

Synchrongleichrichter mit MOSFET

Schaltungsentwurf

Es wurden schon mehrere Schaltungsentwürfe veröffentlicht die die Vorteile von Synchrongleichrichtern in die Praxis umsetzen sollten. Ein Entwurf einer Vollbrücke von Wolfgang Schubert aus dem Halbleiterheft 2006 scheint auf Nachbauprobleme gestossen zu sein. Die darauf hin von Dr. Thomas Scherer in elektor 7-8/2008 vorgestellte weiter entwickelte Schaltungen besteht aus einer Einweggleichrichtung mit nur einpolarer Versorgungsspannung die aus der Trafospannung abgezweigt wird. Der hauptsächlichste Nachteil besteht hier jedoch in der sehr schlechten Ausnutzung des Transformators, der durch die Einweggleichrichtung nur zur Hälfte genutzt wird, also unnötig schwer, gross und teuer ist. Das muss nicht sein, denn mit verhältnismässig geringem Mehraufwand lässt sich eine Vollbrücke bauen, die mit zwei OPs angesteuert wird. Mein Schaltungsentwurf hat die gleichen Vorteile: ein-polare Versorgungsspannung, aber nutzt durch eine Vollweggleichrichtung den Trafo voll aus.

Funktion

Eine solche H-Brücke aus Mosfets funktioniert auch ganz ohne Ansteuerung, denn die intrinsische Diode der Mosfets wird bei negativer U_{GS} leitend und das ganze verhält sich wie ein normaler Brückengleichrichter aus Si-Dioden. Um nun deren Nachteil – die hohe Durchlassspannung zu eliminieren muss man diese Diode in der Leitphase durch die Ansteuerung des MOSFET überbrücken. Um die Ansteuerung der Schaltung zu verstehen muss man sich klar machen, dass in der H-Brücke immer zwei komplementäre Schalter synchron leitend sein müssen. Deshalb kann man sie mit dem gleichen Signal, über einen simpel gehaltenen Spiegel (Q1, Q2) ansteuern. Die Ansteuerung hierfür kann von U_{GS} selber abgeleitet werden. Die kritische Phase ist allerdings weniger das Einschalten, sondern vielmehr das Ausschalten. Kritisch ist hier die Genauigkeit mit der das Ausschalten stattfindet. Vor dem Ausschalten sind die MOSFET leitend, also sehr niederohmig. Schon geringe Fehlerspannungen durch zum Beispiel einen Offset am OP Ausgang bedeutet hier einen sehr hohen Stromfehler. Bei kapazitiver Last ist dies verheerend, denn dadurch ergeben sich sehr hohe Blindströme, die aus den Ladeelkos zurück in den Trafo fliessen und für eine sehr hohe Verlustleistung sorgen. Die schon von Dr. Scherer verwendeten Verstärker AD822AN von Analog Devices sind eine sehr gute Wahl, denn diese OPs haben einen Eingangsspannungsbereich bis ins leicht negative und einen Ausgangsspannungsbereich bis Null und geringen Offset.

Dimensionierung

Für eine Skalierung der Lastauslegung des Synchrongleichrichters bedeutet dies, dass mit steigender Anzahl paralleler MOSFETS oder auch mit einfach besseren MOSFET (niedrigeres R_{on}) die Genauigkeit für diesen Schaltpunkt, also der OP und sein Offset zumindest betrachtet werden muss. Mit perfekten MOSFETS (R_{ON}=0) würde diese spannungsgesteuerte Schaltung also nicht mehr funktionieren. Die verwendeten IRF4905/3205 habe ich wegen des günstigen Preis/Leistungsverhältnisses ausgewählt. Die N-Typen haben je 8 mOhm und die komplementären P-Typen 20 mOhm. Für die Dimensionierung habe ich einen Kurzschlussstrom von 400 A zugrunde gelegt, dafür muss man also mindestens 4 × IRF3250 parallel schalten und kommt dann auf 440 A und 2 mOhm. Von den IRF4905 muss man 6 parallel schalten und kommt dann auf 444 A und 3,3 mOhm. Bei Nennbelastung von 83 A fliesst dann über jeden IRF 3205 knapp 21 A und über die IRF 4905 knapp 14 A. Für die Ausnutzung der Nennlast müssen die MOSFET ausreichend gekühlt werden, insgesamt sind ca. 76 W Wärmeleistung abzuführen. Die Funktion der Widerstände R11, R12 und der Kondensatoren C3, C4 ist sehr wichtig, denn es gibt Phasen während denen alle MOSFET gesperrt sein müssen. Dabei ist dann der Ausgang vom Trafo sozusagen ungekoppelt (floating). Die tatsächlichen Spannungsverhältnisse werden dann durch parasitäre Kapazitäten und Kopplungen bestimmt, sind also eigentlich unbestimmt. Um diese unbestimmten Zustände zu vermeiden, in denen die Verstärker dann zum Schwingen neigen, wird der Trafo einfach an

Synchrone Gleichrichter mit MOSFET

die +Seite des Ausgangs geklemmt. Diese Kopplung muss nicht allzu niederohmig sein.

Die Schaltung habe ich mit einem 13 V, 83 A Trafo aufgebaut. Der Kurzschlussstrom beträgt ca. 400 A. Bei einem Kurzschluss am Ausgang ergibt sich das Problem, dass die Mindestversorgungsspannung für die Ops unterschritten wird und mit einer korrekten Ansteuerung der MOSFET nicht mehr gerechnet werden kann. Die Konsequenz daraus ist, dass diese Dimensionierung tatsächlich einen Kurzschluss nicht dauerhaft überlebt. Generell eignet sich der Schaltungsaufbau mit der für die OPs vom Laststromkreis abgeleiteten Spannungsversorgung nicht für Spannungen unterhalb derer die MOSFET nicht richtig leitend werden, oder die Mindestversorgungsspannung der MOSFET unterschritten wird. Für die Synchrone Gleichrichtung von Spannungen unterhalb von 8... 10 V sollte man die Ops mit einer separaten Spannungsversorgung versorgen. Auch die Höhe der Eingangsspannungen ist in diesem Schaltungsaufbau durch die Grenzwerte der Ops begrenzt.

Vergleich der Verlustleistung von Brückengleichrichtern

Typ	Verlustleistung (Vollbrücke)	Art der Funktion	Skalierung der Brücke
Si Diode	$P_{Verlust} = I \cdot 2 \cdot 1V$	Linear 2 W/A	Nur über die Diodenbaugröße
Si Schottky	$P_{Verlust} = I \cdot 2 \cdot 0,5V$	Linear 1 W/A	Nur über die Diodenbaugröße
MOSFET	$P_{Verlust} = \frac{I^2 \cdot 2 \cdot R_{DS}}{n}$	quadratisch	Durch Parallelschaltung: Belastbarkeit n-fach Verlustleistung 1/n

Eine Parallelschaltung von Dioden zur Skalierung ist nicht möglich weil eine solche Anordnung wegen dem negativen T_k der Durchlassspannung thermisch instabil ist und zur Zerstörung führt. MOSFET Transistoren können dank dem positivem T_k des Widerstands problemlos parallel geschaltet werden.

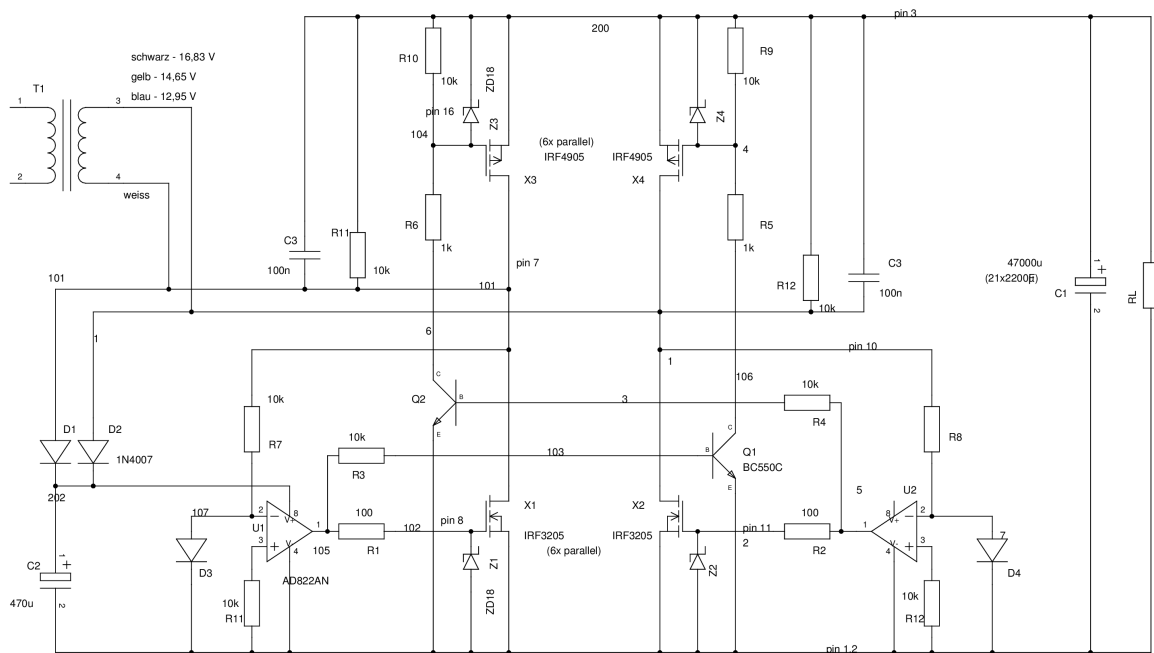
Die Verlustleistung ist bei Dioden kaum von der Diodenbaugröße abhängig. Bei MOSFET dagegen vergrößert Parallelschaltung nicht nur die maximale Gesamtbelastbarkeit, sondern verringert auch die Verlustleistung um den Faktor 1/n.

Wirkungsgrad bei 12 V / 40 A = 480 W Gleichrichtung

Typ	P @1 A η	P @10 A η	P @20 A η	P @40 A η	n
Si Diode	2 W 83%	20 W 83%	40 W 83%	80 W 83%	1
Si Schottky	1 W 91%	10 W 91%	20 W 91%	40 W 91%	1
IRF3205 IRF4905	0,05 W 99,9%	5,6 W 95%	22,4 W 90%	89 W 81%	1
IRF3205 IRF4905	0,02 W 99,9%	2,8 W 97%	11,2 W 95%	44 W 90%	2
IRF3205 IRF4905	0,01 W 99,9%	1,4 W 99%	5,6 W 98%	22 W 95%	4

Der Wirkungsgrad ist bei Dioden stromunabhängig, bei MOSFET sinkt der Wirkungsgrad mit dem Laststrom leicht. Mit steigender Parallelisierung n wird dieses Absinken jedoch schwächer.

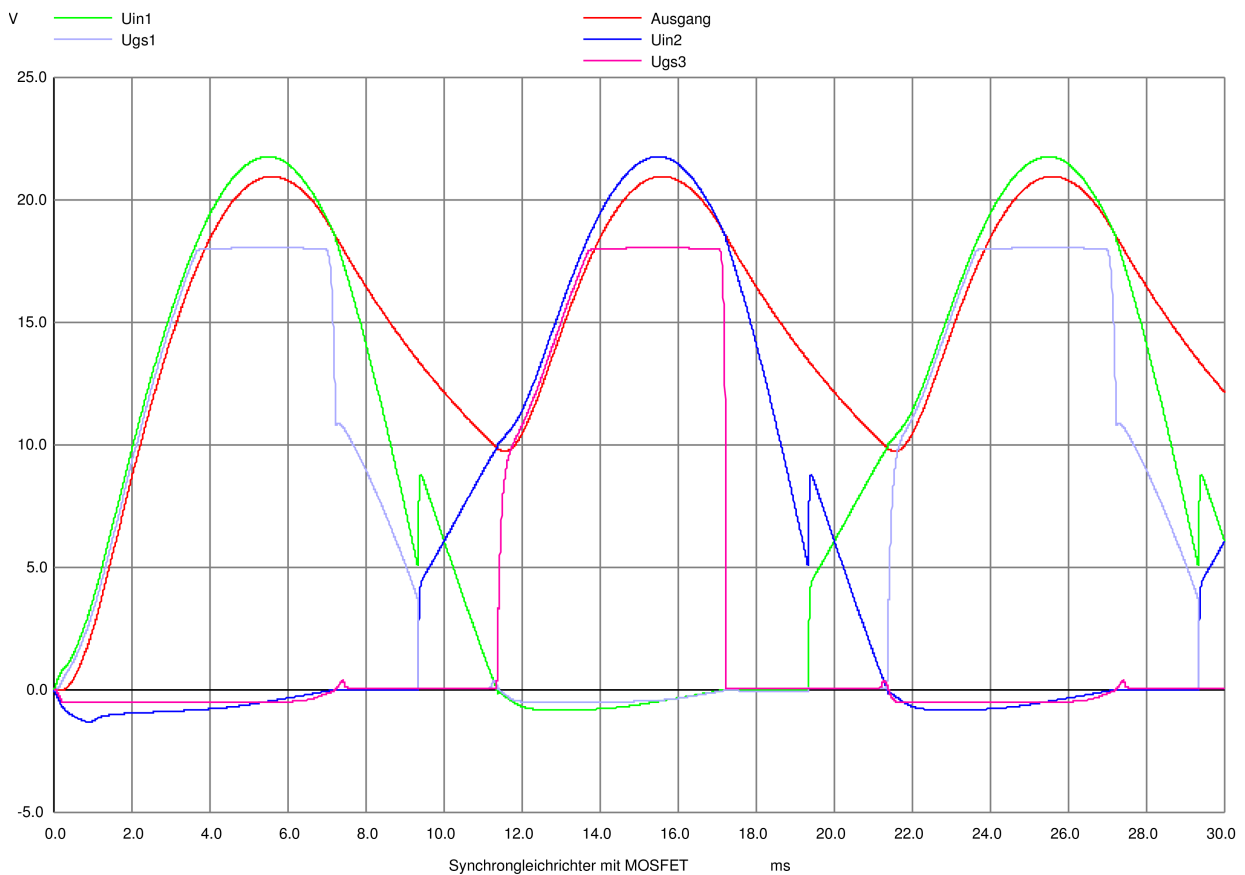
Synchrone Gleichrichter mit MOSFET



X1,X2: 4x parallel, je 8mOhm=2mOhm, 440A
 X3,X4: 6x parallel, je 20mOhm=3,3mOhm, 444A
 Zusammen 5,3mOhm je Halbbrücke also ca 11 mOhm
 Bei 83A-->76W Verlust, oder 7,5%

Synchrongleichrichter für hohe Ströme			
TITLE			
FILE			
PAGE	1	OF	1
REVISION:	6.0.1		
DRAWN BY:	J. Schwender, (c) 2010		

Schaltbild des Gleichrichters



Spannungsverläufe mit 5,3 Ohm Lastwiderstand