode opposée. L'ASCR qui vient d'être enclenché forme avec la diode pendant la fraction de microseconde

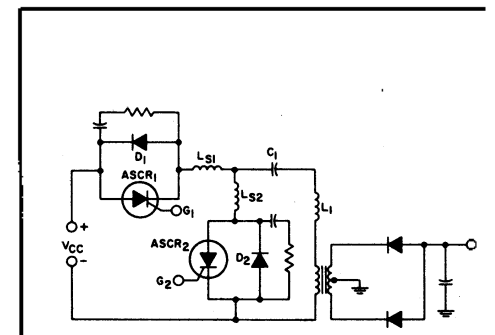


Fig. 13 - Convertisseur résonnant série complet.

qu'elle nécessite pour récupérer sa tension de blocage un chemin de faible impédance aux bornes de l'alimentation continue. La figure 11 montre avec quelle efficacité L_{S1} et L_{S2} ($4 \mu\text{H}$ environ chacune) limitent le courant de crête.

La figure 12 décrit un autre onduleur résonnant qui produit approximativement la même tension et le même courant sur l'ASCR que celui de la figure 10.

L'ASCR1 étant enclenché, le condensateur C_1 se charge à deux fois la tension V_{DC} . C_1 commence alors à se décharger dans D_1 et oblige l'ASCR1 à se couper. L'enclenchement de l'ASCR2 déchargeant C_1 le force par l'entremise de l'inducteur résonnant à se charger en sens opposé. C_1 tentera de se décharger dans D_2 pendant le temps de coupure de l'ASCR2. Le cycle se répète avec l'allumage de l'ASCR1. Comme cela se passe dans le circuit précédent, la tension instantanée aux bornes du condensateur continue à augmenter jusqu'à ce qu'un état de régime apparaisse dû à l'énergie délivrée à la sortie ; néanmoins, la tension dans l'état passant de l'ASCR ne dépasse pas la tension d'alimentation.

La figure 13 donne le circuit le plus complet. Ici encore, comme dans l'onduleur en demi-pont, L_{S1} et L_{S2} limitent les courants de crête des diodes et les circuits de protection DC les dv/dt .

Courant de soudure réalisé

Des équipements montés selon les circuits des figures 12 et 13 ont fourni 4,5 kW d'un réseau 240 V AC utilisant des S7310 comme ASCRs. Les performances en courant de soudure à ce niveau de puissance peuvent être calculées en ayant recours aux équations caractéristiques VI de Nema :

$$V = 20 + 0,04I$$

$$P = 20I + 0,04I^2$$

où I = courant d'arc
 V = tension d'arc
 P = puissance d'arc en watt.

Dès lors :

$$I = \sqrt{62,500 + 25 \times P} - 250$$

$$\text{ou : } I = \sqrt{6,25 + 2,5 P_{\text{kW}}} - 250$$

où P_{kW} est la puissance d'arc en kilowatt.

Le circuit pourra donc délivrer 168 A sous 26,7 V à un niveau de puissance de 4,5 kW.

Tant que l'on ne disposera pas d'ASCR ayant de grandes caractéristiques en courant on devra recourir à des techniques de mise en parallèle pour résoudre les problèmes de grande puissance. Ainsi grâce à deux modules de 4,5 kW le courant de soudure pourra monter à 285 A et 31,4 V. Trois de ces mêmes modules seront nécessaires pour produire 380 A. Grâce à ce concept modulaire des équipements de soudure, on pourra modifier très facilement la gamme de puissance désirée, par une sélection au préalable des gâchettes à utiliser. Le fonctionnement multiphase est une des techniques de mise en parallèle des puissances de sortie de différents modules. En guise d'exemple, la figure 14 montre comment un système biphasé peut être utilisé pour combiner les sorties de deux 2 onduleurs. Chacun des onduleurs fonctionne indépendamment et leur puissance de sortie est délivrée sur un simple condensateur. Il est avantageux d'avoir recours à un double redressement des sorties : chacun des onduleurs est ainsi isolé de l'autre et en les déphasant de 90 degrés électriques, la fréquence de ronflement de sortie vaut quatre fois la fréquence fondamentale de travail, ce qui simplifie considérablement la tâche du condensateur de filtrage.

La figure 15 donne un exemple de cette méthode de déphasage indiquant comment les ASCRs sont commandés (figure 15a) et montrant les formes d'onde de sortie

des ASCRs (figure 15b). On aura recours au déphasage des commandes des gâchettes quand l'amplitude des crêtes de tension et du courant de contrôle dépassent le ronflement minimum car l'amplitude combinée sera le vecteur somme de celles des deux systèmes. On pourra de même combiner trois systèmes en un ensemble triphasé.

En échelonnant les déphasages pour écarter les sorties de chaque onduleur de 60 %, la fréquence des ronflements de sortie est portée à six fois les fondamentales (soit 180 kHz pour un onduleur 30 kHz).

Circuit de commande

Le rôle du circuit de commande, outre la commande appropriée de l'enclenchement des ASCRs, sera d'assurer la régulation et la protection. Le circuit de commande de la figure 16 indique sous forme d'un bloc-diagramme comment cela peut être réalisé. Un multivibrateur monostable, situé entre le détecteur des passages par zéro et le « flip-flop », réalise le retard nécessaire des impulsions de gâchette par rapport aux zéros du courant dans l'ASCR afin d'éviter toute éventualité de conduction simultanée. La modulation du temps de retard par le courant et la tension de charge permet de faire la régulation.

Commande des gâchettes

Les desiderata pour un bon pilotage de la gâchette d'un ASCR dans un onduleur sont relativement peu sévères, le comportement dans l'état enclenché de l'ASCR étant essentiellement indépendant des caractéristiques de cet état pilote. Dès lors on pourra étudier presque complètement séparément l'étage pilote et l'onduleur. La commande d'un onduleur de plusieurs kilowatts peut se

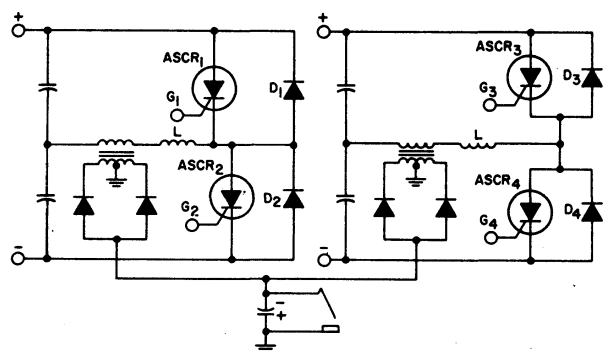


Fig. 14 - Combinaison biphasée.

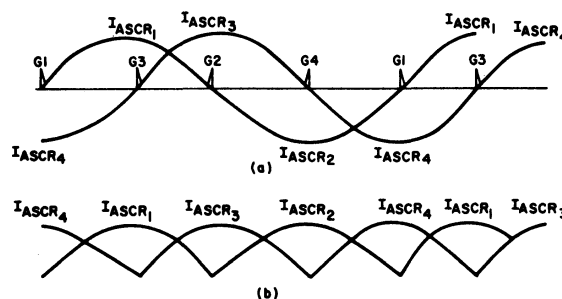


Fig. 15 - Mise en phase d'un système bi-phasé pour un ronflement minimal.

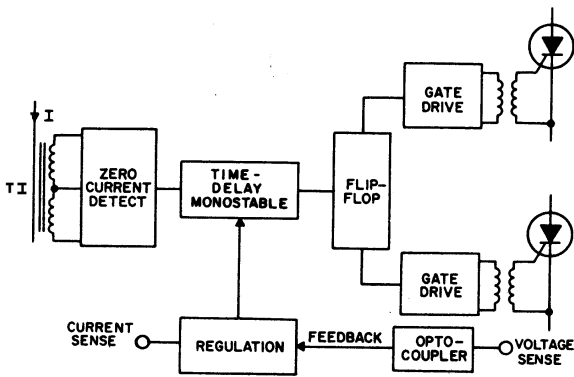


Fig. 16 - « Bloc-diagramme » du circuit de contrôle.

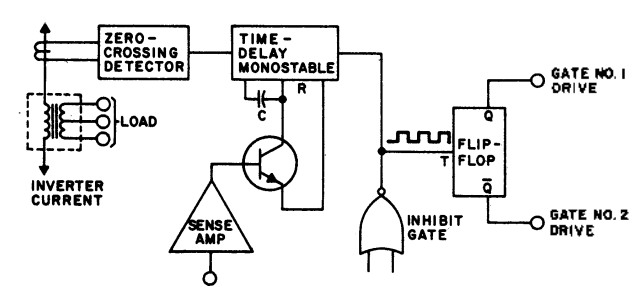


Fig. 19 - Générateur de train d'impulsions synchronisées.

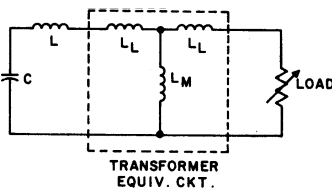


Fig. 17 - Générateur « double impulsion » pour ASCR.

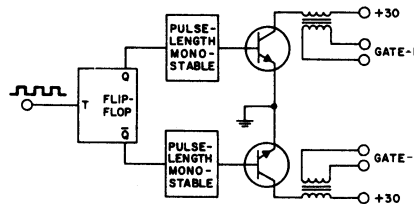


Fig. 18 - Système résonnant simplifié avec couplage de charges par transformateurs.

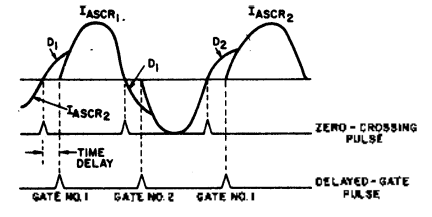


Fig. 20 - Impulsions retardées synchronisées.

faire par des impulsions de courant aussi petites que 500 mA de quelques microsecondes de durée. C'est pourquoi la puissance de commande intervient peu dans le rendement total du système. Au contraire, la commande d'un onduleur à transistors peut représenter une partie appréciable de la charge du système. La figure 17 donne un exemple de générateur d'impulsions de gâchette pour l'onduleur à 2 ASCRs décrit dans cet article. La durée de l'impulsion sera fixée par la constante de temps RC du multivibrateur monostable ; le train des impulsions d'entrée excite le circuit multivibrateur « flip-flop », assurant un enclenchement alterné des deux ASCRs.

Synchronisation des gâchettes

Il est de première importance de saisir le rôle du train d'impulsions qui commande le multivibrateur bistable d'un équipement de soudure dont la charge varie fréquemment du circuit ouvert au circuit fermé. Se rapportant au schéma simplifié de la figure 18 L et C représentent les composants résonnants extérieurs au transformateur. Le transformateur lui-même y est représenté par son schéma équivalent en T. Les éléments L_L sont les inductances de fuite et L_M est l'inductance mutuelle résultant du couplage des flux. Comme généralement l'inductance L_M est beaucoup plus grande que l'inductance L_L on peut voir qu'un

circuit ouvert aura une fréquence de résonance beaucoup plus petite qu'un circuit à charge en court-circuit. Si le train d'impulsions était à fréquence constante, un circuit ouvert travaillerait à une fréquence tellement basse que les périodes de conduction des ASCRs se chevaucheraient entraînant une panne par conduction simultanée. Ce type de panne peut être facilement évité en assujettissant la fréquence du train d'impulsions aux périodes de conduction de l'ASCR comme illustré sur le bloc-diagramme de la figure 19.

Dans le circuit de la figure 19, un transformateur de courant, aidé d'un détecteur de passages par zéro, placé dans le circuit résonnant délivre des impulsions à chacun des passages par zéro du courant. Ces impulsions sont ensuite retardées par un multivibrateur monostable de manière à respecter le temps de recouvrement des ASCRs (figure 20).

Ainsi le passage par zéro du courant qui voit la coupure d'un des ASCRs déclenche l'impulsion qui va allumer l'autre. Ainsi, la fréquence d'apparition des impulsions de gâchette devient une fonction de la charge et est synchronisée sur les passages par zéro du courant dans le circuit oscillant. On fixera le retard minimal à une valeur un peu plus grande que le temps de recouvrement maximal des ASCRs. Le courant délivré à la sortie est pratiquement sinusoïdal malgré le retard créé grâce aux diodes de « roue libre » qui reprennent le courant pendant ce temps.

Régulation

Pour assurer à l'ASCR un temps de coupure suffisant, on peut utiliser un multivibrateur monostable (figure 19) pour réguler la tension de sortie.

En remplaçant les composants passifs qui font la constante de temps du multivibrateur par un transistor, on peut contrôler cette dernière en détectant la sortie de telle manière que le retard puisse être augmenté quand on désire réduire la sortie.

On pourra utiliser une régulation par rapport cyclique pour réaliser un contrôle grossier de la sortie. Un signal haut appliqué à la broche d'inhibition (figure 19) empêche tout nouvel enclenchement. Le signal d'inhibition levé, un signal devenant haut déclenche le multivibrateur monostable amorçant l'enclenchement des ASCRs. On règle ainsi la puissance de sortie en modifiant la durée de la période de fonctionnement par rapport à celle de non-fonctionnement. Comme avant, la puissance peut être contrôlée par détection de la sortie et réaction sur le rapport cyclique.

Protection

On pourra réaliser une protection agissant à une impulsion près en assujettissant une porte d'inhibition à un détecteur de dépassement de tension ou de courant.

L.M.