

EMV-Aspekte beim Aufbau eines schnellen Halbleiterschalters

Martin Sack, Georg Müller
 Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
 Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik (IHM)

1. Kurze Spannungspulse für die Elektroporation biologischer Zellen

Für Untersuchungen zur Behandlung biologischer Zellen durch die kurze Applikation hoher elektrischer Felder wird ein Pulsgenerator benötigt, der rechteckförmige Spannungspulse von bis zu 5 kV und einer Pulslänge bis zu 50 ns bei einer Anstiegszeit von ca. 8 ns liefert. Während längere Impulse mit Längen im Mikrosekundenbereich hauptsächlich auf die Zellmembran wirken, beeinflussen kurze Pulse die inneren Zellorganellen. Solche Impulse können mittels eines Leitungspulsgenerators erzeugt werden [1].

Bild 1 zeigt das Schaltbild eines Leitungspulsgenerators in Blumlein-Anordnung mit Schaltern an beiden Leitungsenden. Die Last ist zwischen die äußeren Leiter von zwei Koaxialleitungen gleicher Länge geschaltet, deren Innenleiter verbunden sind. Dabei muss für einen angepassten Leitungsabschluss der Lastwiderstand dem doppelten Wellenwiderstand entsprechen. Der Innenleiter wird gegenüber dem Außenleiter auf eine Gleichspannung, die der gewünschten Pulsamplitude entspricht, aufgeladen.

Der Reflexionsfaktor $r_U = \frac{Z - Z_w}{Z + Z_w}$ beschreibt die Reflexion einer Spannungspulsflanke

bei Abschluss eines Leitungsendes mit dem Widerstand Z bei einem Leitungswellenwiderstand Z_w . In Ruhestellung sind beide Schalter offen, und an beiden Leitungsenden herrscht der Reflektionsfaktor $r_U=1$. Zur Pulserzeugung schließt ein Schalter ein Leitungsende kurz. Der Reflektionsfaktor wechselt zu $r_U=-1$ und bewirkt eine Spannungsumkehr in Leitung TL1. Nach einfacher Laufzeit entlang TL1 erreicht die negative Spannungsflanke die Last. Nun sind beide Leitungen in Serie an den Lastwiderstand geschaltet und entladen sich in die angepasste Last ($r_U=0$). Die Pulslänge entspricht der doppelten Signallaufzeit entlang einer Leitung. Die Pulslänge kann durch die Wahl einer entsprechenden Leitungslänge eingestellt werden. Durch eine zeitlich gestaffelte Auslösung des Schalters am anderen Leitungsende lässt sich sowohl die Pulslänge im Rahmen der durch die Leitungslänge vorgegebenen maximalen Pulslänge verkürzen, als auch die Polspolarität ändern, indem die Schaltreihenfolge vertauscht wird. Bei verkürzter Pulslänge wird jedoch nur ein Teil der in der Leitung gespeicherten Energie in der Last umgesetzt. Bild 2 zeigt in einer SPICE-Simulation die Spannung über dem Lastwiderstand sowie die Ströme durch beide Schalter. Auf beiden Leitungen bilden sich Wanderwellenschwingungen so aus, dass die Spannung über dem Lastwiderstand idealerweise auf Null verbleibt. Die gegenseitige Ergänzung der beiden Teilspannungen zu 0 wirkt wie ein offenes Leitungsende ($r_U=1$), das zusammen mit den Kurzschlüssen an den beiden anderen Leitungsenden eine nur schwach gedämpfte Schwingung bewirkt. Die Schalter müssen für eine Stromumkehr und den Betrieb bei längeren Stromflusszeiten ausgelegt sein. Es genügen jedoch Schließschalter, die erst wieder im energielosen Zustand des Pulsstromes öffnen.

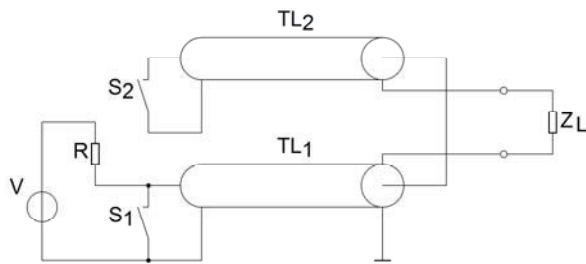


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Pulsgenerators in Blumleinanordnung.

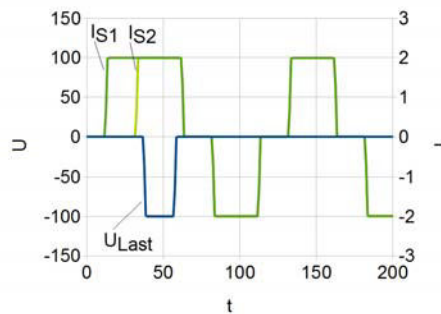


Bild 2: Spannung über dem Lastwiderstand und Ströme durch die Schalter S₁ und S₂ (SPICE-Simulation, willkürliche Einheiten).

2. Schnelle Schließschalter

Als schnelle Schließschalter für höhere Spannungen können schnelle Schaltfunkenstrecken, optisch getriggerte Halbleiterschalter oder MOSFETs eingesetzt werden. Eine Funkenstrecke besitzt den Vorteil, dass sie räumlich kompakt mit kleiner Induktivität aufgebaut werden kann. Ihr Schaltzeitpunkt lässt sich jedoch nicht exakt festlegen. Ein optisch getriggertes Halbleiterschalter besteht aus einem in Sperrrichtung betriebenen pn-Übergang, in dem zum Schalten mittels eines kurzen, energiereichen Laserimpulses Ladungsträger vom Valenz- und Leitungsband angehoben werden. Auch dieser Schalter ist sehr kompakt und lässt sich zeitlich exakt schalten. Der benötigte schnelle, leistungsstarke Laser ist jedoch vergleichsweise teuer. Schnelle MOSFETs sind bis zu einer maximalen Sperrspannung von 1 kV verfügbar. Für eine höhere Schaltspannung können mehrere MOSFETs kaskadiert werden. Da bereits für ein Elektroporationsexperiment bis 1000V ein Einzel-MOSFET als Schalter im Einsatz ist, soll die benötigte höhere Spannung durch Kaskadierung von MOSFETs geschaltet werden.

Der eingesetzte MOSFET DE 475-102N21A [2] hat eine maximale Sperrspannung von 1kV. Die Schaltzeit beträgt $t_f = 5$ ns. Der MOSFET ist zusammen mit einem passenden Treiber DEIC 420 verfügbar. Der maximal erforderliche Schalterstrom beträgt bei einer maximalen Ladespannung von $U_0 = 5$ kV und einem Wellenwider-

stand der Leitungen $Z_w=50\Omega$ $I = \frac{U_0}{Z_w} = 100$ A. Dazu wurden pro Stufe zwei MOSFETs

parallel geschaltet, jeweils mit separatem Treiberbaustein.

3. MOSFET-Kaskade

Der kaskadierte Betrieb mehrerer MOSFET-Schalter erfordert gleichzeitiges Schalten aller MOSFETs. Würde ein MOSFET verzögert einschalten, könnte er durch die dann anliegende Überspannung beschädigt werden.

Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau der MOSFET-Kaskade [3]. Das Schaltsignal wird den einzelnen Stufen über eine Leiterschleife induktiv zugeführt. Dabei bildet die Leiterschleife die Primärwicklung eines Transformators. Eine Luftspule auf jeder Stufe wirkt als Sekundärwicklung. Sie ist an den Schalteingang der Stufe angeschlossen. Die Schalteingänge verschiedener Stufen können aufgrund von Parameterstreuungen geringfügig abweichende Schaltschwellen aufweisen. Ein schneller Signalanstieg des Auslösesignals verringert schwellwertbedingte zeitliche Unsicherheiten des Schaltzeitpunkts verschiedener Stufen. Auf den Einsatz eines Ferritkerns, um die

Kopplung zu verbessern, wurde verzichtet, da μ_r gängiger Ferritmaterialien im benötigten Frequenzbereich gegen 1 strebt. Um trotz der nicht vernachlässigbaren Induktivität der Leiterschleife einen schnellen Signalanstieg zu erzielen, wurde der Schalteingang hochohmig ausgeführt. So bleibt der Spannungsabfall an der Streuinduktivität des Übertragers gering. Darüber hinaus kann für einen gewünschten Stromanstieg die Induktivität der Leiterschleife L durch die treibende Spannung U

gemäß $\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L}$ ausgeglichen werden.

Ein hochohmiger Eingang ist üblicherweise empfindlich gegenüber über Streukapazitäten eingestreute Störsignale. Störsignalanteile mit niedrigeren Frequenzen leitet die Sekundärspule zu Masse hin ab. Beim Schalten bewirkt die Streukapazität zwischen der Leiterschleife auf Massepotential und der Sekundärwicklung auf Stufenpotential ohne Gegenmaßnahme eine kapazitive Spannungseinkopplung auf den Schalteingang. Um diese Einkopplung zu verringern, ist zwischen Leiterschleife und Sekundärwicklung ein Stück Kupferrohr als Schirmung eingefügt. Das Kupferrohr ist direkt mit der Massefläche der Stufe verbunden, so dass der kapazitive Störstrom zur Masse hin abgeleitet wird. Allerdings vergrößert diese Maßnahme die Kapazität der Sekundärspule zur Masse und damit indirekt die Eingangskapazität der Schaltung. Die Eingangskapazität bildet zusammen mit der Streuinduktivität des Übertragers einen Tiefpass, der den Signalanstieg am Eingang begrenzt. Durch den Betrieb mit einer höheren als der für die Auslösung erforderlichen Spannung kann die Eingangskapazität schneller auf die Auslöseschwelle aufgeladen und damit der Effekt einer höheren Eingangskapazität ausgeglichen werden. Um den Eingang gegen transiente Überspannung zu schützen, begrenzen Dioden zur Betriebsspannung und zur Masse die Eingangsspannung. Die Betriebsspannung wird durch einen niederinduktiv angekoppelten Kondensator nahe den Dioden gestützt. Durch die beschriebenen Maßnahmen konnte für das Auslösesignal am Eingang jeder Stufe eine Anstiegszeit von ca. 3,5 ns erzielt werden, was sich als ausreichend erwies.

Da der Schalter nur zum Einschalten benötigt wird, kann das Ausschalten auf jeder Stufe zeitgesteuert nach einer genügend langen Einschaltzeit geschehen. Bild 4 zeigt den zeitlichen Verlauf von Auslösesignal U_{Trigger} , Haltesignal für zeitverzögertes Ausschalten U_{Vzg} und dem Gatesignal U_{Gate} eines MOSFETs. Bedingt durch die Signallaufzeit durch die Auslöse- und Treiberstufe, sowie durch die Speicherung des Einschaltsignals werden die MOSFETs erst nach Ende des Auslösesignals angesteuert. Dieser stufenautarke Schaltablauf trägt dazu bei, dass schaltbedingte Einstreuungen in den Auslösesignalfeld den Schaltvorgang nicht beeinflussen.

Versuche zeigten, dass die Signallaufzeit des Treiberbausteins temperaturabhängig ist. Daher wird der Treiberbaustein auf eine konstante Temperatur von ca. 40 °C aufgeheizt, um die Signallaufzeit konstant zu halten. Die maximale Abweichung der gemessenen Schaltverzögerungen der einzelnen Stufen beträgt ca. 1 ns.

Die Spannungsversorgung der einzelnen Stufen erfolgt ebenfalls transformatorisch über Übertrager mit Ferritkern. Als Primärwicklung dient eine Leiterschleife, entlang der die Ferritkerne der Schalterstufen aufgereiht sind. Die Stufen sind somit in Serie geschaltet. In die primäre Leiterschleife wird zur Versorgung ein Wechselstrom eingepreßt. Die Regelung der pro Stufe aufgenommenen Leistung erfolgt durch Kurzschluss des Stufentrafos mittels einer Hilfswicklung.

Zur ausreichenden Isolation gegenüber Massepotential wird für die Auslöse- und die Versorgungsleiterschleife eine für 30 kV isolierte Leitung verwendet.

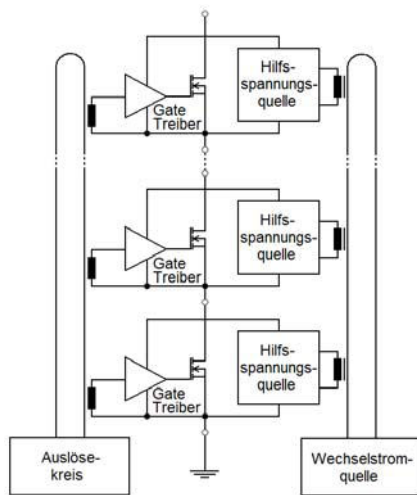


Bild 3: Prinzipschaltbild des MOSFET-Schalters.

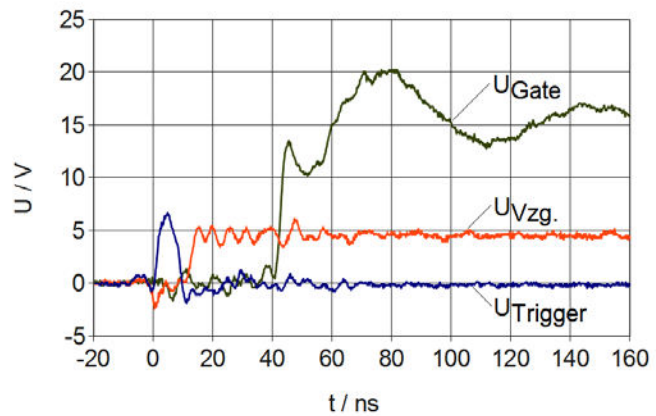


Bild 4: Auslösespannungen an einer Stufe.

4. Schaltungslayout und Aufbau des Stapels

Die verwendeten MOSFETs weisen ein niederinduktives Gehäuselayout mit jeweils mittigem Gate- und Drainanschluss und außen liegenden Source-Anschlüssen auf [2]. Das Gehäuse des Treibers ist ebenso niederinduktiv aufgebaut. Der Ansteuerkreis eines MOSFET stellt mit der Leitungsinduktivität und der wirksamen Gate-Eingangskapazität einen Schwingkreis dar. Aufgrund der niederinduktiven Verbindung zwischen Treiber und Gateanschluss kann auf den üblichen externen Dämpfungswiderstand vor dem Gate verzichtet werden. Die Versorgungsspannung des Treibers wird durch mehrere niederinduktive Kondensatoren gestützt, die mit nur geringer Stromkreislänge niederinduktiv mit der Massefläche verbunden sind.

Die vier Source-Anschlüsse des MOSFETs unterstützen eine Trennung der Massen von Last- und Steuerkreis, um eine galvanische Kopplung zwischen beiden Kreisen zu vermeiden. Der induktive Spannungsabfall über einem für Ansteuer- und Lastkreis gemeinsam genutzten Source-Anschluss könnte sonst als Gegenkopplung wirksam werden und das Durchschalten des MOSFETs verlangsamen. Bild 5 zeigt das Layout der Schaltung mit der unterbrochenen Massefläche im Bereich der Schalt-MOSFETs. Die Drainanschlüsse beider Transistoren sind über eine kurze Streifenleitung miteinander verbunden. Die Kontaktierung der Stufen zueinander erfolgt durch einen ca. 3 cm breiten Kupferkontakt, der mittig auf der Streifenleitung flächig aufliegt. Der nötige Kontaktdruck wird durch eine Verspannung des Stapels erzielt.

Für eine Schalterspannung von 5 kV wurden sieben Baugruppen zu einem Stapel verschaltet. Für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung zwischen den einzelnen Stufen des Stapels sorgt im statischen Fall und beim vergleichsweise langsamen Ladevorgang der pulsformenden Leitung ein ohmscher Teiler mit 2,2 MΩ pro Schalterstufe parallel zu den MOSFETs. Zum Schutz der MOSFETs gegen Überspannung im Fehlerfall wurden Suppressordioden den MOSFETs parallel geschaltet. Die Suppressordioden dienen einerseits dazu, die Ladespannung der pulsformenden Leitung zu begrenzen, falls versehentlich eine zu hohe Ladespannung eingestellt wurde. Andererseits sollen die MOSFETs auch bei einem schnellen Spannungsanstieg gegen Überspannung geschützt sein, falls eine Stufe nicht oder nur verspätet schaltet. Ein verspätetes Schalten kann durch Temperaturunterschiede der Treiber verschiedener Stufen direkt nach dem Einschalten der Hilfsspannung verursacht werden. Die Spannung über einer Suppressordiode im Avalanche-Betrieb ist aufgrund des ohmschen Spannungs-

abfalls über der Diode stromabhängig. Daher wurde für den Normalbetrieb die Stufenspannung auf 800 V begrenzt, um im Fehlerfall noch Spielraum bis zur maximal zulässigen Drain-Source-Spannung zu haben. Für die Begrenzung auf 800 V wurden zwei Suppressordioden zu je 400 V in Serie geschaltet. Durch Parallelschaltung mehrerer Dioden kann der Strom durch eine Diode entsprechend der Anzahl reduziert werden, um den Spannungsabfall über der Stufe zu reduzieren. Bild 7 zeigt den Spannungsabfall über 1 und 4 parallel geschaltete Suppressordioden. Mit vier Dioden mit 800 V Ansprechspannung kann die Spannung über einer Stufe bei 100 A auf weniger als 1000 V begrenzt werden.

Die Streukapazitäten zwischen den einzelnen Baugruppen werden beim Schalten entladen. Geringe Streukapazitäten sind sowohl im Hinblick auf die gespeicherte Energie und den damit verbundenen Entladestromimpuls als auch für eine verringerte kapazitive Kopplung zwischen den Baugruppen vorteilhaft. Der Abstand der Baugruppen im Stapel wurde zu 10 mm gewählt bei einem Mindest-Isolationsabstand 3 mm an der Sekundärwicklung des Auslösetrafos. Die Baugruppenunterseite und große Teile der Oberseite sind mit Masseflächen versehen, die wie bereits beschrieben nur im Bereich der Leistungstristoren unterbrochen sind. Die unterseitige Massefläche dient als Schirmung. Gleichzeitig vergrößert sie zusammen mit der oberseitigen Massefläche die Kapazitäten der Signalleitungen zu Masse und hilft zusammen mit einem niederohmigen Entwurf kapazitive Einstreuungen zu verringern. Auf das Einfügen einer zusätzlichen Schirmung zwischen den Stufen konnte verzichtet werden.

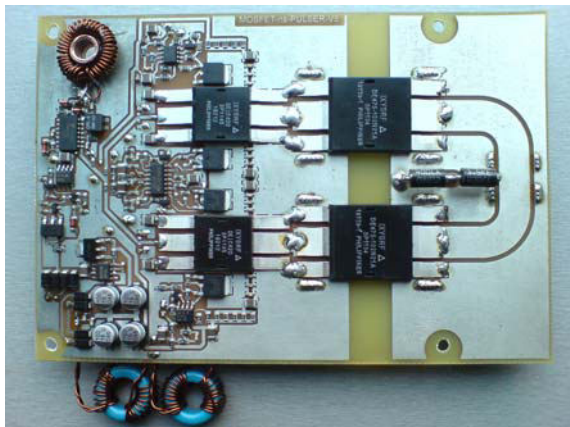


Bild 5: Schaltungslayout einer Stufe.



Bild 6: Gestapelte Stufen.

5. Versuchsaufbau zur Erprobung des MOSFET-Schalters

Zur Erprobung des MOSFET-Schalters wurde eine Blumlein-Anordnung aufgebaut. Als pulsformende Leitung wurde eine Koaxialleitung des Typs RG213 gewählt. Der Schirm wurde genau mittig unterbrochen, um zwei Pulsleitungen mit der Anschlussmöglichkeit für die Last zu schaffen. Bild 8 zeigt das Prinzipschaltbild des Aufbaus. Die Spannung über der Last wurde mittels eines 4 kV-Tastkopfs mit 1,2 ns Anstiegszeit gemessen. Der Strom durch einen Schalter wurde mittels eines Shuntwiderstands erfasst. Bild 9 zeigt Spannung und Strom am MOSFET-Stapel für unterschiedliche Stufenanzahlen.

Der Shunt wurde niederinduktiv als koaxialer Messwiderstand aufgebaut (Bild 10) [4]. Er enthält 24 kreisförmig angeordnete parallel geschaltete SMD-Widerständen zu je 2,4 Ohm mit einer koaxialen Stromrückführung. Der Messsignalabgriff erfolgt mittels einer zentrisch angeordneten SMA-Buchse so, dass in der Anschlussleitung idealerweise keine Störspannung induziert wird. Bild 11 zeigt das frequenzabhängige Übertragungsverhalten bis $f = 1$ GHz. Da die Masseanschlüsse von Shunt und Tastkopf

an unterschiedlichen Enden der pulsformenden Leitung 1 angeschlossen sind, wurden um die Anschlussleitung des Tastkopfs mehrere Klappferrite gelegt, um Mantelströme zu reduzieren.

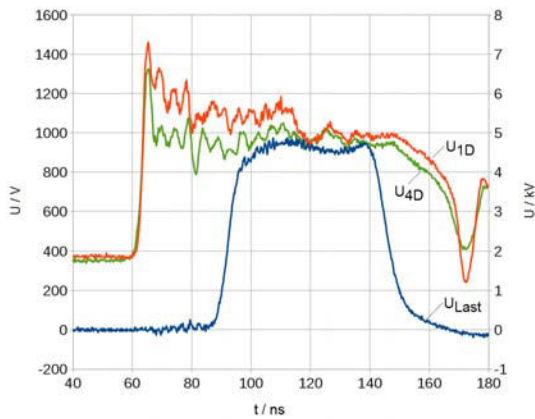


Bild 7: Spannungsbegrenzung durch eine und vier parallel geschaltete Suppressordiodenstapel (2x 400V).

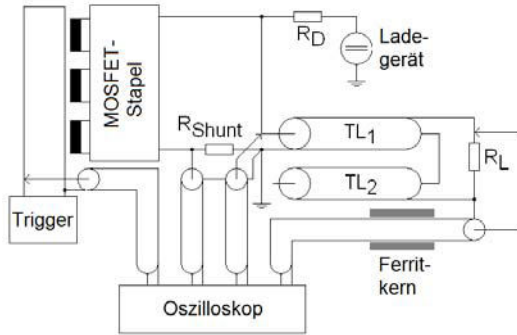


Bild 8: Versuchsaufbau zur Vermessung des MOSFET-Stapels.

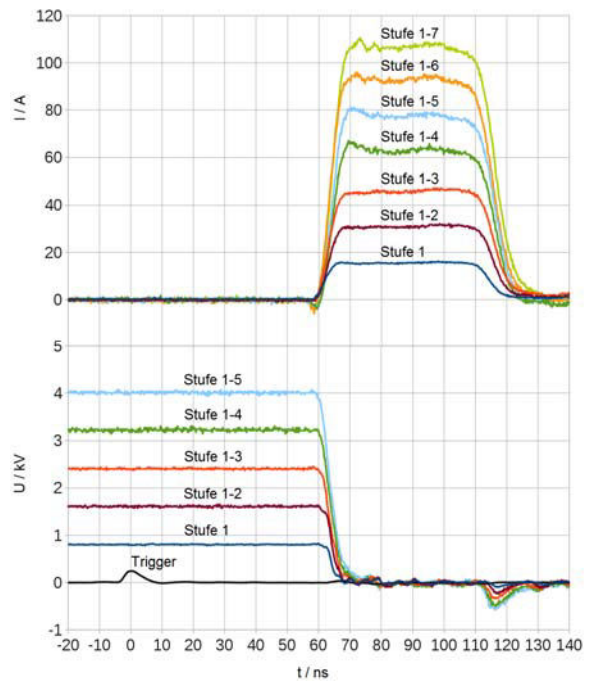


Bild 9: Spannung und Strom am MOSFET-Stapel für unterschiedliche Stufenanzahlen.



Bild 10: Koaxialer Messwiderstand.

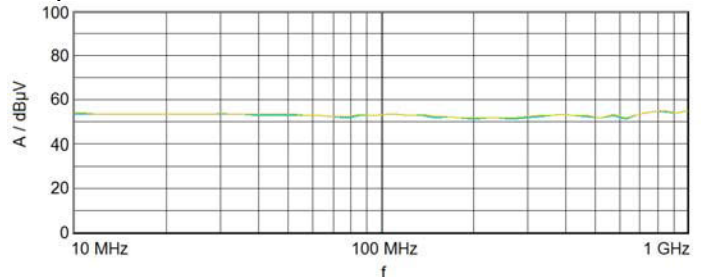


Bild 11: Frequenzverlauf der Abschwächung des koaxialen Messwiderstands.

6. Blumlein-Generator

Bei einem Leitungspulsgenerator in Blumleinanordnung liegt die Last zwischen beiden Schirmen. Daher muss das Potential des nicht geerdeten Schirms während des Pulses auf die Pulsamplitude angehoben und dazu die Erdstreukapazitäten des Schirms geladen werden. Ein Schalter am gegenüberliegenden Leitungsende nimmt dann ebenfalls das Schirmpotential an. Wenn beide Pulsleitungen parallel geführt sind, bildet sich zwischen den beiden Schirmen eine weitere Leitung aus, die als Paralleldrahtleitung beschrieben werden kann. Da die Paralleldrahtleitung parallel zum Lastwiderstand liegt, muss für den Leitungsabschluss der Blumleinanordnung die Parallelschaltung aus Lastwiderstand und Leitung berücksichtigt werden. Damit dabei der Wert des Lastwiderstands nicht zu weit vom Wellenwiderstand der

pulsformenden Leitungen abweicht, ist es wünschenswert, einen möglichst großen Wellenwiderstand zu wählen. Damit ist die Paralleldrahtleitung bezüglich des Lastwiderstands fehlangepasst mit einem Reflexionsfaktor $r_U < 0$. Das gegenüberliegende Ende ist offen ($r_U = 1$). Somit sind die Bedingungen für eine Wanderwellenschwingung auf der Paralleldrahtleitung gegeben. Diese Schwingung wird mit der Pulsamplitude am Lastwiderstand angeregt. Die Reflexion am offenen Ende bewirkt eine Spannungsverdopplung, die die Isolation zwischen beiden Schirmen beansprucht. Der Einbau eines Abschlusswiderstands entsprechend dem Wellenwiderstand der Paralleldrahtleitung vermeidet eine Reflexion und damit sowohl die Spannungsverdopplung als auch die nachfolgende Wanderwellenschwingung.

Statt die Pulsleitungen parallel zu führen, können sie auch einzeln auf einem Zylinder platzsparend aufgewickelt werden. Bei dieser Anordnung bewirkt eine kapazitive Kopplung zwischen zwei benachbarten Windungen, dass der Schirm der Leitung nahezu als Ganzes und zusätzlich der Schalter S_2 als Kapazität gegen Masse wirksam ist. Ohne die äußere Isolation zu entfernen kann die Kopplung verbessert werden, indem ein Kupferblech um die pulsformende Leitung TL_2 herumgelegt wird. Die gebildete Kapazität kann mittels Ferritkernen um das lastwiderstandsnahe Ende der Leitung TL_2 vom Lastwiderstand entkoppelt werden. Diese Ferrite behindern nicht die Entladung der Leitung TL_2 , da dieser Pulsstrom für die Ferrite ein Gegentaktsignal darstellt und somit kein Magnetfeld im Ferritkern aufgebaut wird. Die nutzbare Bandbreite der Ferrite ist begrenzt. Die Entkopplung ist daher für höhere Frequenzanteile zunehmend unwirksam.

Versuchsweise wurde das Kupferblech geerdet. Bild 12 zeigt die Spannung über dem Lastwiderstand U_{Last} , den Strom durch Schalter S_1 I_{S1} , sowie die Spannung am Kupferblech U_{Bl} bei geerdetem Blech. Nach Pulsende bildet sich eine Schwingung zwischen dem geerdeten Blech und dem Ferritkern aus, die einen Strom über den Lastwiderstand und den Shunt treibt. So beträgt beispielsweise bei $t = 350$ ns der Scheitelwert des Stroms 4 A, was einem Spannungsabfall von 400 V über dem Lastwiderstand entspricht. Fügt man zwischen dem Kupferblech und Masse einen Dämpfungswiderstand ($R_D = 220$ Ohm) ein, ist diese Schwingung bedämpft, jedoch wird das Blech während des Pulses auf ca. 1,8 kV aufgeladen (Bild 13).

Bild 14 zeigt eine Messung, bei der zusätzlich der Schalter S_2 angeschlossen, aber nicht geschaltet wurde. Im Vergleich zu Bild 13 zeigt das Stromsignal eine Schwingung, die durch die Schalterkapazität von S_2 verursacht wird. Beim Betrieb als Schließschalter hat die Schalterkapazität keinen Einfluss auf den Pulsverlauf, sofern der Schalter den Entladestrom dieser Kapazität zusätzlich schalten kann.

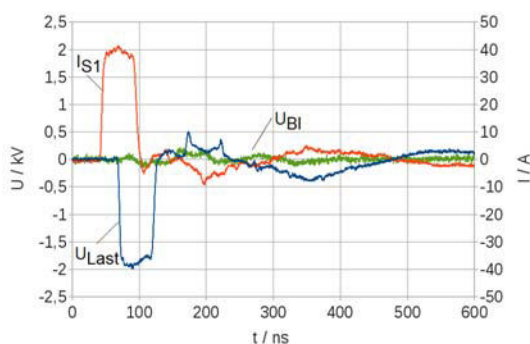


Bild 12: Kupferblech um aufgewickelte TL_2 gelegt und geerdet; S_2 nicht eingebaut.

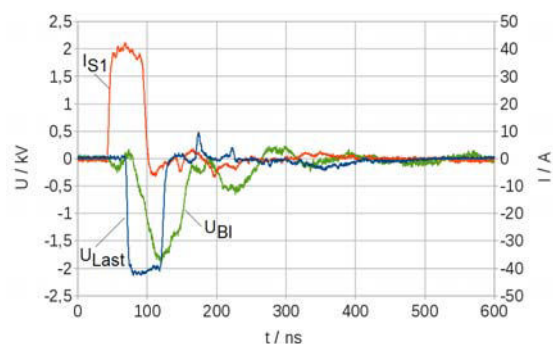


Bild 13: Kupferblech um TL_2 über Dämpfungswiderstand geerdet; S_2 nicht eingebaut.

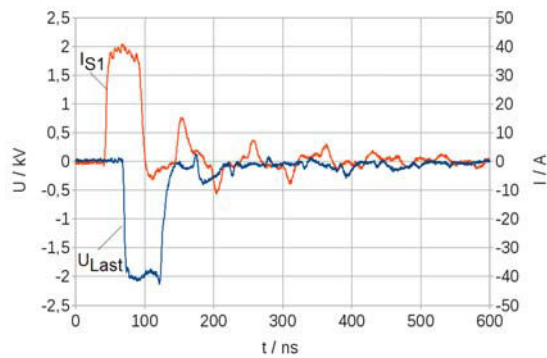


Bild 14: Schirm über Dämpfungswiderstand geerdet, S_2 eingebaut, aber dauerhaft offen

Die Bilder 15 und 16 zeigen Beispiele für den Betrieb mit beiden Schließschaltern. Bild 15 zeigt verschiedene Spannungsverläufe über der Last für unterschiedliche Schaltzeitpunkte der beiden Schalter und Ladespannungen von 2 kV und 3,5 kV. Bild 16 zeigt das Abklingen der Stromschwingung beispielhaft für eine Pulsbreite von 20 ns. Die gemessene Abklingzeitkonstante beträgt etwa 1 μ s.

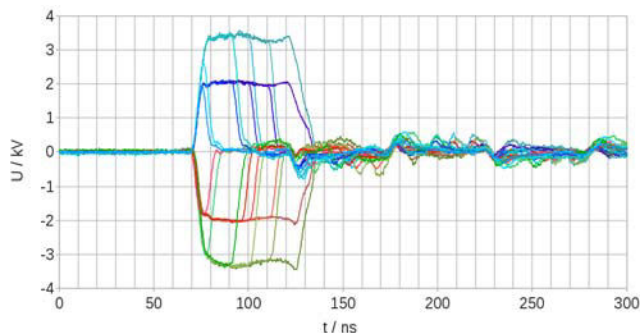


Bild 15: Spannung über der Last bei verschiedenen Schaltzeiten

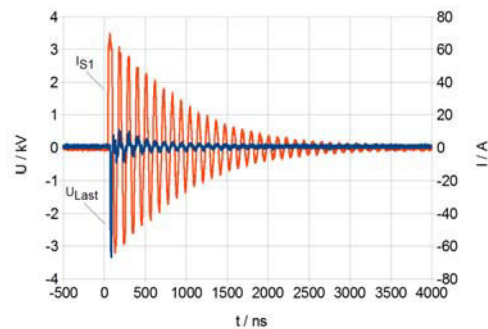


Bild 16: Pulsbreite $dt = 20$ ns: Stromschwingung

7. Zusammenfassung

Der kaskadierte Betrieb von MOSFETs erfordert eine exakte Synchronisation aller Stufen. Dies wird durch ein schnell ansteigendes Auslösesignal und eine zeitlich konstante Signallaufzeit jeder Stufe erzielt. Eine niederinduktive Ansteuerung der MOSFETs, die auch eine Trennung der Massefläche in Leistungs- und Signalmasse beinhaltet, ist erforderlich für schnelle Schaltzeiten. Die Parallelschaltung von Suppressordioden dient als Überspannungsschutz für jede Stufe.

Insbesondere beim Betrieb mit zwei Schaltern bewirkt die Schalterkapazität des hochohmigen Schalters Stromschwingungen. Eine Gegenmaßnahme wäre der Aufbau mit geringerer Schalterkapazität, wie er z.B. durch Verzicht auf die Suppressordioden erreicht werden könnte.

Beim Betrieb in einer Blumlein-Anordnung mit aufgewickelten Koaxialleitungen kann die Erdstreukapazität einer Leitung mittels Ferriten von der Last entkoppelt werden.

8. Literatur

- [1] H. Bluhm, Pulsed Power Applications, Springer, Berlin-Heidelberg, 2006
- [2] IXYS RF: Datasheet for MOSFET 475-102N21A-00, Doc #9200-0247, Rev 6, 2009, online available at http://www.ixyscolorado.com/index.php/product-support/doc_download/77-475-102n21a-00-datasheet, retrieved Oct. 2012.
- [3] M. Sack, S. Keipert, M. Hochberg, M. Greule, G. Mueller, "Design Considerations for a Fast Stacked-MOSFET Switch", IEEE Trans. Plasma Science, Vol. 41 Iss. 10, Oct. 2013, pp. 2630-2636, DOI 10.1109/TPS.2013.2267395.
- [4] A. Schwab: Hochspannungsmesstechnik, Springer, Berlin-Heidelberg, 1981