

08 redresseur actif

de 2 à 40 V jusqu'à 3 A avec suppression du courant inverse

Holger Nobach (Allemagne)

Les redresseurs actifs sont utilisés lorsque la chute de tension dans le redresseur doit être inférieure au seuil de tension directe de la diode. Cela limite les pertes de tension à un faible niveau pour les petites tensions d'entrée en courant alternatif, et la dissipation de puissance reste suffisamment faible pour réduire les mesures de refroidissement, même pour des courants de plusieurs ampères.

Le circuit redresseur actif illustré à la **figure 1** fonctionne à des tensions d'entrée comprises entre 2 V et 40 V (crête) et à des courants allant jusqu'à 3 A (ou 1,5 A sans dispositif de refroidissement). La perte de tension dans l'ensemble du circuit n'est que d'environ 50 mV à faible charge (1 mA) et d'environ 0,7 V à 3 A (**figure 2**).

Redresseur pour dynamo de bicyclette

Le circuit convient, par exemple, pour redresser la tension d'une dynamo de bicyclette, qui présente une résistance interne assez élevée. La tension fournie par la dynamo chute donc fortement avec la charge, ce qui signifie que le redressement doit être à faible perte de tension et de puissance. Une solution simple, où les MOSFET sont pilotés par un circuit

intégré LT4320 par exemple, n'est pas optimale dans ce cas, la plage de tension d'entrée spécifiée s'étendant de 9 à 72 V.

Afin d'éviter une alimentation supplémentaire pour le circuit, le redressement actif par deux MOSFET à canal P et deux MOSFET à canal N dans un circuit en pont est le choix le plus évident. La partie supérieure du circuit rend conducteurs les MOSFET correspondants lorsque la tension à l'une des entrées est suffisamment inférieure à la tension à la sortie positive, qui est elle-même déterminée par la tension la plus élevée des deux entrées. Un tel circuit, avec des grilles interconnectées en croix, spécifiquement destiné à redresser la tension d'une dynamo de bicyclette, est décrit dans [1]. Il convient pour une charge resistive, mais l'usage d'un condensateur tampon en sortie du circuit de redressement provoque

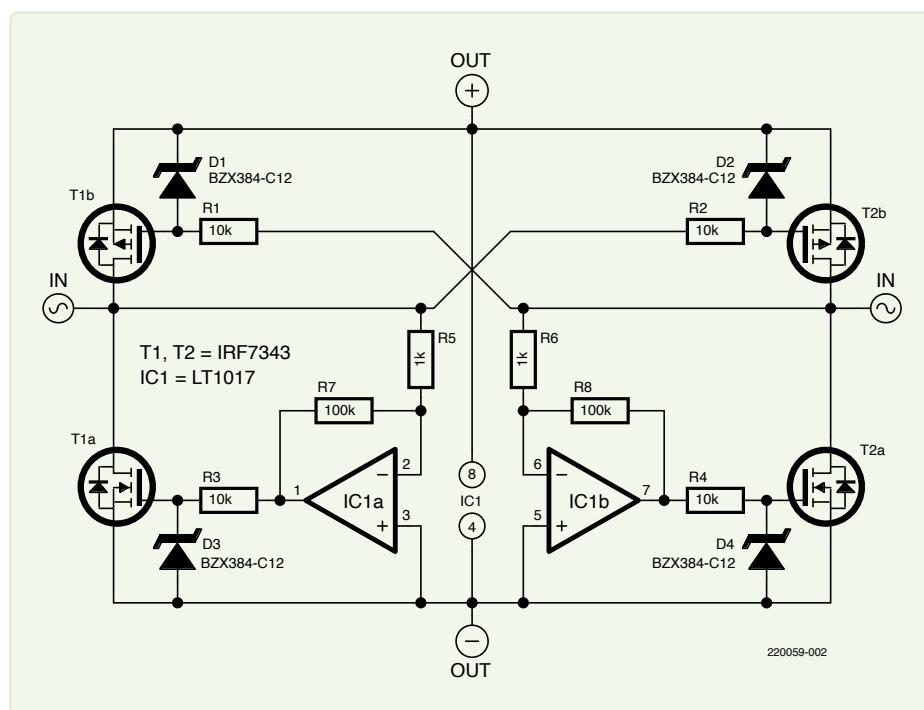


Figure 1. Circuit du redresseur actif.

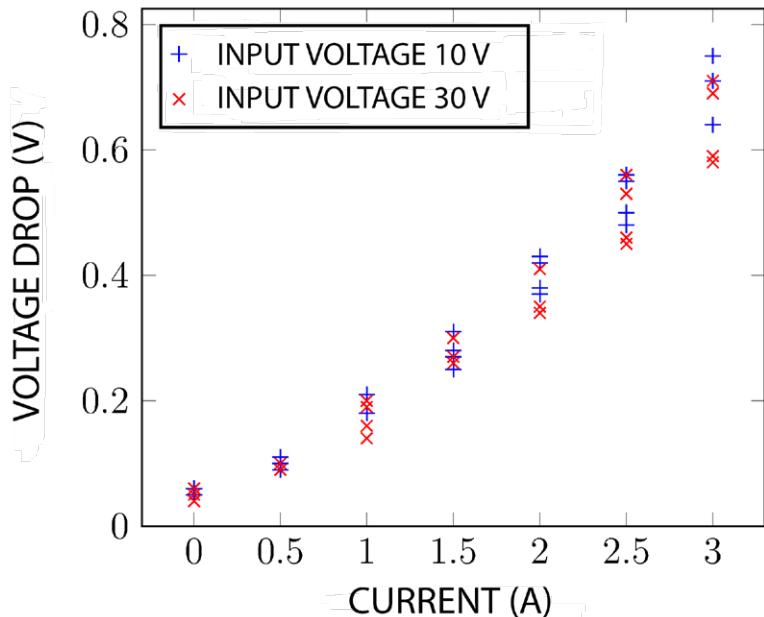


Figure 2. Tension de perte en fonction du courant direct pour deux tensions d'entrée différentes, pour deux modules chacun et deux polarisations de la tension d'entrée.

des courants inverses – et donc une puissance réactive considérable.

Pour éviter ces courants inverses, il ne suffit pas de comparer seulement les tensions d'entrée. Plus précisément, il faut comparer ces tensions aux deux potentiels de la tension de sortie tamponnée et commuter les MOSFET en conséquence. Un circuit populaire [2] utilise, dans ses différentes variantes, quatre amplificateurs opérationnels (par exemple LMV841, LMV842 ou LMV844), configurés en inverseurs, chacun comparant l'une des deux tensions d'entrée avec l'un des potentiels de sortie. Comme les amplificateurs opérationnels doivent être alimentés par la tension de sortie, ils doivent pouvoir supporter des tensions d'entrée supérieures aux deux tensions d'alimentation. Le LMV84x convient pour cela, mais sa tension d'alimentation est limitée à un maximum de 12 V. Le LT1017 utilisé ici accepte, lui, une tension d'alimentation de 1,1 à 40 V. Toutefois, la plage de tension d'entrée ne comprend que la tension d'alimentation inférieure (jusqu'à 0,3 V en dessous de la tension d'alimentation négative), alors que la tension d'entrée ne doit pas dépasser la tension d'alimentation positive. Par consé-

quent, seule la partie inférieure du circuit, utilisée pour fournir la tension de sortie négative, est commandée par les amplificateurs opérationnels, tandis que la partie supérieure n'est commandée que par la comparaison des tensions d'entrée, ce qui explique qu'elle reste conductrice jusqu'à l'inversion de la tension, même lorsque la tension d'entrée diminue. Le blocage des MOSFET dans la partie inférieure du circuit doit donc être particulièrement précis afin d'éviter de manière fiable les courants inverses.

Toujours deux MOSFET à l'état conducteur

Une paire de MOSFET IRF7343 est utilisée dans le circuit ; on peut également utiliser un IRF7341 (MOSFET à double canal N, pour T1a et T2a) et un IRF7342 (MOSFET à double canal P, pour T1b et T2b). Les deux MOSFET à canal P supérieurs commencent chacun à s'ouvrir lorsque la tension de grille devient négative par rapport à la tension de source (tension de seuil -1 V). C'est toujours le cas lorsque la différence de tension à l'entrée dépasse 1,5 V. Lorsque cette différence atteint 3 V, les MOSFET sont entièrement conduc-

teurs. La tension drain-source maximale de ± 55 V est plus élevée que la tension d'entrée maximale de ± 40 V spécifiée ici. Mais la tension maximale grille-source étant de ± 20 V, les grilles doivent être protégées contre les surtensions, ici par une combinaison d'une résistance (R1...R4) et d'une diode Zener (D1...D4). Avec des résistances de 10 k Ω , le courant dans les diodes Zener est limité à 4 mA, autorisant l'usage de modèles de faible puissance (300 mW), dont le type exact n'est pas critique. La tension de Zener peut être choisie dans une large gamme au-dessus de 3 V, où les MOSFET sont entièrement conducteurs, jusqu'à la tension maximale autorisée entre la grille et la source de 20 V. Comme la tension réelle aux bornes des diodes Zener dépend également du courant, il convient de s'éloigner suffisamment des limites de cette plage. Une tension Zener de 12 V est un bon choix. En limitant le maximum de la tension d'entrée à ± 20 V comme suggéré dans l'encadré *Attention, haute tension !*, les diodes Zener D1 à D4 peuvent être supprimées et les résistances R1 à R4 peuvent être court-circuitées.

Les diodes intrinsèques – ou parasites – (canal P en haut et canal N en bas) font que l'ensemble du circuit fonctionne comme un pont redresseur à diodes, même lorsque les MOSFET sont bloqués. Dès que la différence de tension à l'entrée du circuit dépasse environ 2 V, l'amplificateur opérationnel est suffisamment alimenté et tous les MOSFET sont pilotés pour un redressement actif. Les deux MOSFET à canal N inférieurs sont censés s'ouvrir lorsque l'une des deux tensions d'entrée a une amplitude supérieure à la tension de sortie négative. Les deux amplificateurs opérationnels sont donc configurés en amplificateurs inverseurs avec un gain de 100. Avec une tension de seuil de 1 V, les deux MOSFET commencent à conduire à une tension d'entrée de 10 mV inférieure à la tension de sortie négative. À une tension grille-source de 3 V et une tension d'entrée de 30 mV en dessous de la tension de sortie négative, les MOSFET sont complètement conducteurs. Dans ce but, le LT1017 tolère des tensions sur les entrées jusqu'à 0,3 V en dessous de la tension d'alimentation négative. Inversement, lorsque les tensions aux entrées et aux sorties du circuit sont égales, les MOSFET doivent se bloquer en toute sécurité pour éviter les courants inverses. Lorsque la



Attention, haute tension !

Il est rapporté dans des forums que la tension de sortie d'une dynamo de bicyclette peut atteindre 80 V à vide. Dans un tel cas, le circuit doit être protégé au niveau des bornes d'entrée (symbole ~) à l'aide de deux diodes Zener montées tête-bêche avec une tension Zener de 39 V, par exemple. Elles ne contribuent pas au redressement et ne sont donc pas représentées sur le schéma. Si une telle limitation "externe" de la tension d'entrée du MOSFET à ± 20 V est utilisée, les diodes Zener D1 à D4, peuvent être supprimées et les résistances R1 à R4 court-circuitées.

tension à ses entrées est la même, la sortie d'un amplificateur inverseur s'élève à cette même tension. Ainsi, dans le cas idéal, la tension de grille du MOSFET est égale à la tension de source et le MOSFET se bloque. Avec une tension de décalage maximale du comparateur de 1 mV, cet état d'équilibre s'établit à une tension grille-source maximale de 100 mV, suffisamment au-dessous de la tension de seuil pour que les MOSFET se bloquent en toute sécurité.

On s'interroge parfois sur la nécessité d'un circuit externe pour les amplificateurs opérationnels. En principe, la comparaison directe de la tension d'entrée avec la tension de sortie serait suffisante. Cependant, même avec des tensions d'entrée identiques, une tension de décalage indésirable provenant des amplificateurs opérationnels pourrait faire en sorte que l'un des MOSFET reste conducteur et donc qu'un courant inverse indésirable circule de la sortie vers l'entrée. Ce n'est que lorsque le courant (inverse) devient suffisamment important que la chute de tension dans le MOSFET suffit pour commuter avec certitude la sortie de l'amplificateur opérationnel et donc bloquer le MOSFET. Afin de garantir que les MOSFET se bloquent de manière fiable à des tensions d'entrée identiques, les tensions à l'entrée de l'amplificateur opération-

nel devraient être décalées l'une par rapport à l'autre d'au moins la tension de décalage possible, par exemple au moyen de diodes dans le sens du courant et de résistances de dérivation appropriées (soit des diodes avec des tensions de seuil différentes, soit des diodes identiques avec des résistances de dérivation différentes – et donc des courants directs différents). Cependant, cela augmenterait quelque peu la complexité du circuit par rapport à la solution présentée ici. ↵

VF : Helmut Müller — 220059-04

Des questions, des commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (holger.nobach@nambis.de), ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produit

➤ The Elektor Power Supply Collection (clé USB)
<https://elektor.fr/20451>



À propos de l'auteur

Holger Nobach (Institut Max Planck pour la dynamique et l'auto-organisation, Göttingen, Allemagne) a étudié et obtenu son doctorat en génie électrique à l'université de Rostock. Il a développé des techniques de mesure et des méthodes de traitement du signal à Copenhague, à Darmstadt, aux États-Unis et à Göttingen, où il dirige le développement électronique à l'Institut Max Planck pour la dynamique et l'auto-organisation et donne des cours à l'université de Göttingen. De temps à autre, les travaux expérimentaux de l'institut nécessitent des technologies de commande et de mesure qui vont au-delà des produits disponibles sur le marché. Le dernier projet en date concerne des sondes de mesure rapides et sensibles pour les écoulements turbulents.

LIENS

[1] Jürgen Heidbreder, Benno Kröck, "Mosfet-Gleichrichter für Fahrradbeleuchtung", Fahrradzukunft Ausgabe 14, 2012 [allemand] :

<https://fahrradzukunft.de/14/mosfet-gleichrichter>

[2] mikrocontroller.net, Forum Analog Elektronik und Schaltungstechnik, MOSFET-Gleichrichter mit OPV [allemand] :

<https://mikrocontroller.net/topic/375657#new>