

Entwurf und Validierung eines diskreten Infrarot LED-Treibers für die Charakterisierung von ToF-Kameras

Bachelor-Thesis

Fachhochschule Dortmund
Fachbereich Elektrotechnik

Erstprüfer:	Prof. Dr.-Ing. Michael Karagounis
Zweitprüfer:	Dr.-Ing. Wolfram Budde
Autor:	Florian Wenske
Abgabedatum:	-

Kurzzusammenfassung

Entwurf und Validierung eines diskreten Infrarot LED-Treibers für die Charakterisierung von ToF-Kameras

Im Rahmen dieser Bachelorthesis wird ein Infrarot LED-Treiber auf Basis eines PCBs entwickelt, welcher anschließend charakterisiert wird. Die Hauptbestandteile der Schaltung bilden ein MOSFET und eine High-Power IR-LED. Der Fokus liegt hierbei auf der Analyse des zeitlichen Verhaltens der Lichtemission der LED, um die Eignung dieser Schaltung für ToF-Kameras zu untersuchen. Die vorliegenden Messergebnisse werden mithilfe von Simulationen reproduziert, um eine Grundlage für die genauere Prüfung der Einflussfaktoren zu erhalten.

Abstract

Design and validation of a discrete infrared LED driver for the characterisation of ToF cameras

In this bachelorthesis a PCB based infrared LED driver is developed and characterized. The main components of this circuit consist out of a MOSFET and a high power LED. The main focus is on the temporal behavior of the LED's light emission, to evaluate suitability for application in ToF cameras. Simulations are performed to reproduce the on hand measurement results to have a basis for pointing out the influencing factors.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit eigenständig und ohne fremde Hilfe angefertigt habe. Textpassagen, die wörtlich oder dem Sinn nach auf Publikationen oder Vorträgen anderer Autoren beruhen, sind als solche kenntlich gemacht.

Die Arbeit wurde bisher keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch noch nicht veröffentlicht.

Ort, Datum

Unterschrift

Inhalt

1	Abkürzungen	6
2	Grundlagen	7
2.1	Einleitung	7
2.2	Anforderungen	7
2.3	Time-of-Flight-Kamera	8
2.3.1	Einführung	8
2.3.2	Funktionsprinzip	8
2.3.3	Gepulstes Messverfahren	9
2.4	Wellenspektrum	11
2.5	Hardware	12
2.5.1	Emitter	12
2.5.2	Treiber	15
3	Schaltung und Dimensionierung	16
3.1	Gate-Treiber	17
3.2	Arbeitspunkt LED	18
3.3	MOSFET, Low-Side	19
3.4	MOSFET, High-Side	20
3.5	DC-Betriebsspannungen	20
4	Platinen-Entwurf	21
4.1	Altium Designer	21
4.2	Bibliothek erstellen	21
4.2.1	PCB library file - Footprint	21
4.2.2	Schematic library file - Schaltsymbol	22
4.3	Schaltplan	22
4.4	Routing und Layout	24
5	Betriebserprobung	26
5.1	Messaufbau und Inbetriebnahme	26
5.2	Untersuchung des zeitlichen Verhaltens	28
5.2.1	Low-Side	28
5.2.2	High-Side	29
5.2.3	Längere Pulse	29
5.3	Einfluss der Messmittel	31
5.4	Fazit der Betriebserprobung	33
6	Analyse der Messergebnisse mithilfe von Simulationen	34
6.1	Extraktion der parasitären Effekte des PCB	34
6.1.1	Berechnung der LC Werte mit TI Analog Engineer's Calculator	35
6.1.2	Berechnung mit Mentor HyperLynx	37
6.1.3	Wellenwiderstand beeinflussen - Berechnung mit AppCAD	39
6.2	Schaltungssimulation	42
6.2.1	Signalintegritäts-Simulation mit HyperLynx	42
6.2.2	Simulation mit Altium Designer	45

6.3 Messfehler.....	57
6.4 Fazit der Analyse	59
7 Fazit.....	60
8 Ausblick	60
Abbildungsverzeichnis	61
Tabellenverzeichnis	62
Literaturverzeichnis.....	62
Anhang	64

1 Abkürzungen

CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CW	Continuous Wave
DC	Direct Current
EDA	Electronic Design Automation
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FET	Field Effect Transistor
GND	Ground
HS	High-Side
IBIS	Input/Output Buffer Information Specification
IC	Integrated Circuit
IR	Infrarot
LED	Light Emitting Diode
LS	Low-Side
MOS	Metal-Oxide Semiconductor
PCB	Printed Circuit Board
SMA	Sub-Miniature-A
SMD	Surface-Mounted Device
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
THT	Through-Hole Technology
ToF	Time-Of-Flight
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser
VIA	Vertical Interconnect Access

2 Grundlagen

2.1 Einleitung

Diese Arbeit behandelt die Entwicklung einer Treiberschaltung für eine Infrarot (IR)-Lichtquelle mit anschließender Charakterisierung, um Erkenntnisse über die Einsetzbarkeit in einer Time-of-Flight (ToF)-Kamera zu gewinnen.

Um eine genaue Entfernungsmessung des Kamerasystems mittels ToF-Verfahren zu erhalten, hat der hier behandelte Treiber im Zusammenspiel mit einer Infrarot-LED die Aufgabe, verzögerungs- und verzerrungsarme Lichtpulse zu generieren. Mit der fertig aufgebauten Schaltung werden Messungen durchgeführt, um die Qualität der generierten Lichtpulse beurteilen zu können. Neben elektrischen Messungen am Treiber wird auch der Lichtpuls messtechnisch erfasst und ausgewertet. Bei ausreichender Leistung wird der Einsatz des Treibers für die Charakterisierung eines optischen Empfängers in Erwägung gezogen, der dazu verwendet werden soll, die Synchronisierung des Einschaltzeitpunktes zwischen Lichtquelle und Sensorlogik einer ToF-Kamera zu verbessern. Ziel ist es, durch die Detektion des Einschaltzeitpunktes der Lichtquelle, temperaturbedingte Variationen durch eine angepasste Ansteuerung des Sensor-Arrays der ToF-Kamera zu kompensieren und eine Verbesserung der Messgenauigkeit beim Abstand zum Objekt auf 1 cm ohne Kalibrierung zu erreichen.

2.2 Anforderungen

Die ToF-Kamera muss mit einem IR-Emitter inklusive vorgeschalteter Treiberstufe ausgestattet werden. Es soll eine höhere Messgenauigkeit als mit dem in der Kamera vorhandenen System erreicht werden. Für die Treiberstufe und den Emitter (hier: LED) gelten folgende Anforderungen:

- Emittieren von Lichtwellen mit 850 nm Länge
- Gepulster Betrieb mit einer Pulsdauer von ca. 20...30 ns
- Konstanz der optischen Energie möglichst über die gesamte Pulsdauer
- Steile Anstiegs- und Abfallzeiten bei Schaltvorgängen
- Konform mit Automotive-Sicherheitsstandards

2.3 Time-of-Flight-Kamera

2.3.1 Einführung

Die Time-of-Flight-Technologie revolutioniert das maschinelle Sehen durch den Einsatz eines kostengünstigen CMOS-Bildsensors im Zusammenspiel mit einer modulierten Lichtquelle. Die kompakte Bauweise, eine einfache Handhabung und eine hohe Genauigkeit, Auflösung sowie Bildrate machen ToF-Kameras attraktiv für ein breit gefächertes Anwendungsspektrum. [1]

2.3.2 Funktionsprinzip

Eine Szene oder ein Objekt wird mit einer modulierten Lichtquelle beleuchtet. (Abbildung 1) Die Phasenverschiebung zwischen ausgestrahltem und reflektiertem Licht wird ermittelt und in eine Entfernung umgerechnet.

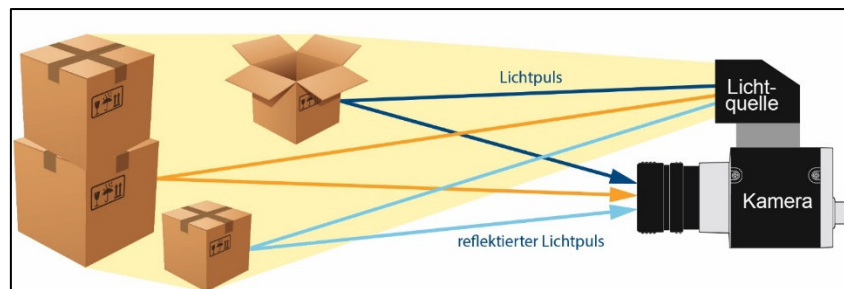


Abbildung 1: Reflexion von Lichtpulsen an Objekten unterschiedlicher Entfernungen, Schema [2]

Typischerweise dient eine Laserdiode oder eine LED mit einer Wellenlänge im nahen Infrarotbereich (z.B. 850 nm) als Lichtquelle und ist damit beinahe unsichtbar für das menschliche Auge. Ein Bildsensor mit einer auf das ausgesendete Lichtspektrum abgestimmten Empfindlichkeit empfängt das Licht und wandelt die Photonenenergie in ein Signal um. Das einfallende Licht besteht aus einem Anteil Umgebungslicht und aus dem reflektierten Anteil. Die Entfernungsinformation ist hierbei nur im reflektierten Licht enthalten. Das Umgebungslicht ist eine störende Komponente und ist damit signaltechnisch als Rauschsignal zu betrachten. Ein hoher Anteil an Umgebungslicht beeinflusst das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. Signal To Noise Ratio, SNR) negativ, somit sinkt also die Qualität des Signals. [1]

Dieses Verfahren findet simultan in jedem Pixel des Kamerasensors statt und erlaubt dadurch die Reproduktion eines dreidimensionalen Bildes. Mit einer solchen Sensorik lassen sich also auch gerade komplexe Bewegungsabläufe erfassen.

Um die Phasenverschiebung zwischen ausgesendetem Licht und Reflexion zu bestimmen, gibt die Lichtquelle entweder gepulstes Licht als Rechtecksignal oder kontinuierliches Licht mit

einer sinusförmigen Modulation aus. Ersterer Ansatz erlaubt eine einfache Realisierung mit digitalen Schaltungen. [1]

2.3.3 Gepulstes Messverfahren

Der generierte Lichtpuls wird an einem Objekt mit dem Abstand L reflektiert und schließlich von einem neben der Lichtquelle befindlichen Sensor empfangen. (Abbildung 2a))

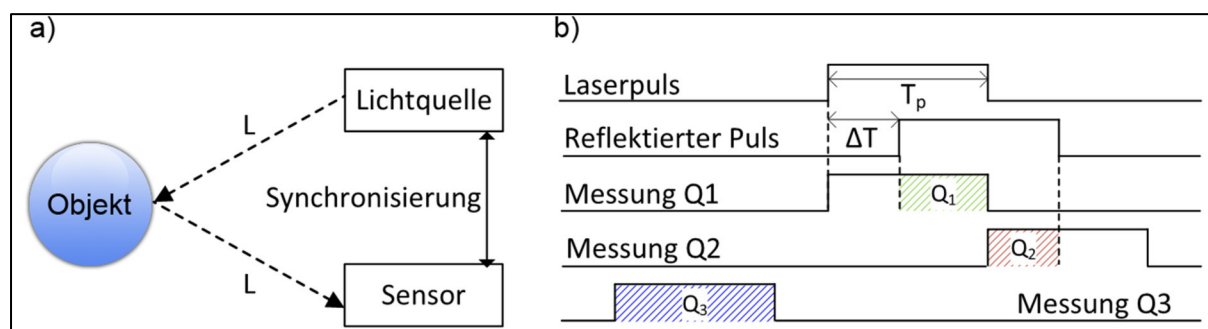


Abbildung 2: a) Prinzip der Distanzmessung b) Durch den reflektierten Puls generierte Ladung $Q_1 \dots Q_3$ [3]

Der Weg D , den der Lichtstrahl während der Laufzeit ΔT zurücklegt ist:

$$D = 2 * L$$

Der Abstand L zwischen Sensor mit Lichtquelle und dem Objekt kann aus einer Zeitmessung berechnet werden:

$$L = \frac{1}{2} * c_0 * \Delta T$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit ist.

Bei der 3D-Kamera besteht der Sensor aus in einem Raster angeordneten lichtempfindlichen Elementen (Pixelmatrix), die das empfangene Licht in elektrische Signale wandeln. Die Lichtquelle und Empfangseinheit werden dabei von einer zentralen Steuereinheit synchronisiert. Die Informationen aus der Pixelmatrix werden von ihr ausgelesen.

Bei diesem Messverfahren werden Lichtpulse mit einer festen Dauer T_p verwendet. Der jeweils reflektierte Lichtpuls trifft auf den Sensor auf und erzeugt dort elektrische Ladungen in den einzelnen Pixeln der Matrix. Es werden hierbei zwei aufeinanderfolgende Messungen durchgeführt, wobei die gespeicherten Ladungen über das Zeitfenster T_p ausgelesen werden. In Abbildung 2b) ist ersichtlich, dass die Messung der Ladung Q_1 synchron zum Lichtpuls stattfindet. Die zweite Ladung Q_2 wird anschließend aufgenommen. Durch elektronische Shutter kann der Lichtdurchlass zu den Pixeln bzw. die Ladungssammlung aktiviert oder deaktiviert werden. Je größer die Laufzeit des Lichtes ΔT im Verhältnis zur Pulsdauer T_p ist,

desto größer wird der Teil der Gesamtladung, welcher bei der zweiten Messung (Q_2) ausgelesen wird. Hierfür gilt folgender Ausdruck.

$$\frac{\Delta T}{T_p} = \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2}$$

Der Abstand L zum Messobjekt kann mithilfe der Laufzeit ΔT durch den Ausdruck

$$L = \frac{c_0}{2} * \Delta T = \frac{c_0}{2} * T_p * \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2}$$

ermittelt werden.

Während jeder Messung fällt auch Umgebungslicht auf den Sensor ein, welches die Messwerte verfälscht. Um diesen Effekt zu kompensieren, wird eine dritte Messung bei inaktiver Lichtquelle mit ebenfalls der Dauer T_p durchgeführt. Unter der Annahme, dass die Intensität des Umgebungslichtes nur langsam schwankt, kann die Ladung Q_3 der dritten Messung von den Ladungen Q_1 und Q_2 subtrahiert werden. Es ergibt sich ein neuer Ausdruck für den Abstand L zum Messobjekt.

$$L = \frac{c_0}{2} * T_p * \frac{Q_2 - Q_3}{Q_1 + Q_2 - 2 * Q_3}$$

Der Sensor besitzt neben der Pixelmatrix noch weitere Elektronik, die Aufgaben wie die Auslesung und Digitalisierung der Messwerte und die Synchronisation zwischen Lichtquelle und Empfangsteil übernimmt. Eine zentrale Kontrolllogik steuert den Ablauf der Messung, wobei Pulse für die Lichtquelle generiert und zum externen Treiberbaustein der Lichtquelle geführt werden. Die Pulsmuster für die Shutter zur Durchführung der Ladungsmessungen Q_1 bis Q_3 werden generiert. Da die Ladung nach jedem Zyklus auch wieder entfernt werden muss, wird am Ende jeder erfolgten Messung ein Reset-Signal erzeugt. Zur Erreichung einer höheren Empfindlichkeit werden meist mehrere Messzyklen durchlaufen und dabei die Ladungsmenge akkumuliert, bis die Auslesung durchgeführt wird. [3]

2.4 Wellenspektrum

Die spätere Anwendung der hier behandelten Lichtquelle soll zur Gestenerkennung im Automobil eingesetzt werden. Es wird Licht in einem Wellenlängenbereich verwendet, welches im nahen Infrarotbereich liegt und für das menschliche Auge nahezu unsichtbar ist. Abbildung 3 zeigt das sichtbare Lichtspektrum zwischen den unsichtbaren Bereichen des UV -und IR-Lichtes.

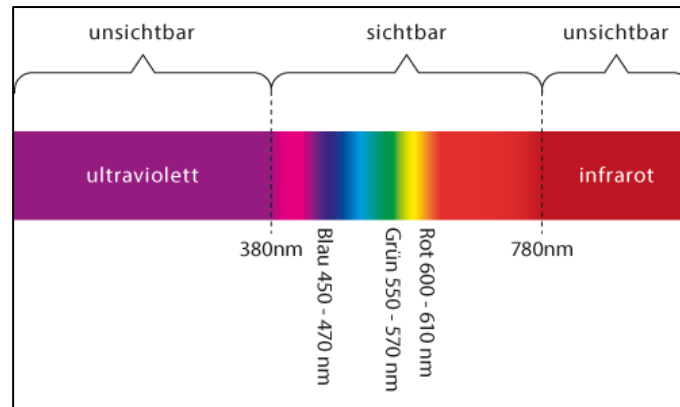


Abbildung 3: Sichtbares Lichtspektrum mit benachbarten UV- und IR-Bereichen [4]

Die Photonen der ausgesendeten Lichtwelle besitzen eine Energie in Abhängigkeit der Wellenlänge. Mit steigender Wellenlänge nimmt die Energie ab. Der Sensor, auf den die Photonen der Lichtwellen auftreffen, hat zudem nur für eine bestimmte Wellenlänge oder genauer für ein bestimmtes Spektrum eine erhöhte Empfindlichkeit. Das System muss also so ausgelegt werden, dass die von der Lichtquelle emittierten Lichtwellen mit dem Wellenlängenbereich übereinstimmen, bei dem der Sensor eine hohe Empfindlichkeit besitzt. Um gleichzeitig der Anforderung der Unsichtbarkeit des Lichtes gerecht zu werden, ergibt sich ein geeigneter Wellenlängenbereich von ungefähr 850...1000 nm.

2.5 Hardware

2.5.1 Emitter

Grundsätzlich hat die Lichtquelle die Aufgabe, das Licht, von dem die Lichtlaufzeit gemessen wird, auf das Objekt zu werfen, bevor es schließlich reflektiert und auf den lichtempfindlichen Sensor auftrifft. Zwei Arten von Lichtquellen kommen aufgrund ihrer Eigenschaften für diese Anwendung in Betracht.

Zum einen existieren LEDs, die in dem benötigtem Wellenlängenbereich arbeiten und zum anderen eignen sich auch Laserdioden für die Emittierung dieser Lichtwellen. Das VCSEL-Array (engl. Vertical-Cavity Surface Emitting Laser) stellt hierbei eine spezielle Form der Laserdiode dar.

Laserdiode und VCSEL-Array werden zwar kurz erläutert, jedoch fokussiert sich dieser Bericht auf eine Schaltung, die mit einer LED arbeitet.

2.5.1.1 Leuchtdiode

Die LED ist ein lichtemittierendes Halbleiter-Bauelement. Wenn sie von einem Strom in Durchlassrichtung durchflossen wird, entsteht sichtbares Licht. Es wird also elektrische Energie in Lichtenergie umgewandelt. LEDs bestehen aus Verbindungshalbleitermaterial, wie zum Beispiel Galliumarsenit (GaAs), Galliumarsenidphosphid (GaAsP) oder Galliumphosphid (GaP). Es wird ein n-dotierter Grundkristall erzeugt, worauf eine stark dotierte, etwa $1\mu\text{m}$ starke p-Zone aufgebracht wird. Die starke Dotierung der p-Zone sorgt für eine große Löcherdichte (Elektronenmangel). Die Arbeitsweise wird mit dem Bändermodell der Physik erklärt: Im n-dotierten Halbleitermaterial befinden sich freie Elektronen im Leitungsband. [5] Das Energieniveau der Elektronen im Leitungsband E_C ist höher als das des Valenzbandes E_V . Fällt nun ein Elektron vom Leitungsband ins Valenzband zurück (Rekombination), gibt es eine Energiedifferenz

$$E_{phot} = \Delta E = E_C - E_V,$$

die in Form eines Lichtpulses abgegeben wird. Die Wellenlänge hierbei ist abhängig vom Abstand zwischen Leitungsband und Valenzband, was die folgende Formel zeigt: [5]

Das Photon wird mit einer Frequenz von

$$f = \frac{(E_C - E_V)}{h}$$

emittiert, wobei h dem planckschen Wirkungsquantum entspricht und aus $E_C - E_V$ der Energieabstand der Bänder berechnet werden kann.

Die Wellenlänge ist folglich

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist.

Die durch Rekombination freiwerdende Lichtenergie in Form der Photonen wird spontane Emission genannt. Der Abstand $E_C - E_V$ lässt sich durch die Wahl des Halbleitermaterials festlegen. Das Material bestimmt also die Wellenlänge.

Durch Zufuhr von Strom werden die Elektronen in der LED zur spontanen Lichtemission angeregt. In einem weiten Bereich ist die Lichtemission proportional zur Stromstärke. Da sich LEDs fast trägheitslos ansteuern lassen, eignen sie sich hervorragend für Anwendungen mit moduliertem Licht. [6] Diese Eigenschaft kommt der Forderung nach verzögerungsarmen Lichtpulsen in diesem Projekt zugute.

2.5.1.2 Laserdiode (Halbleiterlaser)

Der LASER (engl.: Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) nutzt stimulierte Emissionen von Photonen für die Abstrahlung von Licht. Ein durch spontane Emission entstandener Lichtpuls trifft auf das Halbleitermaterial auf und stimuliert ein im Leitungsband befindliches Elektron zur Rekombination und damit zur Aussendung eines weiteren Photons. Hierbei sind bei den ausgesendeten Photonen Wellenlänge, Phasenlage und Ausbreitungsrichtung gleich. Damit stimulierte Emission im Halbleiter relativ häufig auftritt, muss das Leitungsband sehr viel mehr Elektronen als das Valenzband aufweisen. Durch Zufuhr elektrischer Energie werden zahlreiche Elektronen vom Valenzband in das Leitungsband angehoben und stehen somit zur Rekombination zur Verfügung. Um den Effekt zu verstärken, wird ein Resonator als optischer Verstärker verwendet. Dieser besteht aus einem undurchlässigen und einem halbdurchlässigen Silizium-Spiegel, die planparallel zueinander angeordnet sind. Durch diesen Aufbau wird ein Teil des Lichtes ausgekoppelt und ein anderer Teil reflektiert. Innerhalb des Resonators, also zwischen den Spiegeln, bildet sich eine stehende Welle. Da die Lichtemission die gleiche Phasenlage besitzt, wird das Licht bei jeder Reflexion verstärkt. Der Vorgang wird durch das austretende Licht durch den halbtransparenten Spiegel gedämpft. Ist der Betriebsstrom richtig eingestellt, stellt sich ein Gleichgewicht im Resonator ein. Der austretende Lichtanteil ist das Nutzlicht. [6]

2.5.1.2.1 VCSEL-Array

Ein VCSEL-Emitter oder -Array ist eine spezielle Art von Laserdiode, die das Licht senkrecht zur Halbleiter-Ebene abstrahlt, während es sich bei konventionellen Laserdioden um Kantenemitter handelt. Merkmale, die VCSEL-Arrays im Vergleich zu Kantenemittern qualifizieren, sind bessere Strahlqualität und niedrigere Herstellungskosten. Die maximal mögliche Ausgangsleistung wird aufgrund der hohen Baudichte meist durch die realisierte Wärmeabfuhr limitiert. [7] Unter diesen Aspekten stellt das VCSEL-Array für diese Anwendung eine interessante Alternative zu LEDs und Laserdioden dar. Auch gibt es bereits vollintegrierte Treiber-Emitter-Bausteine, die ein hohes Potential an Schaltgeschwindigkeit ausschöpfen und den Aufbau der Platine stark vereinfachen.

Da Laserstrahlung potenziell gefährlich für das menschliche Augen ist und spezielle Augenschutzbestimmungen für Experimente eingehalten werden müssen, werden im Rahmen dieser Arbeit zunächst ausschließlich LEDs als Lichtquellen eingesetzt.

2.5.2 Treiber

Um einen Verbraucher wie beispielsweise eine LED oder Laserdiode gezielt zu steuern, wird eine Verstärkerschaltung, auch Treiber genannt, benötigt. Zunächst wird ein Steuersignal mit geringer Treiberstärke vom Kamera-Chip generiert. Der Treiber hat nun die Aufgabe, das Leuchtmittel mit möglichst wenig Verzögerung einzuschalten und bei Abfallen des Signals mit möglichst wenig Verzögerung wieder auszuschalten. Es ergeben sich zwei Zustände, nämlich an und aus, weshalb sich diese Art von Verstärker als Schaltverstärker klassifizieren lässt. Hier ist eine große Flankensteilheit gefordert, um die spätere Lichtlaufzeitmessung möglichst präzise zu ermöglichen. Steile Signalflanken erzeugen aber zugleich auch hohe Störaussendungen, [8] welche sich negativ auf die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) des Systems auswirken können. Dieser Aspekt sollte in Entwicklungen nicht vernachlässigt werden, da mitunter im Automotive-Bereich strenge EMV-Normen zu erfüllen sind. Ein EMV-optimiertes Design ist also folglich von Beginn an anzustreben, um spätere wesentliche Designänderungen aufgrund von möglicher Nonkonformität vermeiden zu können. Durch einen hohen Integrationsgrad von Treiber und Emitter wird ein problematischer Bereich, nämlich die Zuleitung zwischen Treiber und Emitter kurzgehalten, was die sensitive Koppellänge auf ein Minimum reduziert. Auch bei der Leiterbahngestaltung wird darauf geachtet, stromführende Leiterbahnen möglichst kurz auszulegen.

2.5.2.1 MOSFET als Treiber

Die Steuerung des Stromflusses bei Feldeffekt-Transistoren (FET) erfolgt durch ein elektrisches Feld, welches senkrecht zur Strombahn verläuft. Beim MOSFET (Metal Oxide-Semiconductor) -FET erfolgt die Ansteuerung über eine Isolierschicht, welche üblicherweise aus Siliziumdioxid besteht. Bei einem n-Kanal MOSFET bilden zwei stark n-dotierte Inseln den Drain- und Source-Anschluss. Diese beiden Inseln befinden sich in einem schwach p-dotierten Substrat. (Abbildung 4) Dadurch entstehen zwei pn-Übergänge. Durch Anlegen einer positiven Spannung zwischen Gate und Source $+U_{GS}$ werden Elektronen aus dem p-dotierten Substrat in Richtung des Gates gezogen. Die sich ansammelnde Elektronenladung unterhalb des Gates führt zur Bildung eines leitfähigen Kanals zwischen den n-dotierten Inseln. Je größer die Spannung $+U_{GS}$ ist, desto mehr Strom fließt bei gleichbleibender Drain-Source-Spannung U_{DS} . Dieser Typ von MOSFET trägt auch die Bezeichnung „Anreicherungstyp“, da ein Strom erst dann fließen kann, sobald sich durch Anreicherung von Elektronen unterhalb der Isolierschicht unter dem Gate-Anschluss ein leitfähiger Kanal gebildet hat. [9] Um schnelle Schaltvorgänge mit großer Flankensteilheit zu erreichen, muss gewährleistet sein, dass der

Drain-Source-Strom möglichst schnell die vorgesehene Stromstärke erreicht. Eine maßgebliche Zeitverzögerung stellt hier das Aufladen der Gate-Kapazität dar. Wird zwischen Gate und Source eine Spannung angelegt, wird die Kapazität zunächst geladen, bevor der MOSFET leitend wird. Aus diesem Grund gibt es spezielle Treiber-ICs für MOSFETs, die für eine solche schnelle Strombereitstellung ausgelegt sind. Damit die Signalquelle entlastet wird, müssen in der Eingangsstufe des Treibers MOSFETs verwendet werden, die eine möglichst kleine Gate-Kapazität besitzen.

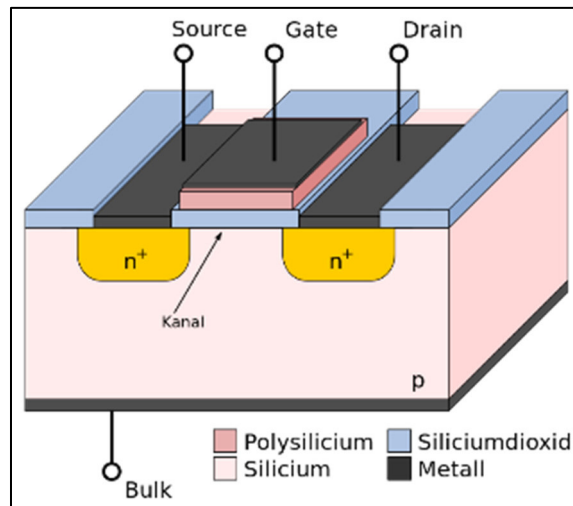


Abbildung 4: N-Kanal-MOSFET, schematischer Aufbau [10]

3 Schaltung und Dimensionierung

Hauptbestandteile der Schaltung sind LED, MOSFET und der vorgeschaltete MOSFET-Treiber (Gate-Treiber). Wenn hier von Treiber gesprochen wird, ist in der Regel der Treiber als Ganzes gemeint, der Gate-Treiber ist ein Bestandteil der gesamten Treiberschaltung. Eine externe Ansteuerung führt das Puls-Signal über eine SMA-Steckverbindung auf die Platine. Dort gelangt das Signal über eine mit $50\ \Omega$ gegen Masse abgeschlossene Leitung ins MOSFET-Treiber-IC. Dieser IC wird mit 5V Spannung versorgt und wird um Kondensatoren zur Spannungsstabilisierung bei Schaltvorgängen ergänzt. Der Ausgang des Treiber-ICs ist mit dem Gate-Anschluss des MOSFETs verbunden. Der in Source- oder auch Low-Side (LS)-Schaltung genannte angeschlossene MOSFET schaltet bei einem anliegenden HIGH-Pegel an seinem Gate den Stromfluss durch die LED ein. Eine Source-Schaltung liegt vor, wenn die Source des Schalttransistors mit Masse verbunden und die mit positiver Betriebsspannung versorgte Last an Drain angeschlossen ist.

Die High-Side (HS)-Schaltung besteht aus einem mit seinem Drain an der positiven Speisespannung liegenden MOSFET und einer darunter angeordneten an Masse angeschlossenen Last. Bei einer HS-Schaltung sind im Strompfad zwischen Speisespannung und Masse die Bauelemente MOSFET und LED in umgekehrter Reihenfolge im Vergleich zu einer LS-Schaltung platziert. Eine Gegenüberstellung beider Varianten ist in Abbildung 5 dargestellt.

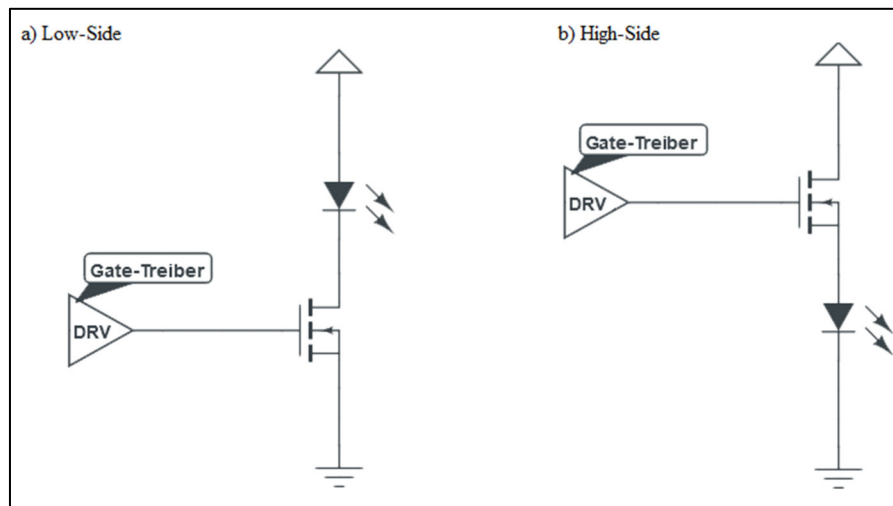


Abbildung 5: Schaltungsvarianten im Vergleich

Die Unterschiede zwischen diesen beiden Schaltungsvarianten sollen hinsichtlich der Geschwindigkeit untersucht werden. Erwartet wird, dass der Miller-Effekt bei der LS-Schaltung zu einer langsameren Schaltzeit als bei der HS-Variante führt. Der Miller-Effekt wird durch die Umladung der Drain-Gate-Kapazität erzeugt. [10]

3.1 Gate-Treiber

Der Gate-Treiber IC EL7104 arbeitet mit zwei in Gegentaktschaltung arbeitenden MOSFETS. Ab einem Logiksignalpegel von 2,4 V leitet der P-Kanal-MOSFET und bringt den Ausgang auf die hier über $V+$ angeschlossene Spannung. Liegt der Logiksignalpegel unter 2,4 V ist der P-Kanal-MOSFET nichtleitend, dafür aber leitet der N-Kanal-MOSFET und zieht somit den Ausgang auf Masse. (Abbildung 6) „P Output“ und „N Output“ sind in der Schaltung kurzgeschlossen. Die nun zusammengelegten Anschlüsse sind also entweder auf Betriebsspannung U_S oder auf Massepotential GND.

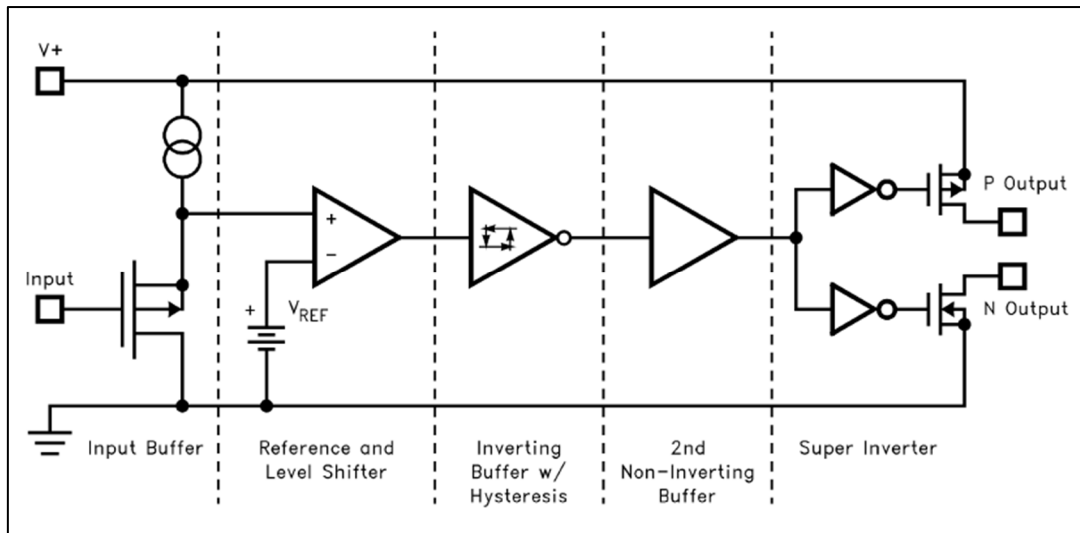


Abbildung 6: Internes Schaltbild des Gate-Treibers EL7104, Auszug aus Datenblatt [11]

3.2 Arbeitspunkt LED

Die LED ist in der Lage, im DC-Betrieb einen maximalen Vorwärtsstrom von $I_F = 1500 \text{ mA}$ zu führen. Dies wird von nun an als Arbeitsstrom festgelegt. Das Datenblatt offenbart, dass ein Spitzenstrom von 5 A bei einer Periodendauer von $T = 450 \mu\text{s}$ mit einem Duty Cycle von $D = 0,005 = 0,5 \%$ möglich ist. Unter einer beispielhaften Annahme, dass die Kamera später mit 200 Lichtimpulsen/s arbeitet, wobei die LED pro Puls jeweils 30 ns eingeschaltet ist, ergibt sich eine im Verhältnis viel längere Periodendauer von 5 ms bei gleichzeitig wesentlich kürzerer aktiver Zeit.

Die Frequenz beträgt $f = 200 \text{ Hz}$, somit ist die Periodendauer $T = 5 \text{ ms}$.

Bei einer eingeschalteten Zeit von $t_{on} = 30 \text{ ns}$ verbleiben $t_{off} = 10^6 \text{ ns}$ im ausgeschalteten Zustand. Der Duty Cycle ist somit

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{30 \text{ ns}}{5 \times 10^6 \text{ ns}} = \frac{3}{500000} \approx 0,001 \%$$

D ist dann mit $0,001 \%$ wesentlich geringer als der noch zulässige Duty Cycle bei vergleichsweise längerer aktiver Zeit. Somit ist belegt, dass der gewählte Arbeitspunkt fernab von jeglicher Belastungsgrenze ist und damit ein unkritischer Betrieb möglich ist.

Ferner ist dem Datenblatt zu entnehmen, dass bei dem nun festgelegten Betriebsstrom eine Spannung zwischen typischerweise $3,05 \text{ V}$ und maximal $3,65 \text{ V}$ anliegen muss.

3.3 MOSFET, Low-Side

Der festgelegte Betriebsstrom I_F entspricht auch dem Strom, den der MOSFET schalten muss. Es wird von einer Gate-Spannung von pessimistischen 4,5 V ausgegangen. Diese Spannung U_S wird vom Ausgang des Gate-Treibers geliefert und ist von der Eingangsspannung und der Spannungsversorgung des Treibers abhängig. Da der Source-Anschluss des MOSFETs auf Massepotential liegt, ist die Gate-Treiber-Ausgangsspannung U_S nun gleich der Spannung über Gate und Source des MOSFETs $U_S = U_{GS}$. Um den Durchlasswiderstand bei einer Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = 4,5 V$ zu erfahren, wird das Datenblatt des MOSFETs herangezogen. (Abbildung 7)

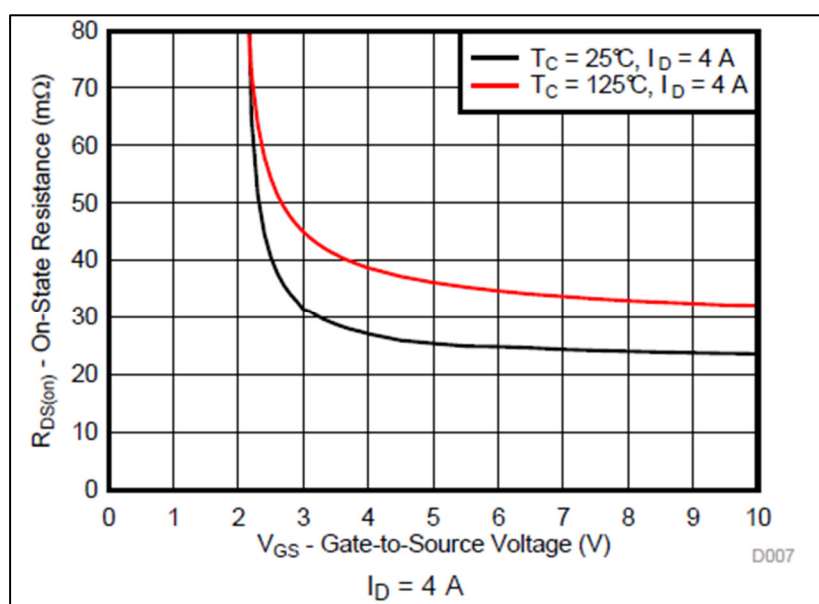


Abbildung 7: Durchlasswiderstand über Gate-Source-Spannung [12]

Bei $U_{GS} = 4,5 V$ ist dem Diagramm ein Durchlasswiderstand von $R_{DS,on} \approx 25 m\Omega$ bei Raumtemperatur abzulesen. Die Spannung, die über das Bauelement abfällt, beträgt daher:

$$U_{DS} = R_{DS,on} * I_F$$

$$U_{DS} = 0,025 \Omega * 1,5 A = 0,0375 V$$

Die umgesetzte Leistung P_D ist somit

$$P_D = U_{DS} * I_F$$

$$P_D = 0,0375 V * 1,5 A = 56,3 mW$$

wobei der MOSFET eine Leistung von $P_{D,max} = 2,4 W$ aufnehmen kann. Auch hier bewegt sich die Auslegung des Bauelements mit genügend Leistungsreserve im sicheren Bereich.

3.4 MOSFET, High-Side

Bei dieser Schaltungsvariante ist eine höhere Gate-Source-Spannung U_{GS} erforderlich, um den MOSFET einzuschalten. Da die LED zwischen dem Source-Anschluss und Masse geschaltet ist, verliert der MOSFET den sonst für die N-Kanal-Variante üblichen Bezug zum Massepotential. Um nun schalten zu können, ist eine Spannung $U_{GS,neu}$ zu wählen, die um den Spannungsabfall über der LED höher liegt.

$$U_{GS,neu} = U_{LED} + U_{GS}$$

$$U_{GS,neu} = 3,05 \text{ V} + 4,5 \text{ V} = 7,55 \text{ V}$$

Da der Gate-Treiber lt. Datenblatt mit einer Spannung von bis zu 16 V arbeiten kann, ist auch in dieser Schaltung der Arbeitsbereich unkritisch und die Funktionalität gegeben.

3.5 DC-Betriebsspannungen

Die Spannung über der LED im Arbeitspunkt beträgt $U_{LED} = 3,05 \text{ V}$, während am MOSFET wie in Kapitel 3.3 dargestellt $U_{DS} = 0,0375 \text{ V}$ abfallen.

Die an der Versorgung des Lastkreises einzustellende Spannung beträgt also

$$U_{Load} = U_{LED} + U_{DS} = 3,05 \text{ V} + 0,0375 \text{ V} = 3,0875 \text{ V}$$

$$U_{Load} \approx 3,1 \text{ V}$$

Die Signalspannung $U_S = U_{GS}$ wird in der LS-Schaltung auf 5,0 V festgelegt, damit das MOSFET sicher durchschaltet. In der High-Side-Schaltung ist die Spannung des Treiberausgangssignals durch eine entsprechende Wahl der Versorgungsspannung auf mindestens $U_S = U_{GS,neu} = 7,55 \text{ V}$ einzustellen.

4 Platinen-Entwurf

4.1 Altium Designer

Der Schaltungsaufbau wird mit einer modernen EDA-Software durchgeführt. In einer solchen Software werden Schaltpläne entworfen und einzelne Komponenten, sinnvoll angeordnet nach Plan verbunden, auf einem PCB (Printed Circuit Board) platziert. Es kann hierbei auf einen großen Fundus an Standardkomponenten zurückgegriffen werden. Nebst passiven, aktiven und integrierten Schaltungen können speziellere, nicht gängige Komponenten vollständig selbst erstellt und eingepflegt werden. Diese mächtige Software bietet die Möglichkeit, dass erstellte PCBs inklusive aller platzierter Komponenten in dreidimensionaler Ansicht betrachtet werden können. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Erstellung und Hinterlegung einiger Komponenten kurz erläutert.

4.2 Bibliothek erstellen

Die Bibliothek beschreibt ein Dateipaket, welches meist mehrere Bauelemente mit all ihren für den Designprozess relevanten Informationen beinhaltet. Eine funktionierende Bibliothek benötigt die Symbol-Datei und eine Footprint-Datei für jedes vorhandene Bauelement.

4.2.1 PCB library file - Footprint

Der sogenannte Footprint eines Bauelements ist der „Abdruck“ auf der Platine, welcher die Anordnung, Größe und Form der Löt pads, Lötmaske und den Aufdruck beschreibt. In dieser Datei sind auch Bohrungen bei in Trough-Hole Technology (THT) gefertigten Bauelementen und Markierungen für mechanische Abmessungen enthalten. Rot dargestellt sind hier die Löt pads, auf die später das Bauelement aufgelötet wird. Angrenzend in violett ist die Grenze für die Lötmaske dargestellt. Diese verhindert den Kontakt mit Löt zinn an nicht vorgesehenen Stellen. Für den Layoutprozess sind die späteren mechanischen Abmessungen mit der pinken Umrandung eingezeichnet. Die hier gelben Elemente sind später auf dem produzierten PCB als Aufdruck zu finden.

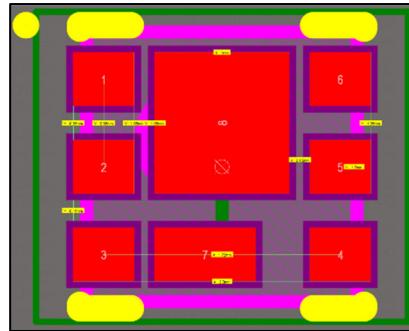


Abbildung 8: Footprint des hier verwendeten MOSFETS

4.2.2 Schematic library file - Schaltsymbol

Das Schematic Library File beherbergt das Symbol des jeweiligen Bauelements. Hier werden die nummerierten Anschlusspins mit Bezeichnungen versehen und eine geometrische Figur als Symbol hinterlegt. Im Falle eines ICs handelt es sich dabei oft nur um ein simples Rechteck, welches im inneren Platz für die Bezeichnungen der außen angezeichneten Pins bietet.

4.3 Schaltplan

Um die tatsächlichen Leiterbahnen der Platine sinnig zeichnen zu können, wird eine Aufzeichnung über die Verbindungen zwischen den Bauelementanschlüssen benötigt. Diese Aufzeichnung erfolgt in Form eines Schaltplanes mit Hilfe eines entsprechenden Editors. In diesem Schaltplan wurden Komponenten aus mitinstallierten Bibliotheken, einer in die Software integrierte Online-Bibliothek sowie der selbsterstellten Bauelemente verwendet. Der Schaltplan wird entsprechend der in Kapitel 3 beschriebenen Schaltungen in Altium Designer erstellt.

Im Folgenden wird der Schaltplan (Abbildung 9) am Beispiel der LS-Schaltung erläutert. Das durch den Signalgenerator generierte Signal wird über die BNC-Buchse CON1 auf das PCB geführt. Der Abschlusswiderstand R1 dient der Unterbindung von Reflexionen. Das Signal ist mit dem Gate-Treiber IC1 an dessen Signaleingangs-Pin verbunden. Der Gate-Treiber ist gemeinsam mit Pufferkondensatoren C1 und C2 an der Versorgungsspannung VCC angeschlossen. Die Anschlüsse P_Out und N_Out des Gate-Treibers sind kurzgeschlossen und mit dem Gate-Anschluss des MOSFETS IC2 verbunden. Ebenfalls in diesem Pfad befindet sich der Testpoint TP1 zum Anschluss eines Tastkopfes. Liegt ein High-Pegel am Gate des MOSFETS IC2 an, schaltet der MOSFET den Strom über die LED D1 auf GND. Die Pufferkondensatoren C3 und C4 liegen genau wie die LED an PWR_IN-Potenzial, was die eingestellte Betriebsspannung des Arbeitspunktes aus Kapitel 3.5 (U_{Load}) ist. Zwischen Kathode der LED und Drain-Anschluss des MOSFETS befindet sich ein weiterer Testpoint

(TP2) zum Anschluss eines Tastkopfes. Beide ICs sind mit GND verbunden. Die paarweise angeordneten Pufferkondensatoren besitzen Kapazitäten von jeweils 100 nF bzw. 2,2 μ F.

Die HS-Schaltung ist identisch zu der LS-Schaltung aufgebaut, mit der Ausnahme, dass MOSFET und LED vertauscht sind.

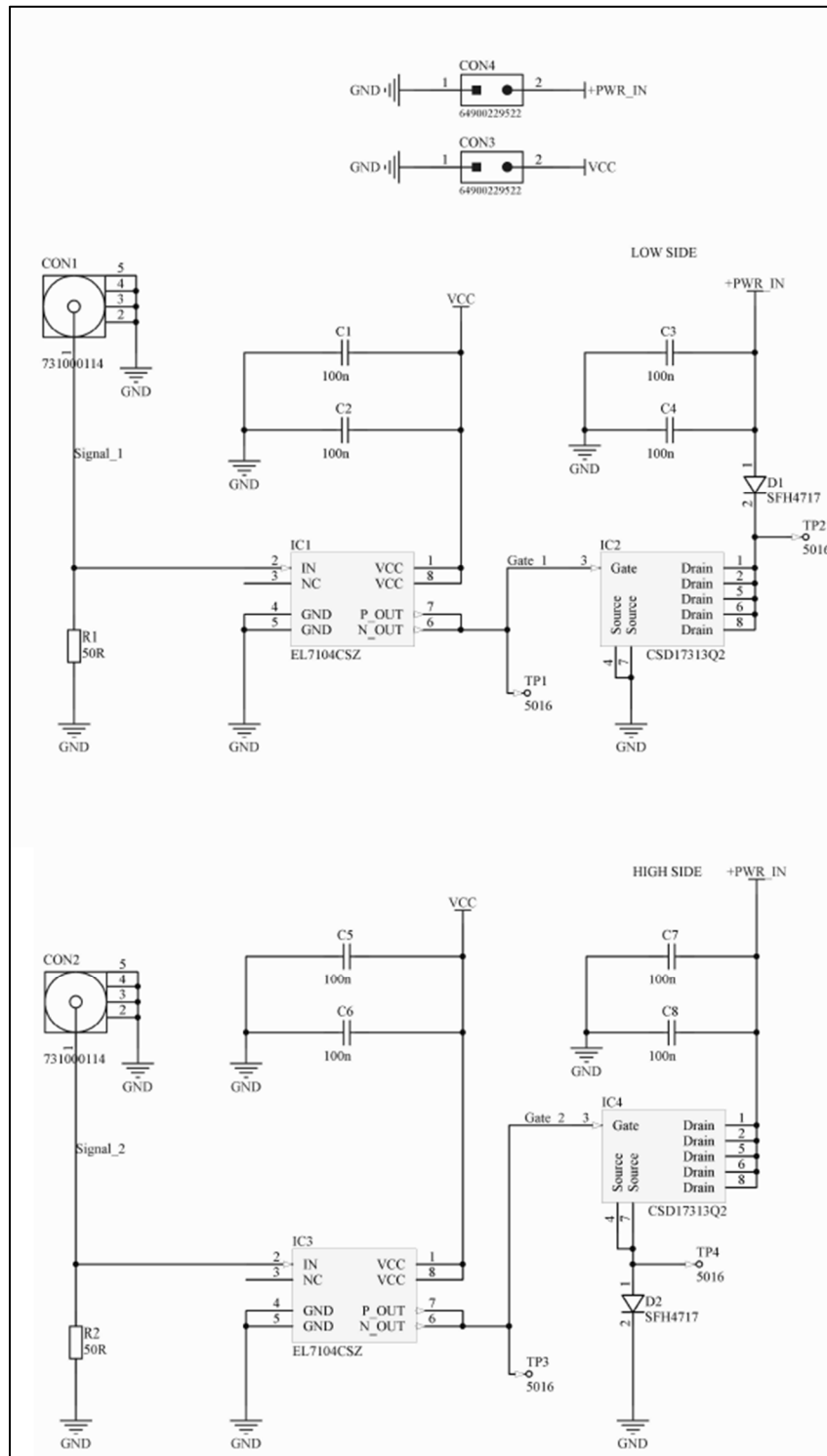


Abbildung 9: Schaltplan für beide Schaltungsvarianten: LS oben, HS unten

4.4 Routing und Layout

Sind im Schaltplan alle Bauelemente platziert und fertig „verdrahtet“, wird mit dem Routing begonnen. Zunächst müssen die Bauelemente auf dem PCB platziert werden. Der hinterlegte Schaltplan (Abbildung 9) gibt vor, wie sie verbunden werden müssen. Die Software visualisiert die aus dem Schaltplan hervorgehenden Verbindungen mittels dünner Linien. Bei der konkreten Anordnung der Bauelemente und dem davon abhängigen Routing auf dem PCB müssen viele Faktoren berücksichtigt werden, welche starken Einfluss auf die Qualitätsmerkmale der Platine haben können. Einige Merkmale können unter anderem sein: Schaltgeschwindigkeit und -Verhalten, mögliche Wärmeabfuhr, mechanische Gegebenheiten wie Ergonomie beim Lötten oder wie in Kapitel 2.5.2 angemerkt, die EMV. Das Endergebnis des Layouts inklusive aller platzierten Bauelemente geht aus Abbildung 10 hervor.

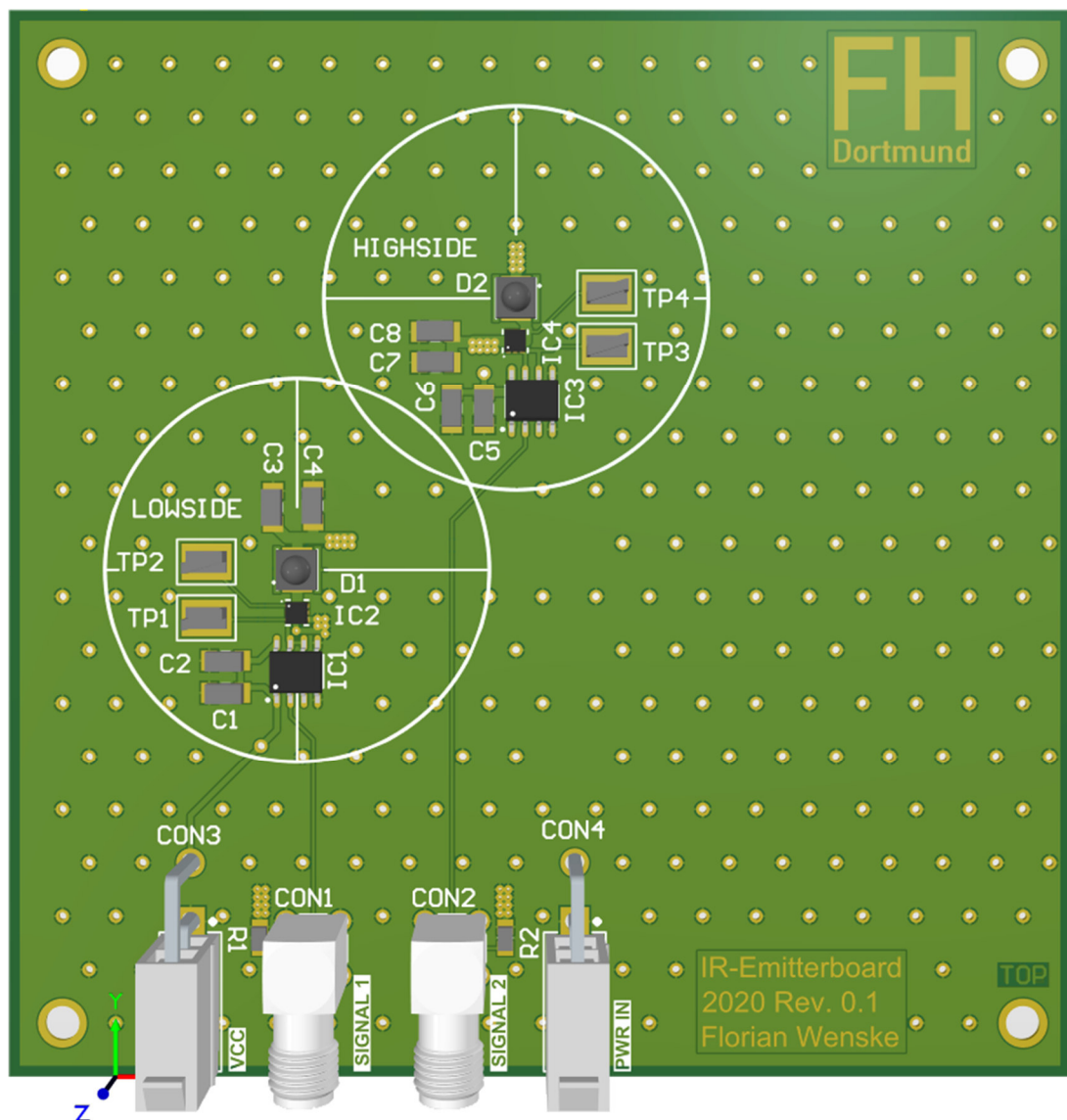


Abbildung 10: Finales PCB-Layout in 3D-Ansicht

Am Beispiel der HS-Schaltung (Abbildung 11) ist zu erkennen, dass die Leiterbahnen kurzgehalten wurden, gleichzeitig aber noch manuelles Löten möglich ist. Rot dargestellt ist hier die obere Kupfer-Ebene welche als Massefläche dient und mit „VIA-Stiching“ mit der unteren Massefläche verbunden ist, sowie die aus der Massefläche ausgesparten Leiterbahnen zwischen den Bauelementen. Die Kondensatoren C7 und C8 sind auf der rechten Seite mit der von der Unterseite kommenden Spannungsversorgung sowie mit dem Source-Anschluss des MOSFETs (IC4) verbunden. Der Drain-Anschluss führt hier an die Anode der LED (D2), die Kathode der LED ist schließlich mittels mehreren VIAs mit GND verbunden.

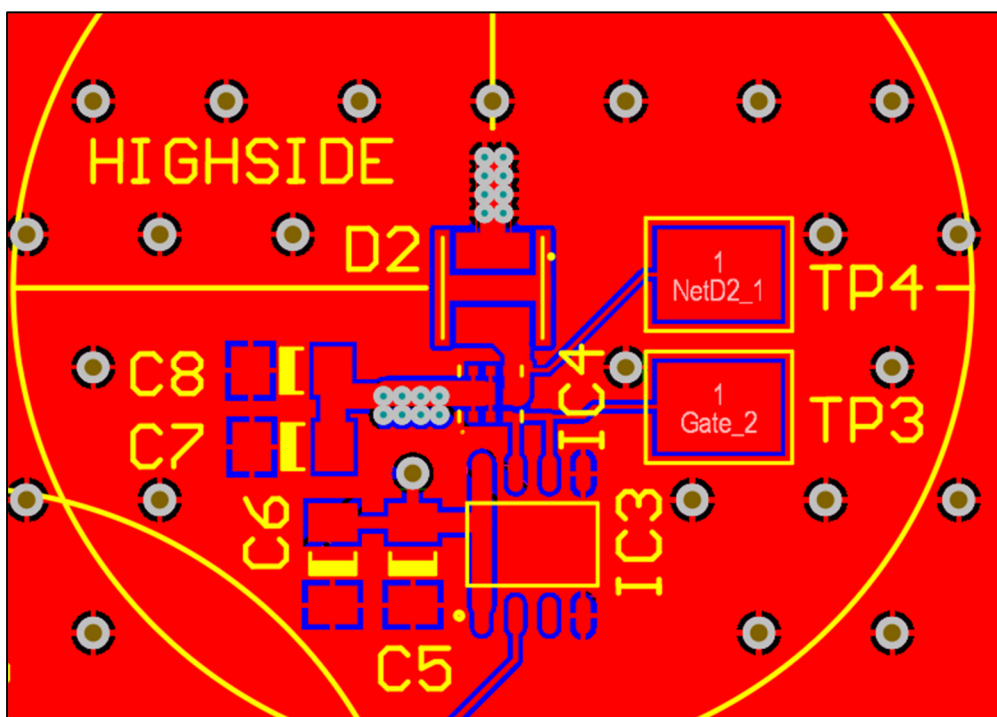


Abbildung 11: High-Side Schaltung mit Peripherie, Kupfer-Ebene

5 Betriebserprobung

5.1 Messaufbau und Inbetriebnahme

Die zum Betrieb und Messung der Platine nötige Peripherie setzt sich aus den in Tabelle 1 ersichtlichen Geräten zusammen.

Anzahl	Bezeichnung	Hersteller	Typ
1x	Labornetzteil	Rohde & Schwarz	HMC 8043
1x	Funktionsgenerator	Rohde & Schwarz	HMF2525
1x	Oszilloskop	Rohde & Schwarz	RTB2004
2x	Tastkopf, passiv	Rohde & Schwarz	RT ZP03
1x	Optischer Tastkopf	EOT	ET-3000A

Tabelle 1: Verwendete Geräte

Am Funktionsgenerator ist ein Logikpegel von 5 V eingestellt. Als Frequenz wird 200 Hz gemäß Annahme aus Kapitel 3.2 gewählt, die Pulsbreite beträgt 30 ns. Ein Bildschirmfoto (Abbildung 12) zeigt die Einstellungen des zu generierenden Signals.

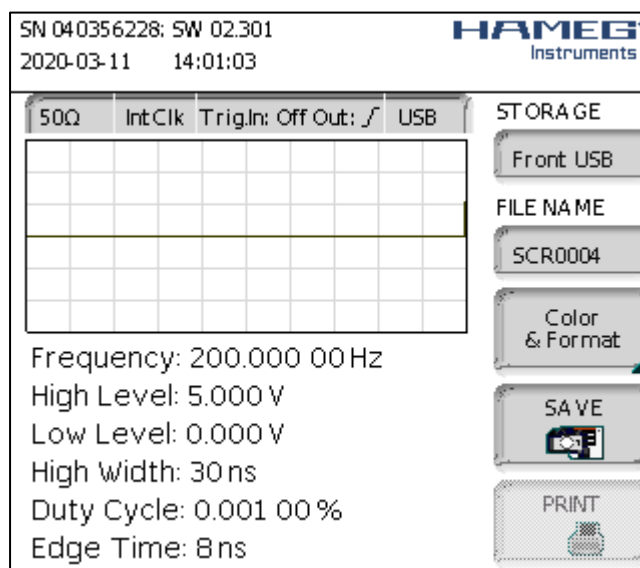


Abbildung 12: Einstellungen des Funktionsgenerators

Entgegen der Berechnungen, die eine Mindestspannung von bis zu etwa 8 V am Gate vorsahen, wurde die Spannung auf 14 V erhöht, da die Schaltgeschwindigkeit damit noch einmal erheblich verkürzt werden konnte. Bei einem Blick in das Datenblatt des Gate-Treibers ist aufgefallen, dass die dort aufgeführten Schaltgeschwindigkeiten bei einer Gate-Spannung von ebenfalls 14 V ermittelt wurden. Die Spannung für die Lastseite wurde auf die zuvor festgelegten 3,1 V eingestellt.

Nebst Generatorsignal wurde die Gate-Spannung, die Spannung an der Kathode der LED (informativ) und auch das emittierte Licht der LED erfasst. Die Aufnahme erfolgte durch einen aktiven optischen Tastkopf, der sein Signal direkt in das Oszilloskop einspeist. Somit ist zwar keine quantitative Lichtemission erfasst, jedoch kann eine Aussage darüber getroffen werden, wie das Schaltverhalten der LED beschaffen ist. Die Messabgriffe sind gemäß Abbildung 13 realisiert.

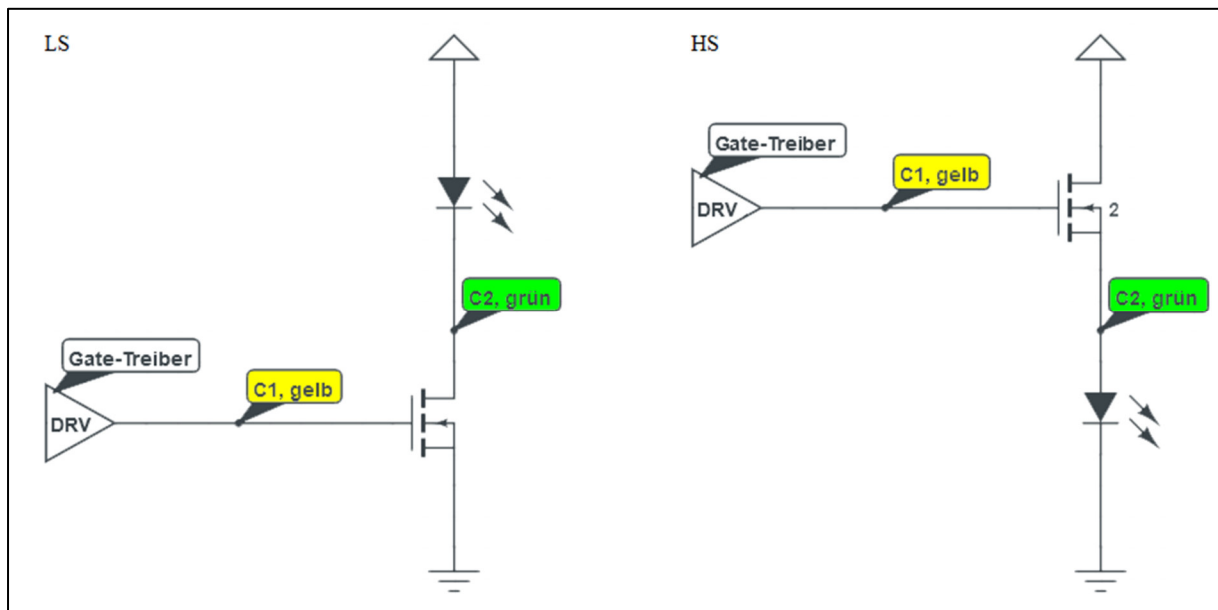


Abbildung 13: Messabgriffe für C1 und C2

Es gelten folgende Zuordnungen der Signalpegel:

- C1: Gate-Spannung
- C2: Spannung an Kathode (Low-Side) oder Anode (High-Side) der LED
- C3: Generator-Eingangssignal
- C4: Durch optischen Detektor erfasste Lichtemission

5.2 Untersuchung des zeitlichen Verhaltens

5.2.1 Low-Side

Die durchgeführte Messung C3-C4 zeigt die zeitliche Verzögerung zwischen dem Ansteigen der Flanke des Generator-Signals und der des ausgehenden Lichtpulses. Sie beträgt hier 47,2 ns. (Abbildung 14)



Abbildung 14: Zeitliches Verhalten der LS-Schaltung

Die Verzögerung zwischen diesen Instanzen ist maßgeblich für die zeitliche Leistungsfähigkeit dieser Schaltung. Des Weiteren sind interne Vorgänge erfasst worden, um anteilige Verzögerungen den Komponenten zuordnen zu können. Zwischen Generator-Signal und Ansteigen der Gate-Spannung (C3-C1) vergehen 33,4 ns. Diese Verzögerung entfällt auf die Signalleitung des Generators und auf den Schaltvorgang des Gate-Treibers inkl. Umladung der parasitären Kapazitäten (z.B. Miller-Kapazität) im MOSFET. Die verbleibende Zeitdifferenz von $(47,2 - 33,4) \text{ ns} = 13,8 \text{ ns}$ entfällt demnach auf den Schaltvorgang des MOSFETs sowie auf den Einschaltvorgang der LED. Informativ aufgenommen wurde die Spannung an der Kathode C2. (Messabgriff s. Abbildung 13)

5.2.2 High-Side

Die Messung C3-C4 zeigt eine Verzögerungszeit von 46,7 ns (Abbildung 15). Die zeitliche Verbesserung gegenüber der LS-Schaltung ist mit 0,5 ns verschwindend gering, zumal eine ausreichend zuverlässige Reproduzierbarkeit des Signals der optischen Detektion mit dem gewählten mechanischen Aufbau nicht möglich ist, um eine Verbesserung detailliert nachzuweisen.



Abbildung 15: Zeitliches Verhalten der HS-Schaltung

5.2.3 Längere Pulse

Die LED erreicht in beiden Fällen einer hier eingestellten Pulsdauer von 30 ns nicht ihre volle Leuchtkraft. Der Zeitpunkt, zu der die Sättigung und damit die volle Lichtemission eintritt, unterscheidet sich bei beiden Schaltungen wesentlich und stellt sich wie folgt dar. Nach einem Überschwinger stellt sich in LS-Verschaltung nach etwa 5 μ s eine gleichbleibende Lichtintensität ein (Abbildung 16).



Abbildung 16: Gleichbleibende Lichtintensität bei einem $10 \mu\text{s}$ -Puls nach etwa $5 \mu\text{s}$, LS

Ganz anders ist das Verhalten der LED in HS-Verschaltung (Abbildung 17). Dort werden $300 \mu\text{s}$ benötigt, bis sich die Lichtintensität auf einem gleichbleibenden Niveau befindet. Zudem sinkt die Intensität nach dem Überschwinger so stark ab, dass scheinbar die maximal mögliche Lichtleistung gar nicht mehr erreicht wird. Derzeit ist dafür noch keine plausible Erklärung gefunden worden.

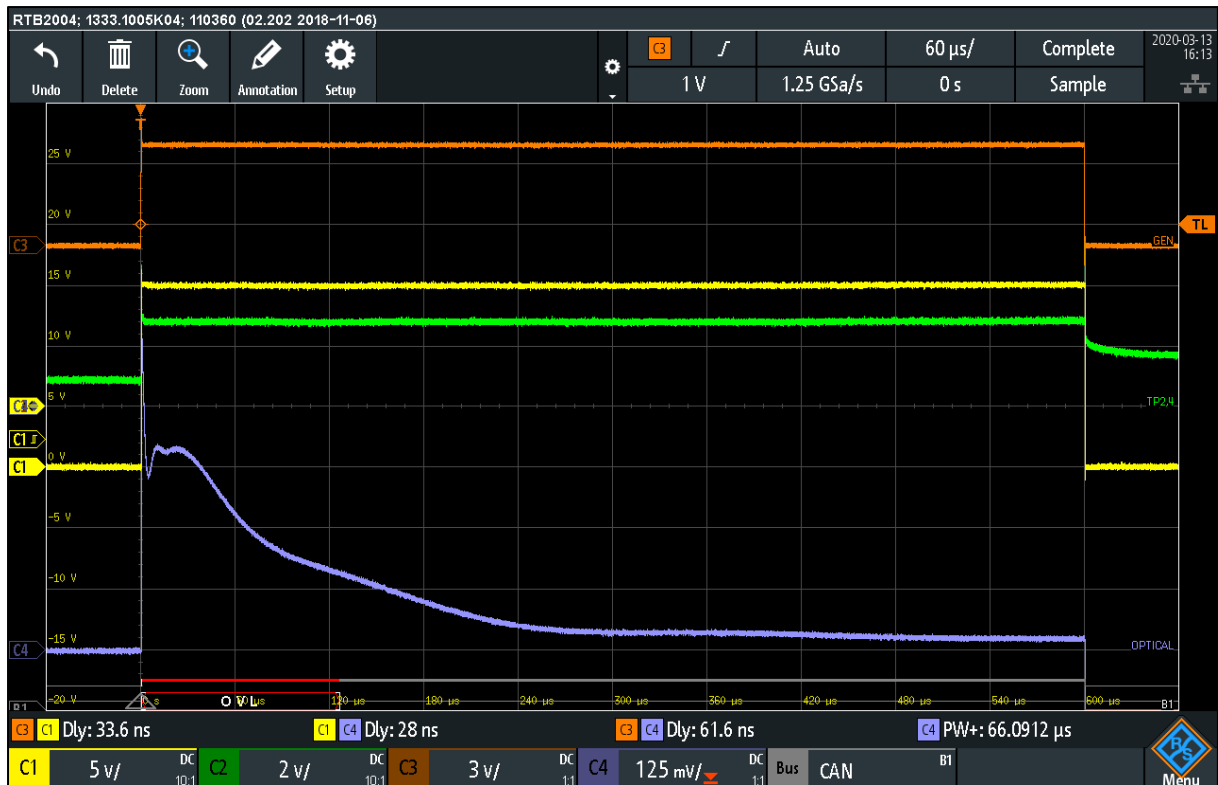


Abbildung 17: Gleichbleibende Lichtintensität nach etwa 300 μ s, HS

5.3 Einfluss der Messmittel

Die eingesetzten passiven Tastköpfe des Oszilloskops besitzen aufgrund ihres prinzipiellen Aufbaus eine gewisse Eingangskapazität, welcher bei steilen Flanken einen verfälschenden Einfluss haben kann. Um den Einfluss festzustellen, wurden die Messungen jeweils mit abgeklemmten Tastköpfen durchgeführt. (Abbildung 18 bzw. Abbildung 19) Aus den Vergleichsmessungen (Kapitel 5.2.1, Abbildung 14 bzw. Kapitel 5.2.2, Abbildung 15) geht hervor, dass kein signifikanter Einfluss durch die Tastköpfe vorhanden ist. Die Zeitmessungen im Vergleich sind 47,2 ns zu 46,3 ns bei LS sowie 46,7 ns zu 47,4 ns bei HS.



Abbildung 18: Messung ohne Tastköpfe, LS



Abbildung 19: Messung ohne Tastköpfe, HS

5.4 Fazit der Betriebserprobung

Die LED emittiert die Lichtenergie nicht konstant, wie es in der Anforderung festgelegt ist. Die Lichtintensität steigt nahezu linear an, um dann nach Ende des Pulses ungleichmäßig linear abzufallen. Die Ursachen für dieses Verhalten müssen mit weiteren Untersuchungen, insbesondere Simulationen, aufgedeckt werden. Auch die gedämpften Schwingungen bei den Pegelwechseln der Spannungsmessungen werden untersucht.

6 Analyse der Messergebnisse mithilfe von Simulationen

Die Ursachen für den von der Rechteckform abweichenden Lichtpuls werden genauer untersucht. Das Layout und die Auslegung der Platine werden mittels Simulationen auf Schwachstellen geprüft. Auch der Messaufbau wird hinsichtlich möglicher Fehler genauer betrachtet. Da sich die hier durchgeführte Analyse auf die parasitären Effekte des PCBs fokussiert, kann diese auf nur eine Schaltungsvariante beschränkt werden. Dies resultiert daraus, dass die geometrischen Gegebenheiten auf dem PCB zwischen beiden Varianten nur minimale Unterschiede aufweisen. Es wird die Variante der LS-Schaltung zur Analyse herangezogen.

6.1 Extraktion der parasitären Effekte des PCB

Um negativen Einfluss durch parasitäre Effekte wie Widerstand, Induktivität und Kapazität der Leiterbahnen der Platine zu untersuchen, werden verschiedene Werkzeuge benutzt. Zunächst werden Induktivität und Kapazität sowie ohmscher Widerstand der Betreffenden Netze im statischen Zustand berechnet. Hierbei wird zur Berechnung der Größen eine *Transmission Line* angenommen, welcher als spezifisches Modell *Microstrip* oder der *Coplanar Waveguide* zugrunde gelegt wird. Eine *Transmission Line* ist grundsätzlich ein System, welches mithilfe eines Leiters ein elektrisches Signal von einem Ort zu einem anderen überträgt. [13] Bei diesem System werden die Eigenschaften und Beschaffenheiten des Leiters oder der Leiter genau berücksichtigt. Der Begriff *Transmission Line* subsummiert verschiedene Familien von Modellen, die sich in ihrer Geometrie unterscheiden. Im geometrischen Querschnitt gesehen ist bei einem *Microstrip* ein flacher Leiter auf einem Dielektrikum aufgebracht, wobei sich auf der Unterseite des Dielektrikums eine Kupferfläche befindet. (Abbildung 20) Das Platinenmaterial vom Typ FR-4 stellt hierbei das Dielektrikum dar. Dabei bilden Leiter auf der einen Seite des Dielektrikums und die Massefläche auf der anderen Seite die Platten des Plattenkondensators bei der Kapazitätsberechnung. Von der materialspezifischen Zahl der dimensionslosen relativen Permittivität ϵ_r hängt mitunter die parasitäre Kapazität einer Leiterbahn ab [14]. Der materialspezifische und damit vom Platinenmaterial abhängige Wert liegt bei dem üblicherweise verwendeten Werkstoff FR-4 bei etwa 3,8...4,5 [15].

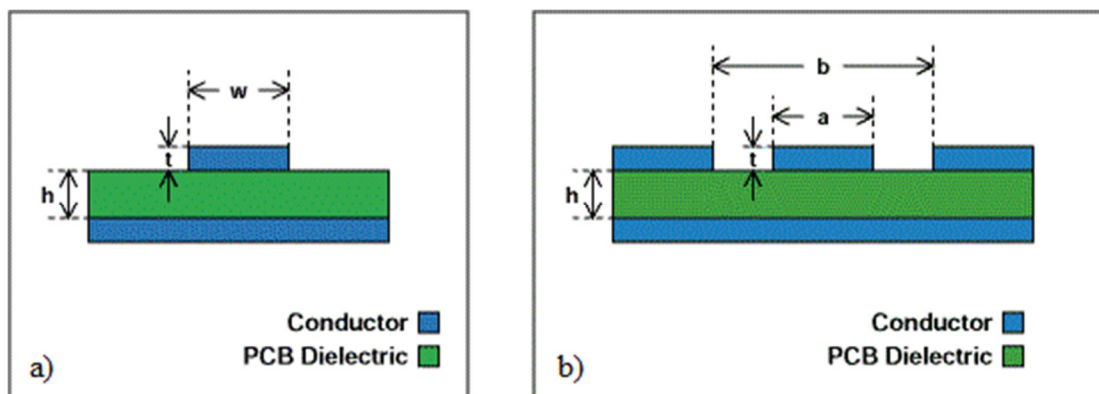


Abbildung 20: Querschnitt beim Modell Microstrip a) und Coplanar Waveguide b) [16]

6.1.1 Berechnung der LC Werte mit TI Analog Engineer's Calculator

Das Tool *Engineer's Calculator* ist ein Programm, welches unter Angabe von Parametern die Induktivität und Kapazität eines Leiterbahnabschnittes ausgibt. Bei der Berechnung der Werte wird zur Vereinfachung mit einer festen Querschnittsgeometrie (Abbildung 21) gearbeitet. Es werden Leiterbahnlänge, Leiterbahnbreite, Dicke des Kupfers und die Dicke des Platinenmaterials eingegeben. Das Programm arbeitet ohne Kupferfläche auf der Oberseite des PCB, was dem Modell Microstrip entspricht, jedoch nicht den Gegebenheiten des hier behandelten PCBs.

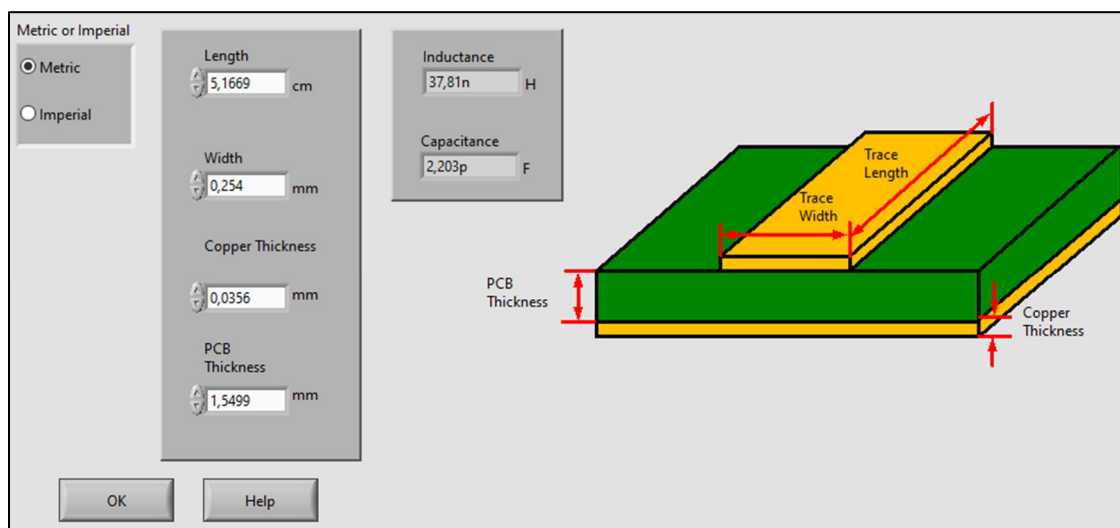


Abbildung 21: Berechnung von Induktivitäts- und Kapazitätswerten eines Abschnittes

Da die zugrundeliegende Permittivitätszahl ϵ_r unbekannt ist, können die errechneten parasitären Werte lediglich als grobe Richtwerte herangezogen werden. In anderen Rubriken innerhalb der Software ist 4,2 für die Permittivitätszahl definiert, was möglicherweise auch in dieser Rubrik verwendet wird.

Es werden einzelne Netze der PCBs untersucht. Dabei werden Länge und Breite der Leiterbahn aus dem Layout der Platine in Altium Designer entnommen. Die Zuweisungen der Netz-Namen gehen aus Abbildung 22 hervor.

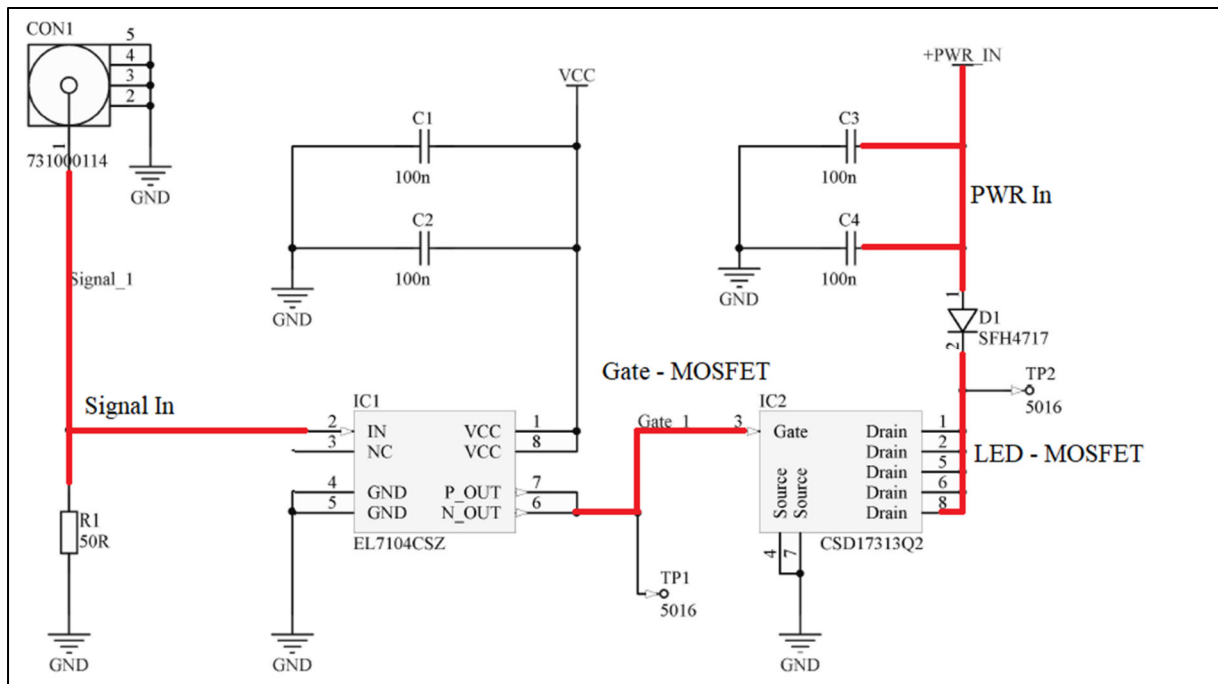


Abbildung 22: Hervorgehobene Netze mit Signalbezeichnungen der LS-Schaltung

In Tabelle 2 sind die Ergebnisse der Berechnungen je Netz zu den parasitären Werten eingetragen.

Schaltungsvariante	Signalbezeichnung	Länge	Breite	Induktivität	Kapazität
		mm		nH	pF
High-Side	Signal In	51,669	0,254	37,83	2,202
	Gate - MOSFET	5,154	0,305	3,611	0,230
	MOSFET - LED	2,987	1	1,438	0,194
	PWR In	58,1	1	27,96	3,767
Low-Side	Signal In	24,209	0,254	17,73	1,032
	Gate - MOSFET	3,544	0,305	2,483	0,158
	LED - MOSFET	2,275	1	1,095	0,148
	PWR In	55,7	1	26,81	3,612

Tabelle 2: parasitäre Induktivität und Kapazität relevanter Netze

6.1.2 Berechnung mit Mentor HyperLynx

HyperLynx ist eine umfangreiche Software, die unter anderem Signalintegrität (SI) und Power-Integrität (PI) von PCBs analysieren kann. Der Begriff Integrität beschreibt Eigenschaften wie Vollständigkeit und Unversehrtheit. Für ein Signal bedeutet dies, dass die Signalintegrität als gut zu bewerten ist, wenn es klare und schnelle Übergänge aufweist und gültige Logikpegel sowie eine präzise Zeitplatzierung besitzt. [17]

Die Fertigungsdaten des PCB wurden zur Berechnung mit allen relevanten Ebenen in die Software importiert. Ausgewählte Netze des PCB werden hier in einen weiteren Bereich der Software exportiert und sind nun als Schaltplanelemente vorhanden. Die einzelnen exportierten Netze werden im generierten Schaltplan als allgemeine Transmission-Line-Elemente dargestellt. Die Verbindungen zwischen Knotenpunkten werden durch Impedanzen repräsentiert, denen mehrere Parameter wie Kapazität, Induktivität, DC-Widerstand sowie Wellenwiderstand Z_0 zugeordnet sind. Die Berechnung dieser Werte auf Grundlage der Leiterbahngeometrie erfolgt bei der Übersetzung in die Transmission Line. Eine Übersicht der Netznamenszuordnung geht aus Abbildung 23 hervor. Die parasitären Werte des PCB wurden hier mit dem Default-Wert der Permittivität von $\epsilon_r = 4,8$ berechnet.

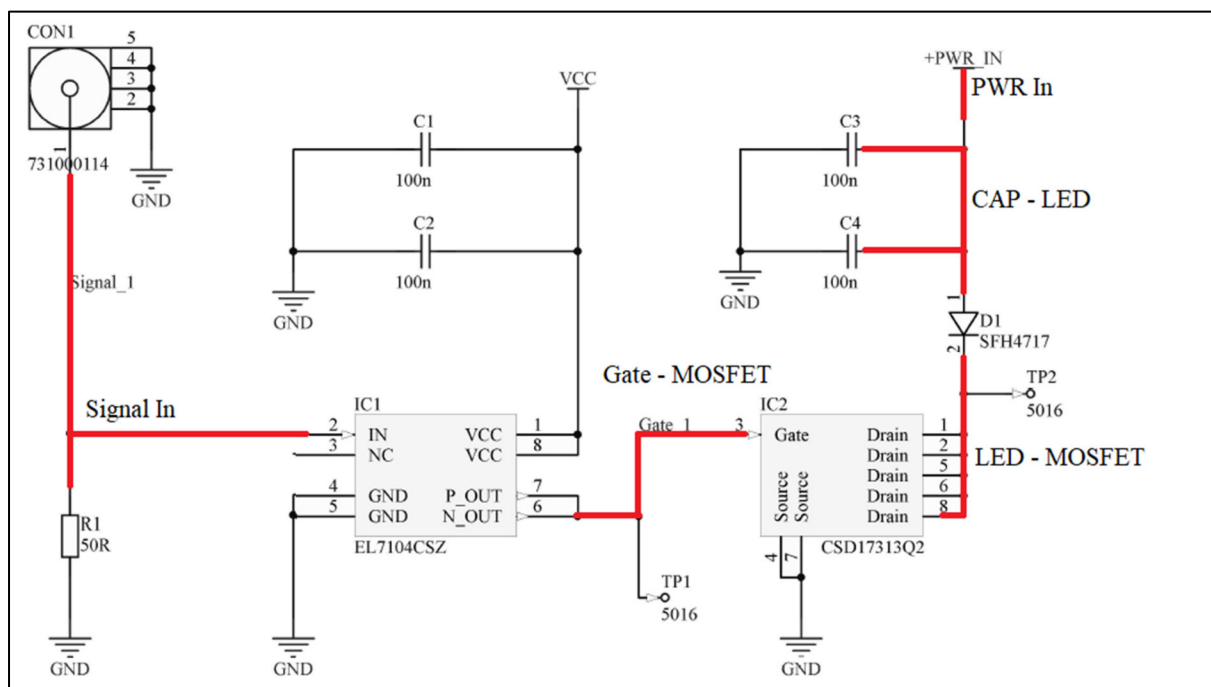


Abbildung 23: Netze der LS-Variante mit Signalbezeichnungen. CAP-LED wird gesondert betrachtet

Neben der Induktivität, der Kapazität und dem ohmschen Widerstand wird auch der Wellenwiderstand der Netze dokumentiert. Dadurch, dass ein Netz Leiterbahnen unterschiedlicher Breite beinhaltet, kommen unterschiedliche Werte für den Wellenwiderstand

zustande. (Tabelle 3) Dies kommt beispielsweise bei dem Anschluss des MOSFETs vor, da dieses für denselben Anschluss mehrere herausgeführte Pins besitzt, die von einer breiten Leiterbahn aus mit schmalere Leiterbahnen erreicht werden. (Abbildung 24) Das in Tabelle 3 mit * markierte Netz *HS-CAP – LED* stellt die Verbindung von den Kondensatoren der HS-Schaltung zur LED dar, die für spätere Simulationen in Betracht gezogen wird und in der Grundschialtung von Abbildung 23 nicht enthalten ist.

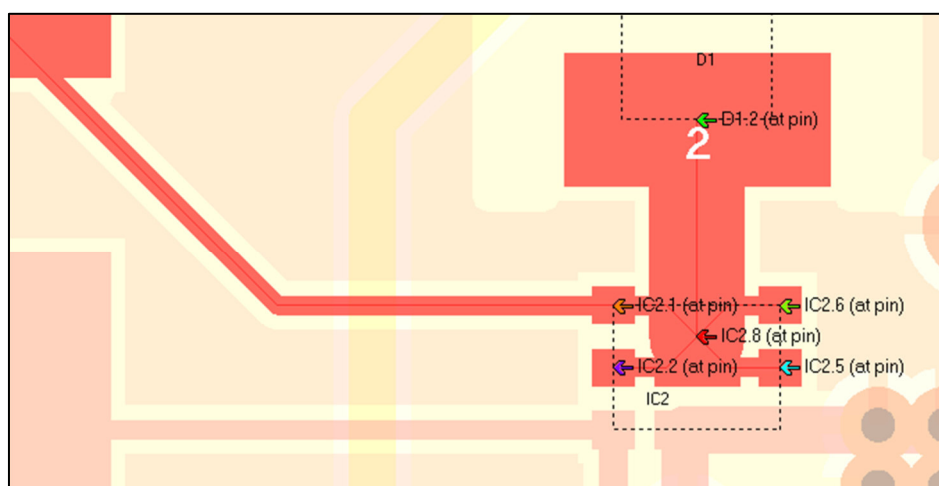


Abbildung 24: Netz mit unterschiedlichen Leiterbahnbreiten

	Signalbez.	Leiterbahn		Parasitäre Werte			WW.
		Länge	Breite	Induktivität	Kapazität	Widerst.	Z_0
		mm		nH	pF	Ω	Ω
HS	Signal In	51,841	0,254	22,4	4,3	0,099	72,2
	Gate - MOSFET	5,154	0,305	5,438	1,0832	0,003	52,0...79,2
	MOSFET - LED	2,987	1	5,109	1,428	0,001	32,3...79,2
	LED - CAP	5,913	1	1,3	1,1	0,003	34,5
	LS-CAP - LED	49,057	1	10,8	9,1	0,024	34,5
	PWR In	58,100	1	12,8	10,8	0,028	34,5
LS	Signal In	24,209	0,254	10,5	2,0	0,046	72,2
	Gate - MOSFET	3,544	0,305	4,995	0,904	0,003	52,0...79,2
	LED - MOSFET	2,275	1	6,719	1,432	0,001	34,5...79,2
	CAP - LED	5,913	1	1,3	1,1	0,003	34,5
	HS-CAP - LED*	49,057	1	10,8	9,1	0,024	34,5
	PWR In	55,700	1	12,3	10,3	0,027	34,5

Tabelle 3: parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten sowie ohmsche Widerstände und Wellenwiderstände

Der Einfluss des GND-Netztes wird vernachlässigt, da das PCB beidseitig über GND-Fills verfügt, welche eine großzügige Anbindung an das Massepotenzial darstellen. Das Netz *PWR In* wird von der Software als Power-Netz eingestuft und ist somit nicht für Signalintegritäts-Simulationen verfügbar. Da in der Realität nicht alle Bereiche eines Netzes gleichmäßig mit

Strom durchflossen werden und eine genaue Betrachtung des Stromflusses mit dieser Methodik nicht möglich ist, werden alle Leiterbahnabschnitte eines Netzes berücksichtigt. Die Testpoints, die für die Schaltung keinen Nutzstrom führen, sondern lediglich den Messstrom der Tastköpfe, sind eingerechnet. Die Testpoint-Kupferflächen in den Netzen zwischen LED und MOSFET sowie der Gate-Netze besitzen Induktivitätswerte zwischen 3,4 nH und 4,4 nH, liegen aber nicht im Signalstrompfad. Somit ist die hier angegebene Genauigkeit der Induktivitätswerte beschränkt. Das ankommende Signal des Pulsgenerators wird mit einer Koaxial-Leitung auf das Netz *Signal In* der Platine übertragen. Das Kabel hat einen Wellenwiderstand von 50 Ω . Um Reflexionen innerhalb der Signal-Leiterbahn zu minimieren, ist ebenso ein Wellenwiderstand von 50 Ω bis zum IC-Eingang anzustreben. Die betreffende Leiterbahn auf dem PCB hat einen Wellenwiderstand von 72,2 Ω und ist somit fehlangepasst. Der korrekte Wellenwiderstand wird erreicht, wenn die Leiterbahn des Signaleinganges von 0,254 mm auf 0,546 mm (21,5 mil) verbreitert wird. Die Messungen offenbaren jedoch, dass sich die Fehlanpassung dieser Leiterbahn von der BNC-Buchse zum IC-Pin nicht signifikant auf die Qualität des Lichtpulses auswirkt. Diese Erkenntnis resultiert daraus, dass das gemessene Gate-Signal nur vergleichsweise wenig Verzerrungen aufweist. (Siehe Kapitel 5.2.1, Abbildung 14) Dennoch werden im folgenden Kapitel Einflussfaktoren auf den Wellenwiderstand behandelt.

6.1.3 Wellenwiderstand beeinflussen - Berechnung mit AppCAD

Die Einflussfaktoren auf den Wellenwiderstand werden mit dem Tool *AppCAD* untersucht. Dieses Programm ist in der Lage, Wellenwiderstand und Signalverzögerung auf Grundlage einer parametrisierten Leiterbahngeometrie zu kalkulieren. Genau wie bei dem zuvor benutzten Tool *Analog Engineer's Calculator* wird auch hier keine individuelle PCB-Geometrie berücksichtigt. Es werden Leiterbahnlänge, Leiterbahnbreite, Dicke des Kupfers und die Dicke des Platinenmaterials als räumliche Dimension eingegeben. Es wird auf der oberen Kupferlage ein GND-Fill einberechnet. Dies entspricht dem Fall des hier behandeltem PCB. Die beschriebene Anordnung wird als Coplanar Waveguide (siehe Kapitel 6.1) bezeichnet. In Tabelle 4 sind Vergleiche der Wellenwiderstands-Berechnung mit den Ergebnissen aus HyperLynx dargestellt. Ein Wellenwiderstand von $Z_0 = 50 \Omega$ ist mit einer Leiterbahnbreite von 0,705 mm zu erreichen (Abbildung 25). Zum Vergleich sind errechnete Werte des Wellenwiderstandes aus HyperLynx angegeben. Es sind Unterschiede zwischen den Ergebnissen beider Tools zu erkennen. Die Permittivität des Platinenmaterials ist hier ebenfalls $\epsilon_r = 4,8$.

Signalbezeichnung	Leiterbahn	HyperLynx	AppCAD
(LS)	Breite	Z_0	
	mm	Ω	
Signal In	0,254	72,2	70,1
Gate - MOSFET	0,305	52,0...79,2	66,0
MOSFET - LED	1	34,5...79,2	45,4
Angepasster Z_0	0,705		50

Tabelle 4: Vergleich der Berechnungen des Wellenwiderstandes zwischen HyperLynx und AppCAD

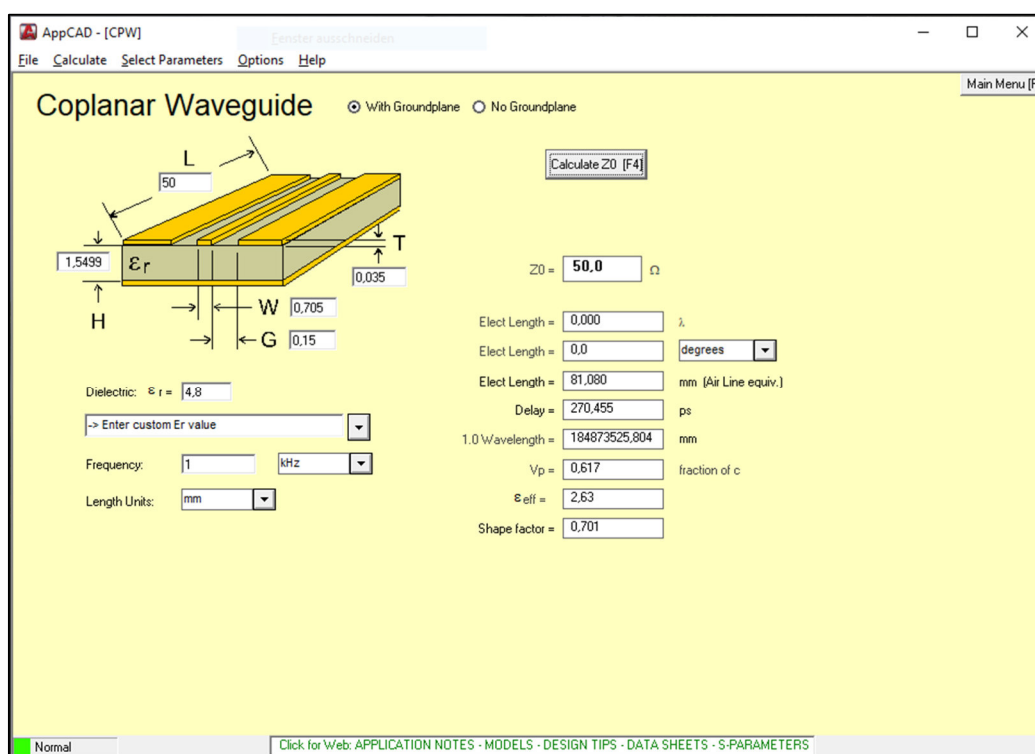


Abbildung 25: Benutzeroberfläche mit eingegebenen Werten um $Z_0 = 50 \Omega$ zu erreichen

6.1.3.1 Einflussfaktoren auf den Wellenwiderstand

Als nächstes steht die Untersuchung und Darstellung des Einflusses von Layout- und Platineneigenschaften auf den Wellenwiderstand im Fokus. Gearbeitet wird mit den in Tabelle 5 angegebenen Parametern.

Parameter	Wert
Permittivitätszahl ϵ_r	4,8
PCB-Dicke	1,5499 mm
Kupferdicke	0,035 mm
Abstand zum GND-Fill (neben Leiterbahn)	0,15 mm
Leiterbahn-Breite	0,705 mm

Tabelle 5: Standard-Parameter entsprechen PCB-Parametern. Der Wert von ϵ_r ist eine Annahme

Ein Wellenwiderstand einer Leiterbahn von $Z_0 = 50 \Omega$ wird mit einer Leiterbahnbreite von 0,705 mm (Tabelle 6) in Kombination mit einem Abstand wie in diesem Fall zum umliegenden GND-Fill von 0,15 mm erreicht (Tabelle 7).

Breite in mm	Veränderung in %	Z_0 in Ω
0,705	-	50
1,41	+100	40,1
2,82	+100	31
5,64	+100	22,2

Tabelle 6: Einfluss der Leiterbahnbreite

Abstand in mm	Veränderung in %	Z_0 in Ω
0,15	-	50
0,3	+100	62,9
0,6	+100	76,1
1,2	+100	87,9

Tabelle 7: Einfluss des Abstandes der Leiterbahn zum GND-Fill

Der Einfluss der Permittivitätszahl des Platinenmaterials ist im Vergleich zu den oben genannten Faktoren gering. (Tabelle 8) Dies resultiert daraus, dass übliches FR-4 Platinenmaterial nur eine kleine Spanne an Werten der Permittivitätszahl von 3,8...4,5 ausweist.

ϵ_r	Veränderung (absolut)	Z_0 in Ω
3,8	-1	54,7
4,8	-	50
5,8	+1	46,4
6,8	+1	43,4

Tabelle 8: Einfluss von ϵ_r

Zusammenfassend ist zu sagen, dass sich der Wellenwiderstand am besten mit der Leiterbahnbreite beeinflussen lässt. Der Abstand zwischen Leiterbahn und GND-Fill wirkt sich weniger stark aus. Vergleichsweise schwache Auswirkungen hat die ohnehin vom verwendeten Platinenmaterial des PCB-Herstellers abhängige Permittivitätszahl ϵ_r .

6.2 Schaltungssimulation

6.2.1 Signalintegritäts-Simulation mit HyperLynx

HyperLynx ist eine vielseitige Analysesoftware, die beispielsweise für High-Speed-Schaltungen zur Signalintegritäts-Simulation eingesetzt wird. Simuliert werden ausgewählte Netze auf Grundlage importierter PCB-Daten sowie hinterlegter SPICE-Modelle für die betreffenden Bauelemente. Die Simulationsmodelle repräsentieren die elektrische Charakteristik eines Bauelements in einer Simulation. Als Bauelementmodelle können hier SPICE- oder IBIS-Modelle benutzt werden. Die Software ist für den Einsatz letzterer Modellvariante ausgelegt, kann jedoch auch mit gewissen Einschränkungen SPICE-Modelle verarbeiten. In einer HyperLynx-Signalintegritäts-Simulation werden grundsätzlich zwei Bauelemente betrachtet, von denen jeweils eins den Treiber des Signals darstellt und das andere den Empfänger, welche über eine Transmission Line miteinander verbunden sind. Weitere Anschlüsse wie Spannungsversorgung und Masseanbindung sind dabei fest und werden nicht in die eigentliche Simulation miteinbezogen. In dieser Simulation wird der MOSFET als Treiber-IC und die LED als Empfänger-IC definiert. Im unteren Bereich in Abbildung 26 sind im rot hervorgehobenen Netz die fünf angeschlossenen Pins des Treiber-ICs zu sehen. Darüber befindet sich der Kathoden-Anschluss der LED, welcher hier die in weißer Schrift dargestellte Pin-Nummer 2 trägt. Auf der Fläche am oberen linken Rand befindet sich ein Messabgriff. Dieser Teil des Netzes hat in der Simulation nur eine sekundäre Bedeutung. In diesen Netzteil fließt lediglich der Strom, der die parasitäre Kapazität der Kupferfläche lädt.

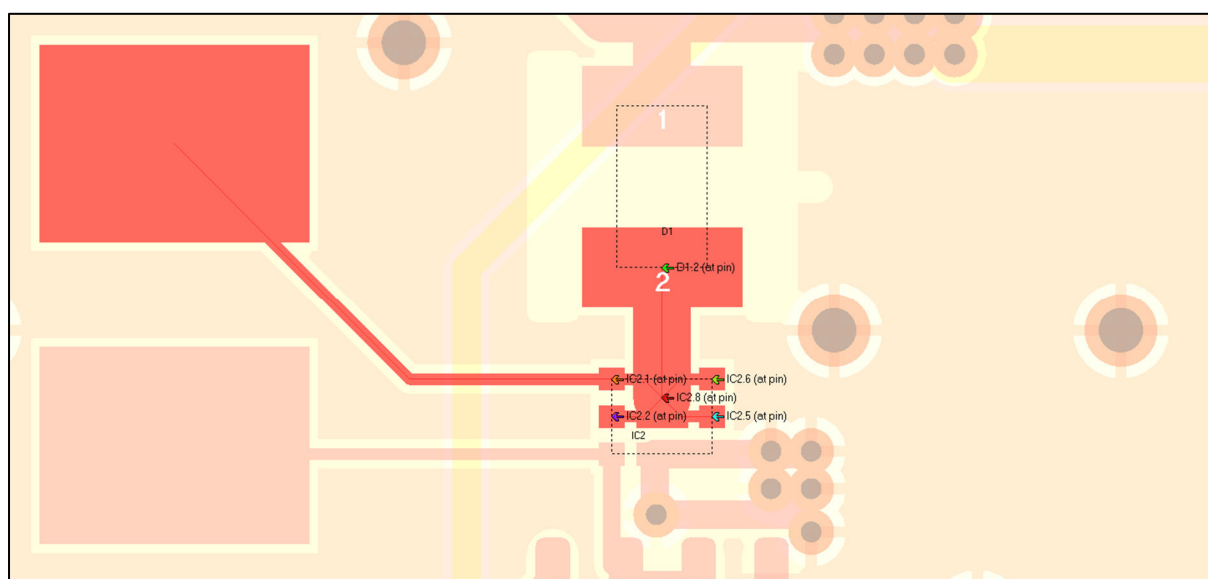


Abbildung 26: Das simulierte Netz zwischen LED und MOSFET

Aus Abbildung 27 geht der Aufbau der Schaltung der Simulation hervor. Das als TL gekennzeichnete Element ist die Transmission Line. Diese besitzt parasitäre Eigenschaften der betreffenden Leiterbahn des PCBs. Die Transmission Line verbindet beide SPICE-Modelle miteinander.

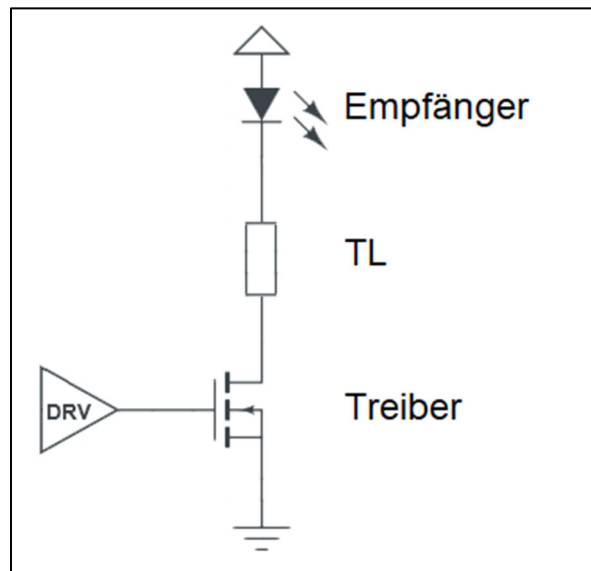


Abbildung 27: Elemente dieser Simulation

In Abbildung 28 als roter Graph ersichtlich ist die Spannung am Ausgang des MOSFETs (Drain). In grün dargestellt ist die Spannung am Eingang der LED (Kathode). Es kommt aufgrund der Beschaffenheiten der Leiterbahn zwischen diesen beiden Bauelementen zu einer Signalverzögerung. Auch die Signalform wird verzerrt. Aus dem Plot geht hervor, dass etwa 2 ns vergehen, bis der LOW-Pegel nach Einschalten tatsächlich an der LED gemessen werden kann. Um den Einfluss der Leiterbahn zwischen diesen Bauelementen zu sehen, wurde eine Simulation ohne PCB-Geometrie durchgeführt (blauer Graph). Hierbei sind beide Bauelemente elektrisch ideal miteinander verbunden. Alle sichtbaren Verzögerungen und Verzerrungen müssen auf Gehäuse und interne Schaltung der Bauelemente zurückzuführen sein. Die Spannung an Drain und Kathode liegen aufgrund der idealen Verbindung zu jeder Zeit übereinander und sind somit als ein Graph charakterisiert.

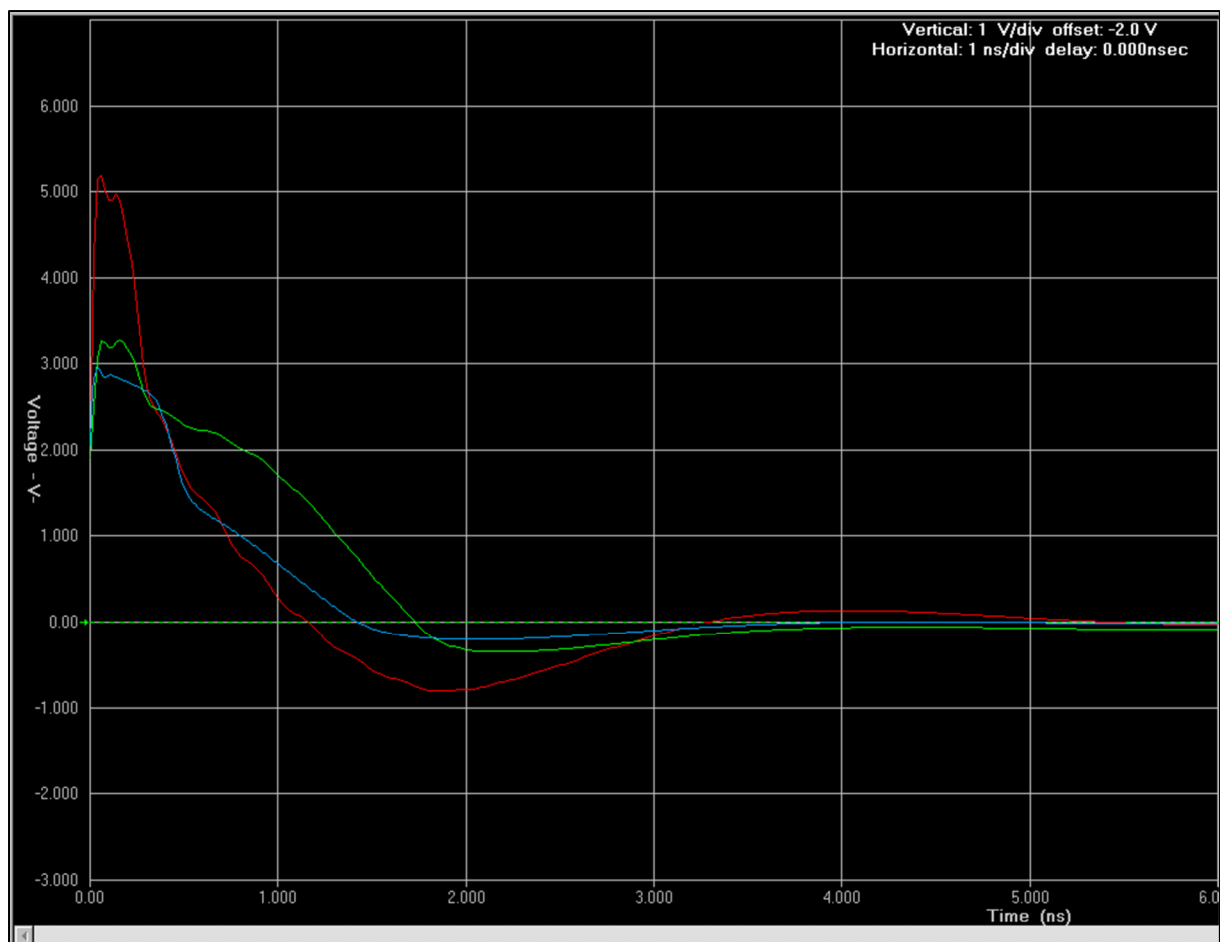


Abbildung 28: Simulation des Einschaltverhaltens unter Einfluss der Leiterbahnen (rt, gr) und ideal (bl)

Die Kondensatorspannung der Pufferkondensatoren lässt sich nicht anzeigen, da diese einem als Power-Netz klassifiziertem Netz angehören. Dieses ist, wie bereits oben genannt, nicht für Signalintegritäts-Simulationen verfügbar. Da in HyperLynx eine Simulation des Stromes ausschließlich mit IBIS-Modellen und nicht mit SPICE-Modellen erlaubt wird, lässt sich die Messung mit der langsam ansteigenden Lichtintensität aus Kap 5.2.1 mit dieser Simulation nicht nachvollziehen. Die Annahme ist, dass sich die emittierte Lichtintensität proportional zum Strom verhält. Somit wäre ein Vergleich zwischen Lichtemissionsmessung und Stromsimulation zulässig.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass der Pegelwechsel zwar mit weniger als 2 ns sehr schnell stattfindet. Die Aussagekraft dieser Simulation ist jedoch begrenzt, da weder ein Strom dargestellt werden kann noch die Software weitere Parameter wie Einfluss der Pufferkondensatoren oder weitere parasitäre Effekte von Leiterbahnen der Spannungsversorgung berücksichtigt. Das zeitliche Verhalten der LED kann nur mit einer Simulation analysiert werden, die den Strom anzeigen lässt.

6.2.2 Simulation mit Altium Designer

6.2.2.1 Reproduktion der Messergebnisse

Aufgrund der Tatsache, dass von den betreffenden Bauelementen keine IBIS-Modelle zur Verfügung stehen und dadurch in der HyperLynx-Simulation kein Strom dargestellt werden kann, ist zur Erhöhung der Aussagekraft der Simulation der integrierte SPICE-Simulator von Altium Designer zum Einsatz gekommen. Ein Nachteil hierbei ist jedoch, dass die parasitären Effekte des PCB nicht automatisch berücksichtigt werden. Die zu simulierenden Schaltungen werden lediglich als Schaltbild aufgebaut und sind somit ideal verbunden. Aus diesem Grund sind die in HyperLynx extrahierten parasitären Werte als Ersatzschaltung in das jeweilige Netz eingebracht, um näherungsweise die realen Leiterbahnen als Verbindungen zwischen den Bauelementen nachzustellen. Die Aussagekraft dieser Simulation ist ebenfalls als begrenzt einzustufen, weil Annahmen getroffen werden müssen. Eine Annahme ist beispielsweise, dass die parasitären Effekte der verteilten Leitungselemente als diskrete Bauelemente in die Schaltung integriert werden (orangene Rahmen in Abbildung 29). Dabei sind Induktivität und Widerstand jeweils in Reihe angeordnet und die Kapazität nach Masse verschaltet. Die Werte der Reiheninduktivität sowie des Längswiderstandes und die der Querkapazität stammen aus den mit HyperLynx extrahierten Daten des PCB. Auch die etwa 1 m lange Zuleitung vom Netzteil zum PCB besitzt ein eigenes Leitungselement. Anzumerken hierbei ist, dass die Werte Annahmen sind. Der Längswiderstand dieses Elementes wird mit 1Ω angenommen, der alle Übergangswiderstände bis zum PCB pessimistisch wiedergeben soll. Der angenommene Wert der Induktivität der Zuleitung beträgt $1 \mu\text{H}$. Der Schaltplan aus Abbildung 29 befindet sich in großer Darstellung im Anhang.

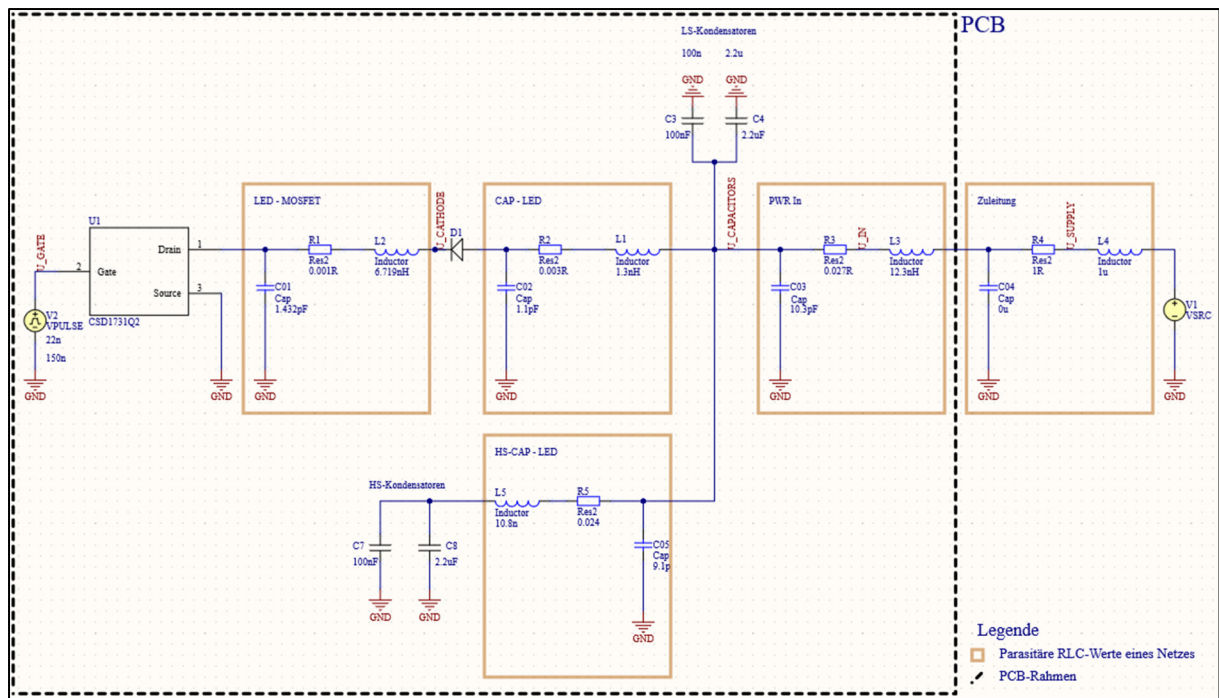


Abbildung 29: Schaltung mit nachgebildeten parasitären Effekten als Leitungselemente

Bei dieser Simulation wird der MOSFET mit einer Puls-Spannungsquelle angesteuert, dessen Einstellungen denen des Signalgenerators bei der Messung aus Kapitel 5.2 entsprechen. Es erfolgt die Ansteuerung des Gates direkt durch die Puls-Spannungsquelle mit 14 V. Die beiden Kondensatoren an der Anoden-Seite der LED sind die Pufferkondensatoren C3 und C4 mit den Kapazitäten 100 nF bzw. 2,2 μ F. Zunächst wird die Messung des 30 ns-Pulses aus Kapitel 5.2.1 simuliert.

Die farbliche Zuordnung der Graphen aus Abbildung 30 ist wie folgt: Die Gate-Spannung ist rot, die Kondensatorspannung der Pufferkondensatoren violett, die Kathodenspannung grün und der Strom durch die LED ist blau dargestellt. Die Pufferkondensatoren verlieren bei Energieabgabe an die LED etwa 15 mV Spannung, bis sie nach Beendigung des Pulses wieder auf volle 3,1 V geladen werden. Durch das Einschalten des MOSFETs sinkt die Spannung an der Kathode der LED erwartungsgemäß auf 0 V ab. Dies geschieht jedoch nicht sprunghaft, stattdessen nähert sich die Spannung nach einem ersten steilen Abfall kontinuierlich dem 0 V-Pegel. Im selben Zeitraum steigt auch der Strom auf sein Maximum von fast 1 A an. Unter der bereits oben genannten Annahme, dass der Strom proportional zur Lichtintensität ist, lassen sich gewisse Ähnlichkeiten zu den Messungen beobachten. In der Simulation wird der maximale Strom jedoch schon nach etwa 15 ns erreicht, während die Lichtintensität in der Messung das Maximum erst nach etwa 30 ns erreicht. Zur besseren Darstellung ist eine Verzögerung des Pulses von 20 ns eingestellt worden.

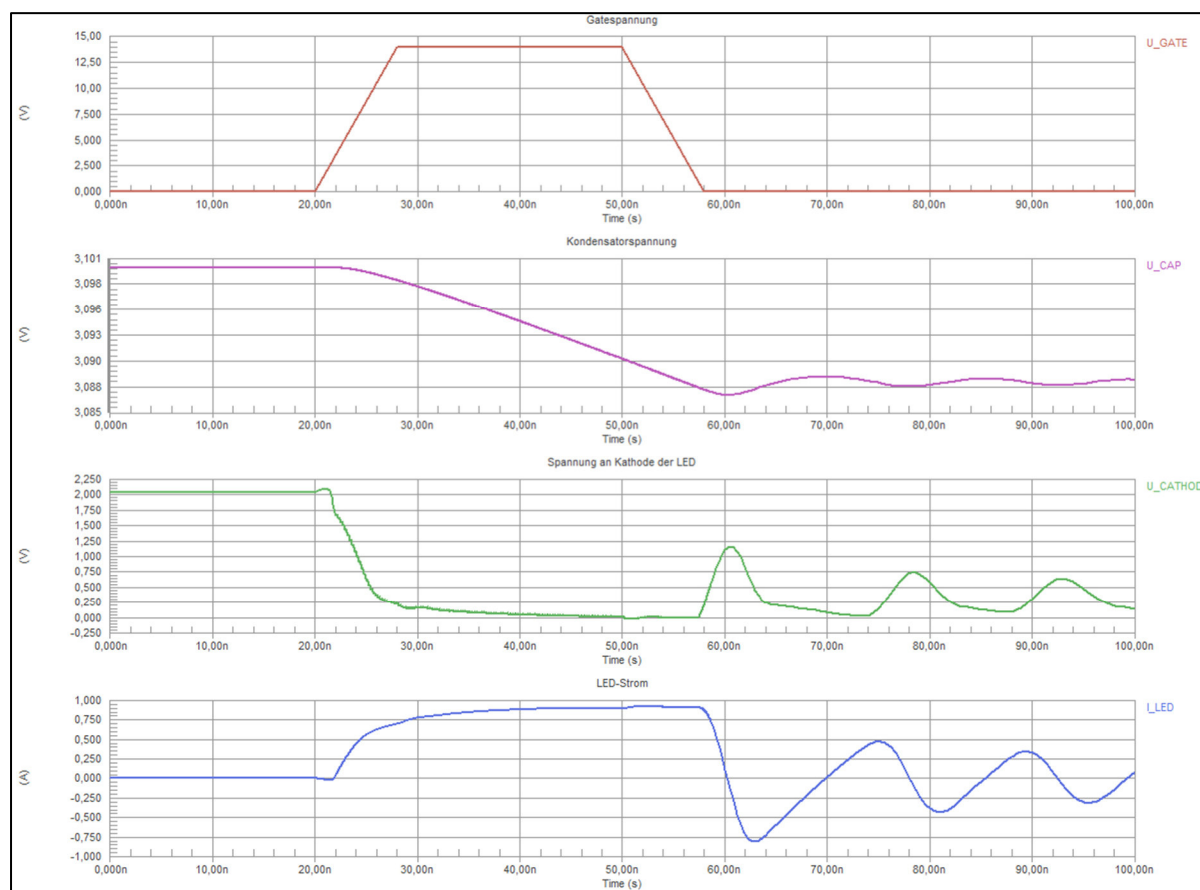


Abbildung 30: Simulation des 30 ns-Pulses unter Einfluss der nachgebildeten parasitären Effekte

Im Kapitel 5.2.3 ist das Verhalten der LED bei einer Pulslänge von $10\ \mu\text{s}$ dokumentiert. Die Messung hat gezeigt, dass die Lichtintensität nach einem steilen Anstieg mit Überschwinger erst nach etwa $5\ \mu\text{s}$ auf einem gleichbleibenden Niveau bleibt.

Die Simulation in Abbildung 31 zeigt, dass der LED-Strom ebenfalls einen Überschwinger bildet um anschließend erst nach etwa $5\ \mu\text{s}$ auf ein gleichbleibendes Niveau fällt. Hieraus geht hervor, dass der Strom eine ähnliche Form wie die des Verlaufes der Kondensatorspannung, welche die Versorgungsspannung stabilisiert, besitzt. Die Spannung der Kondensatoren fällt bei dieser Pulsdauer im Gegensatz zu dem $30\ \text{ns}$ -Puls um $250\ \text{mV}$ statt nur um $15\ \text{mV}$. Die LED führt nach dem Ladungsverlust der Pufferkondensatoren nur noch einen Strom von etwa $250\ \text{mA}$. Die ungleichmäßige Lichtintensität bei der Messung mit einem $10\ \mu\text{s}$ -Puls aus Kapitel 5.2.3 ist also sehr wahrscheinlich auf die Entladung der Pufferkondensatoren zurückzuführen. Da es sich bei dieser Ansteuerung nicht um den nominellen Betriebsfall handelt und keine $10\ \mu\text{s}$ -Pulsdauer angestrebt wird, liegt jedoch kein Fehler bei der Dimensionierung der Kondensatoren vor. Laut Simulation aus Abbildung 30 ist eine Pulsdauer von $30\ \text{ns}$ ohne signifikante Spannungsverluste realistisch.

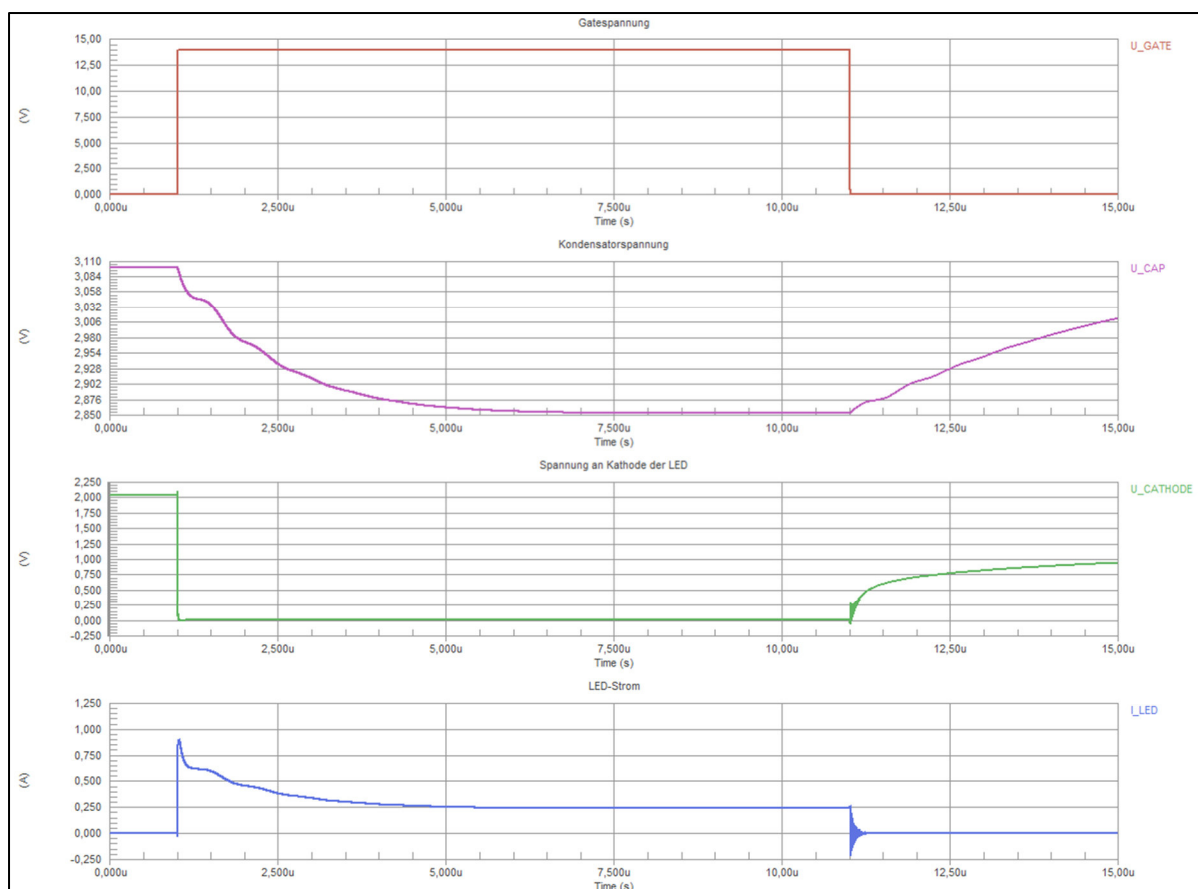


Abbildung 31: Simulation des zeitlichen Verhaltens der LED bei einem $10\ \mu\text{s}$ -Puls

Aus der folgenden Simulation (Abbildung 32) ist zu erkennen, dass bei einem 30 μs -Puls allein die Pufferkondensatoren sämtliche von der LED benötigte Energie zur Verfügung stellen. Bis die Pufferkondensatoren wieder das ursprüngliche Spannungsniveau wie vor dem Puls erreichen, vergehen ca. 6 μs . Da eine Periodendauer von 5 ms angestrebt wird, kann die benötigte Zeit zur Wiederladung der Pufferkondensatoren als unkritisch eingestuft werden.

Der Laststrom, der auf die Spannungsquelle wirkt, baut sich verzögert zum Puls bis zu einem Maximum von 8 mA auf, um dann nach weiteren 6 μs wieder gegen null zu gehen. Vom eigentlichen Puls bekommt die Spannungsquelle nichts mit, da die Pufferkondensatoren den Energiebedarf der LED über die Dauer des Pulses decken. Somit ist auch klar, dass die Induktivität der Zuleitung keinen direkten Einfluss auf den LED-Strom bei einem 30 ns-Puls hat.

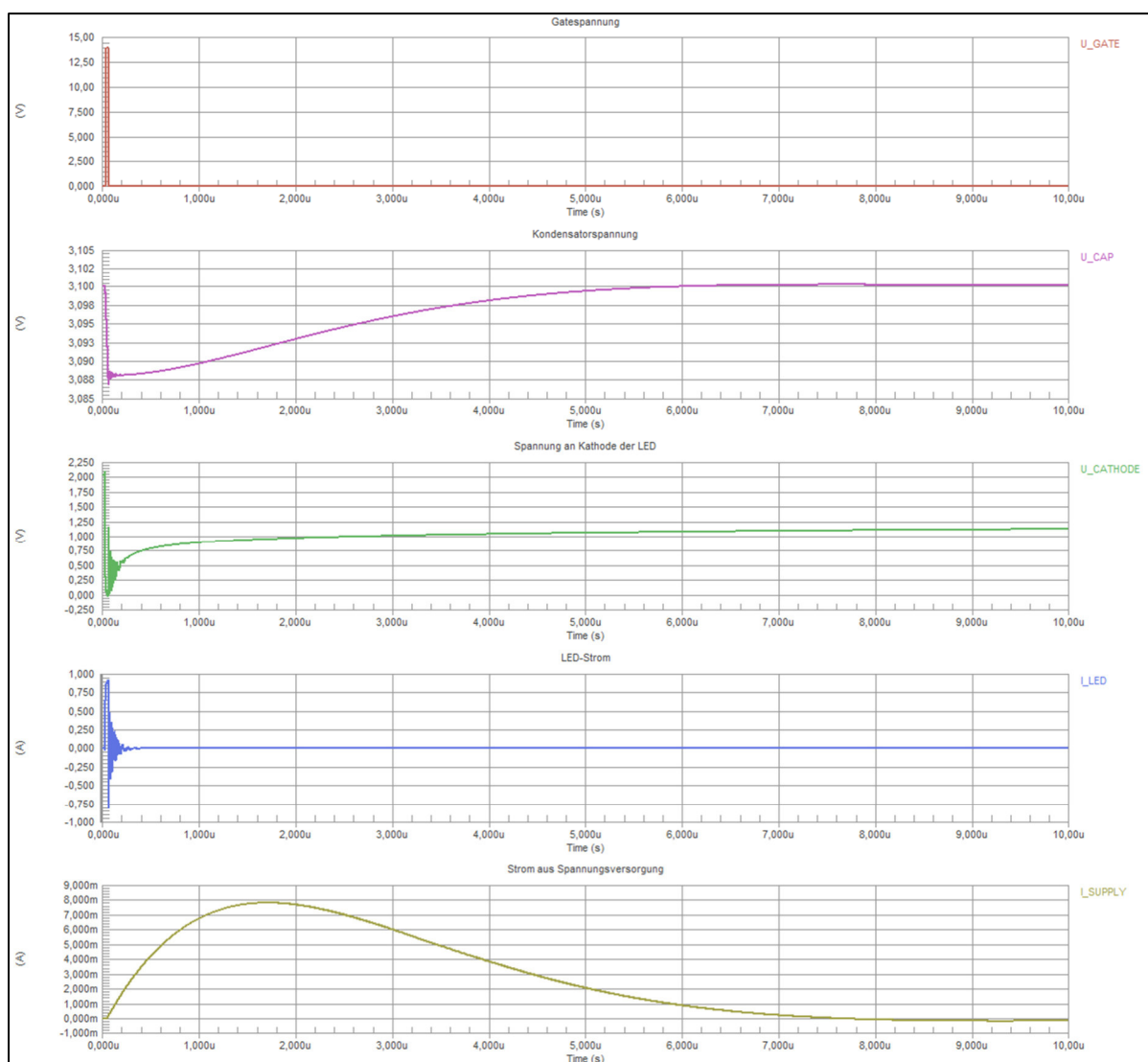


Abbildung 32: Nachladevorgang der Pufferkondensatoren bei einem 30 ns-Puls

6.2.2.2 Einflüsse auf das zeitliche Verhalten der LED

Die Nachstellung der Messungen aus Kapitel 5.2 mittels Simulation hat allenfalls ähnliche Charakteristik des zeitlichen Verhaltens beim Schalten gezeigt. Dennoch wird die in Altium Designer aufgebaute Schaltung zur weiteren Analyse des Verhaltens herangezogen. Es lassen sich auf einfache Weise Parameter der Schaltung verändern, womit Ursache und Wirkung schnell ausfindig gemacht werden können. Aus voriger Messung ist bekannt, dass die Pufferkondensatoren genügend Energie speichern, um die LED, zumindest in dem hier eingestellten Arbeitspunkt, über die geforderte Pulsdauer von 30 ns mit Energie versorgen können. Nachfolgend wird der Arbeitspunkt und der Strompfad von Pufferkondensatoren über die LED bis zum MOSFET genauer betrachtet.

Mittels einer Schaltung, welche ideale Verbindungen unter den Bauelementen besitzt (Abbildung 33), wird gezeigt, wie sich die LED verhält. Parameter der Spannungsquellen wie Gate-Spannung (14 V), LED-Spannung (3,1 V) und Pulsdauer (30 ns) bleiben unverändert.

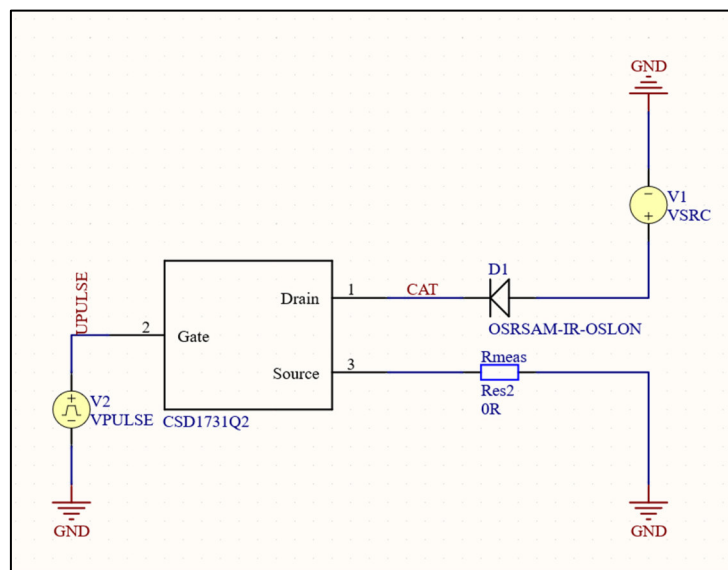


Abbildung 33: LS-Schaltung ohne parasitäre Effekte

Sind alle parasitären Effekte aus der Schaltung herausgenommen, so ist noch immer ein Überschwinger des LED-Stromes nach Einschalten vorhanden. (Abbildung 34)

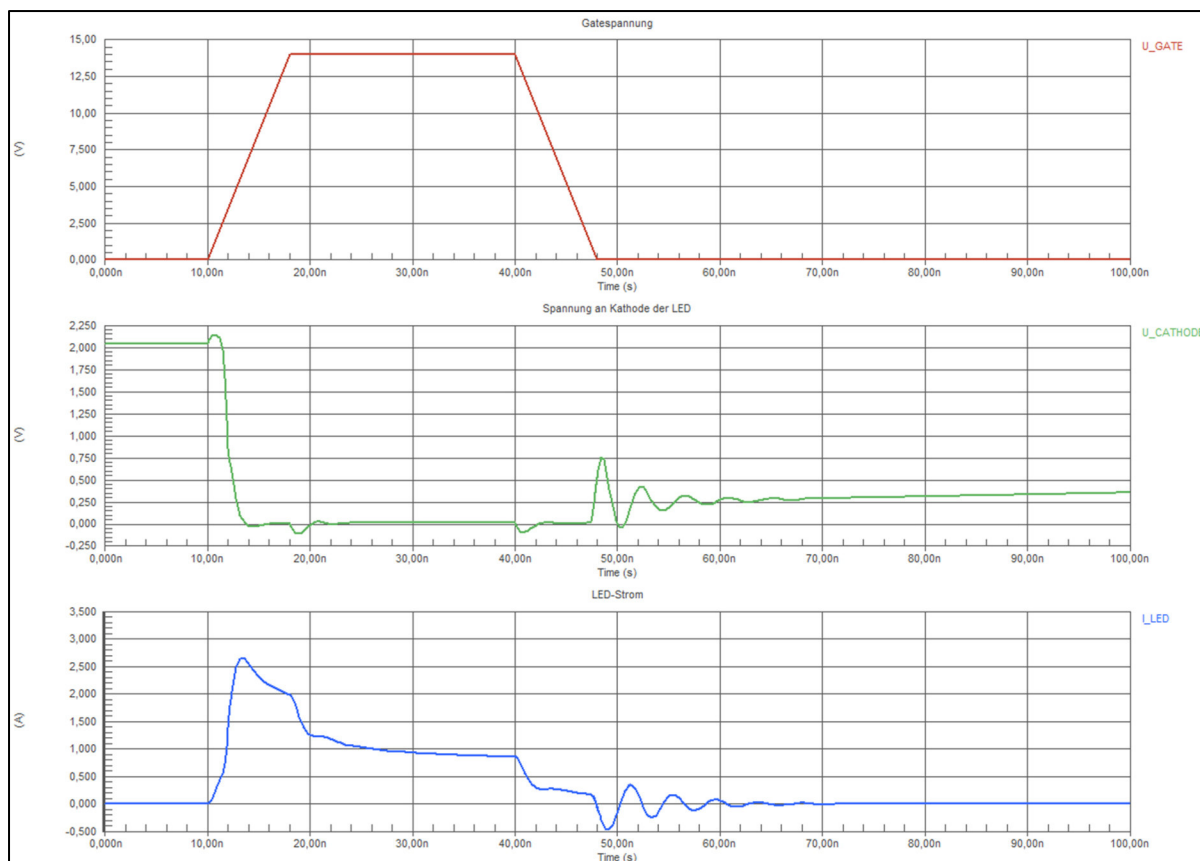


Abbildung 34: Überschwinger des LED-Stromes ohne Einfluss parasitärer Effekte

Aus einem Anwendungs-Dokument [18] des Herstellers, welches Gültigkeit für die hier verwendete LED hat, geht hervor, dass die schnellstmögliche Anstiegszeit mit dieser LED erst möglich ist, wenn der maximal mögliche Strom fließt. Bei dieser LED ist das lt. Datenblatt ein Strom von 5 A. In Abbildung 35 ist der Zusammenhang zwischen Pulsstrom und Anstiegszeit/Abfallzeit dargestellt.

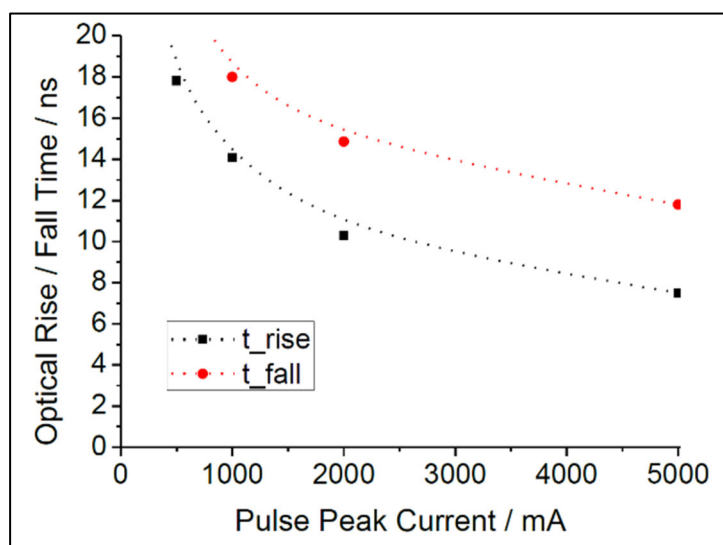


Abbildung 35: Optische Anstiegs- und Abfallzeit über Puls-Strom einer High-Power IR-LED [18]

Eine Vergleichssimulation mit dem lt. Datenblatt der LED maximal möglichen Stromes wird realisiert, indem die Betriebsspannung und somit der Arbeitspunkt verändert wird. Legt man eine Spannung von 4,5 V über der Strecke LED - MOSFET an, stellt sich der maximale Strom von etwa 5 A ein. Die geringen ohmschen Verluste des MOSFETS im eingeschalteten Zustand können für die hauptsächlich qualitative Bewertung der Simulation vernachlässigt werden. Die Simulation aus Abbildung 36 zeigt, dass der LED-Strom und somit die Lichtemission weitaus gleichmäßiger als in der vorigen Simulation aus Abbildung 34 verläuft. Es steht damit fest, dass sich der gewählte Arbeitspunkt in dieser Konfiguration nicht mit dem Anspruch der gleichmäßigen Lichtemission über die Pulsdauer vereinbaren lässt.

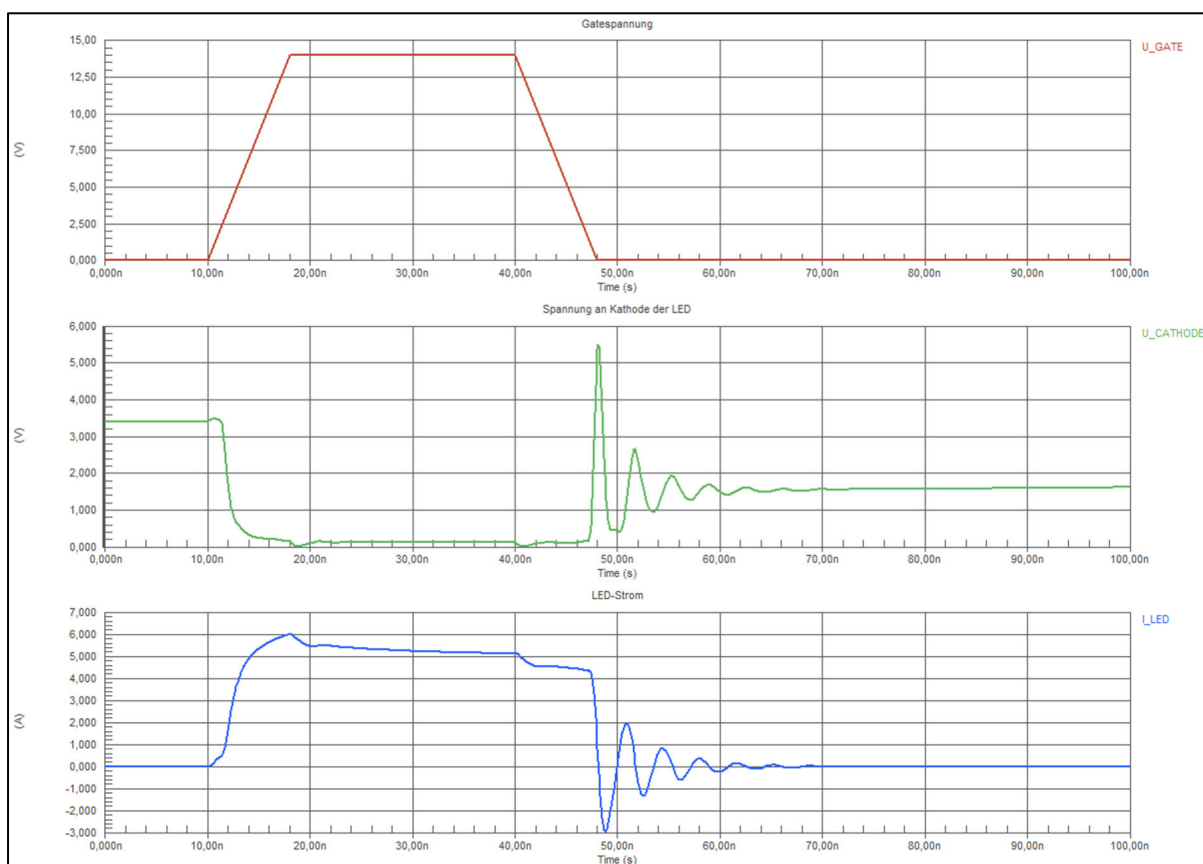


Abbildung 36: Stromverlauf bei neuem Arbeitspunkt

Wird der neue Arbeitspunkt bei der vorhandenen PCB-Simulation eingestellt, so bekommt die Stromkurve eine andere Form. (Abbildung 37) Der Stromanstieg verläuft linearer als bei der Simulation aus Kapitel 6.2.2.1. Auch das Maximum des Stromes von 5 A wird hier bei einer Pulsdauer von 30 ns nicht erreicht. Verglichen mit der Simulation ohne parasitäre Einflüsse aus Abbildung 36 offenbart sich, dass die parasitären Effekte für den langsamen Stromanstieg hier einen entscheidenden Einfluss haben müssen.

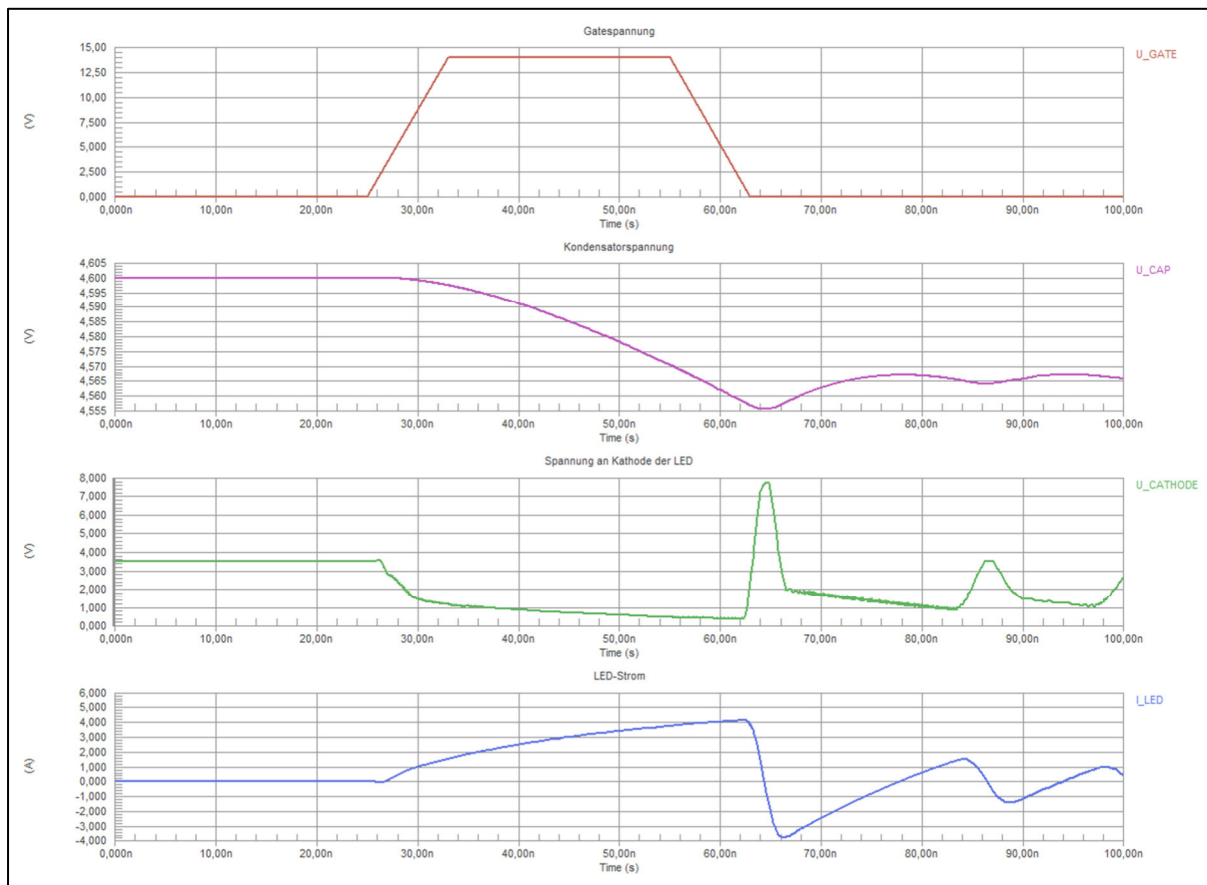


Abbildung 37: Verläufe mit neuem Arbeitspunkt der LED mit parasitären Effekten des PCB

Da die Spannungsversorgung der LED bei solchen kurzen Pulsen aufgrund der Existenz der Pufferkondensatoren von der Spannungsquelle entkoppelt ist, fokussieren sich weitere Simulationen auf den Pfad zwischen Pufferkondensatoren und MOSFET. Die vorhandene zur Simulation genutzte Schaltung, die das PCB im Gesamten als Ersatzschaltung darstellt, bleibt unverändert. Eine Ausnahme stellen Parameter der parasitären Induktivität und Kapazität in dem genannten Strompfad dar. Die Werte der in Abbildung 38 dargestellten parasitären Induktivitäten L1 und L2 werden auf 0 eingestellt, um die Auswirkungen festzustellen.

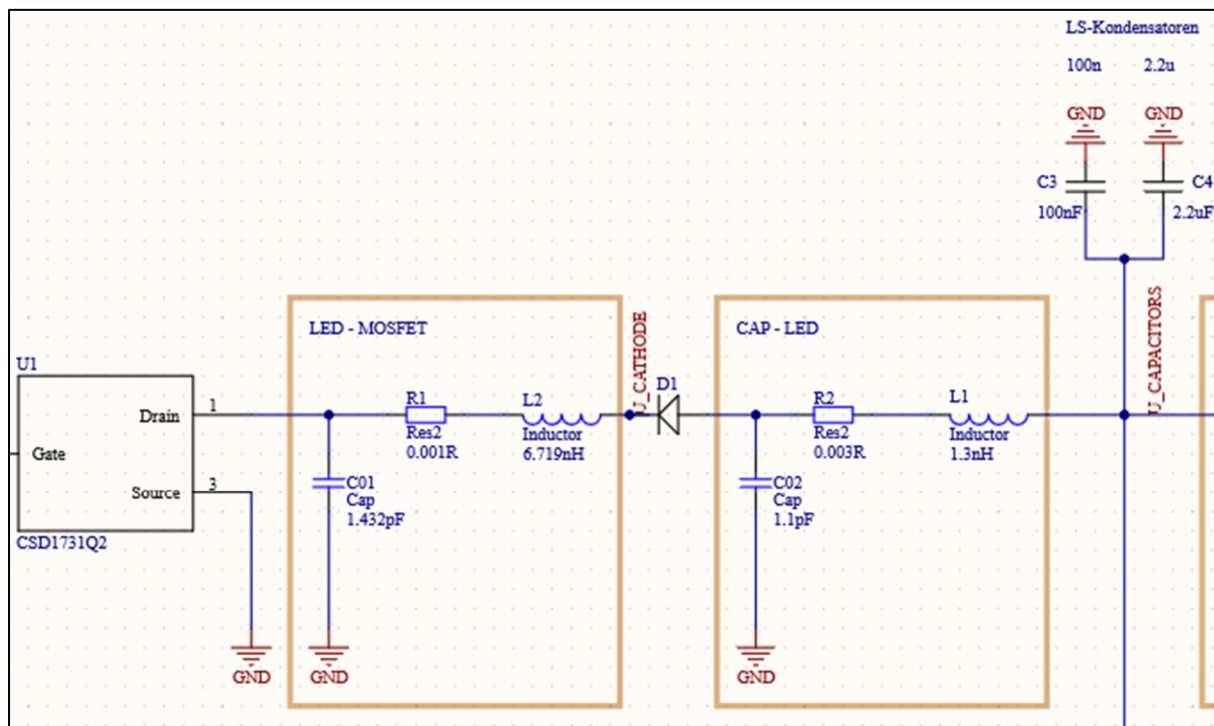


Abbildung 38: Ausschnitt der Schaltung, die den betreffenden Strompfad darstellt

Durch den Wegfall der beiden Induktivitäten verändert sich der Verlauf maßgeblich. Zwar ist der Stromverlauf noch immer nicht gleichmäßig, jedoch wird die Anstiegszeit signifikant kürzer.

In der Simulation in Abbildung 39 ohne jegliche Induktivität im Strompfad ist eine Anstiegszeit des LED-Stromes von etwa 5 ns ersichtlich. Die Abfallzeit ist mit etwa 1 ns ebenfalls sehr kurz, wobei diese Zeiten real nie erreichbar sind, da keine idealen Verbindungen existieren.

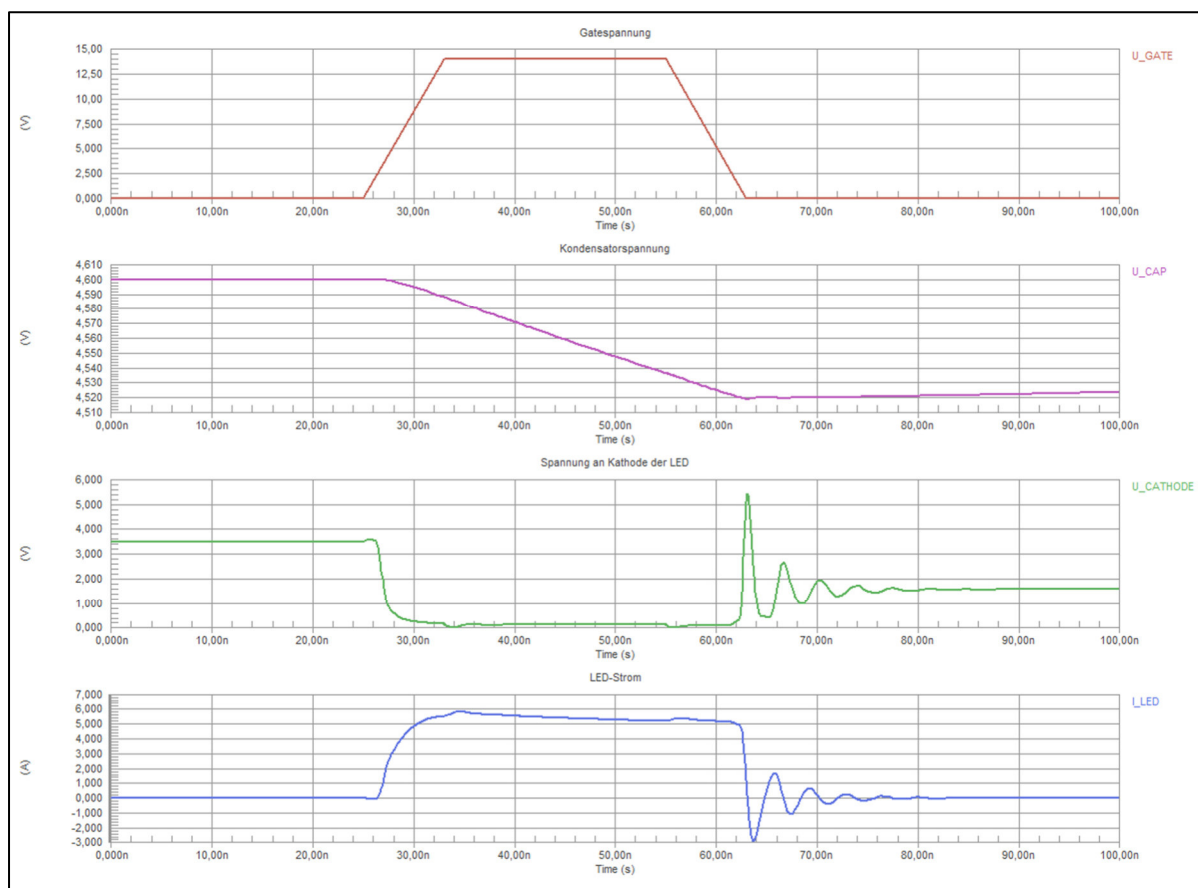


Abbildung 39: Stromverlauf bei Wegfall der Induktivitäten im Strompfad

Werden die dargelegten parasitären Werte für den Strompfad angenommen, ist das PCB auch mit einer Veränderung des Arbeitspunktes der LED nicht geeignet, um den Puls korrekt darzustellen. Die parasitäre Kapazität (C02) der Leiterbahn auf der Anodenseite der LED (Abbildung 38) hat prinzipiell sogar einen positiven Effekt, da sie sich beim Durchschalten ebenfalls entlädt und somit die LED mit ihrer Energie mitversorgt. Aufgrund des kleinen Wertes der Kapazität stellt dieser keinen signifikanten Einflussfaktor dar. Da keine für die genauen Werte parasitäre Elemente zur Verfügung stehen, sind die Simulationen mit den verwendeten Werten nur bedingt belastbar. Ein Nachweis für eine eindeutige Abhängigkeit zwischen parasitärer Induktivität im Strompfad und Verlauf des LED-Stromes beim Puls konnte jedoch erbracht werden.

In Abbildung 40 sind die Verbindungen zwischen Pufferkondensatoren und LED (oben) sowie zwischen LED und MOSFET (unten) weiß markiert. Wird der Abstand der Bauelemente zwischen Kondensatoren und LED (4,5 mm) sowie zwischen LED und MOSFET (2,3 mm) auf jeweils 1,5 mm verkürzt (Abbildung 40 zeigt den ursprünglichen Zustand), ist mit dem neuen Arbeitspunkt eine Anstiegszeit von etwa 10 ns möglich (Abbildung 41). Das entspricht bereits dem Maximum der schnellstmöglichen Anstiegszeit der hier verwendeten LED. Eine Leiterbahn mit 1 mm Breite und 1,5 mm Länge hätte in der hier verwendeten Konfiguration eine Induktivität von 0,33 nH. Dieser Wert ist noch als passabel für die Erreichung der angegebenen Anstiegszeit einzustufen.

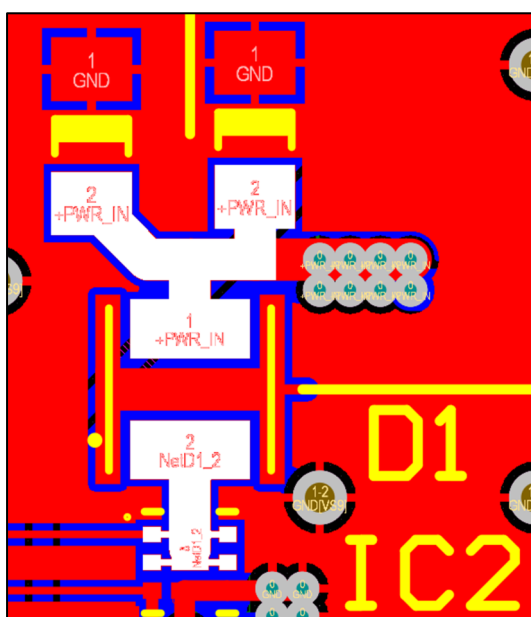


Abbildung 40: Netze des betroffenen Strompfades

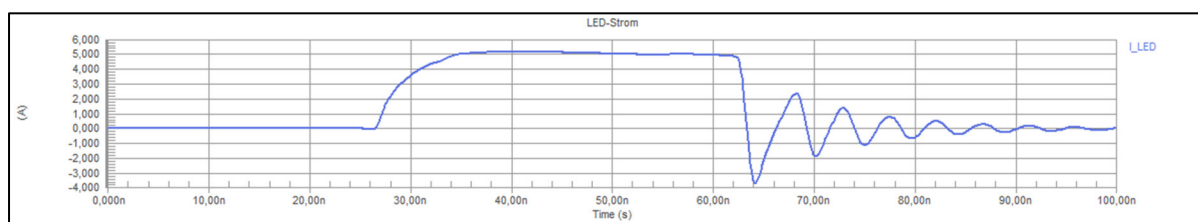


Abbildung 41: Mit verkürzten Bauelementabständen erreichte Strom-Anstiegszeit von 10 ns

In der Praxis ist es ggf. notwendig, die Bauelemente unter Verwendung von kleinen Kupferflächen, statt Leiterbahnen miteinander zu kontaktieren. Beispielsweise können so mehrere Pufferkondensatoren vorteilhaft mit dem Verbraucher verbunden werden. Falls nötig, müssen die *Design Rules* der PCB-Software angepasst werden, damit eine noch nähere Platzierung der Bauelemente zugelassen wird.

In Abbildung 42 ist ein Beispiel gezeigt, wie man die Induktivität einer Verbindung zwischen Bauelementen mit kleinen Kupferflächen weiter verringert. Auch sind die Bauteile hier näher aneinander. Die Masseanbindung des MOSFETS muss selbstverständlich auch großzügig ausgeführt werden.

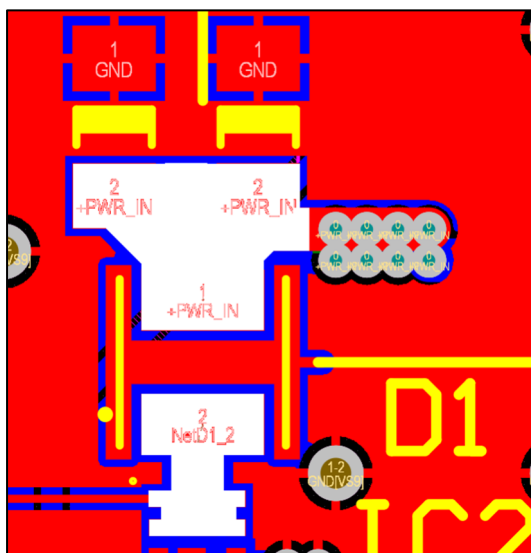


Abbildung 42: Verkürzte Abstände und Einsatz von Kupferflächen

Resümierend lässt sich festhalten, dass jede parasitäre Induktivität im Pfad zwischen Pufferkondensatoren und MOSFET-Masseanbindung den Stromanstieg verlangsamt, wobei zusätzlich noch eine Abhängigkeit des eingestellten Arbeitspunktes der LED besteht. Obwohl die Abstände der Bauelemente untereinander bereits sehr kurzgehalten wurden, reicht der Abstand noch aus, um vornehmlich parasitären Induktivitäten dominanten Einfluss zu gewähren. Es ist ggf. notwendig, auf einen lötfreundlichen Kompromissabstand zwischen den Bauelementen zu verzichten.

6.3 Messfehler

Die starken gedämpften Schwingungen, welche sich in den Messungen im Kapitel 5.2 gezeigt haben, lassen sich auf einen Messfehler zurückführen. Der Masseanschluss der Tastköpfe ist bei den Messungen an die gemeinsame Masse der beiden Kanäle am Netzteil angeschlossen. Das führt dazu, dass die Messung durch die hohe Induktivität der langen Messleitung beeinträchtigt wird. Abbildung 43 zeigt beispielhaft, wie sich solche Verhältnisse auf das Messergebnis auswirken können. Korrekterweise ist dafür zu sorgen, dass die Masseanbindung eines jeden Tastkopfes so kurz wie möglich realisiert wird. Damit die Induktivität so klein wie möglich ist, sollte sogar das Kabel mitsamt der Krokodilklemme entfernt werden, um noch näher an den Messpunkt heranzukommen. Für einen optimalen Anschluss des Tastkopfes sind

neben den Signalabgriffen (Testpoints) für die zu messenden Signale adäquate Abgriffe für das Massepotenzial vorzusehen.

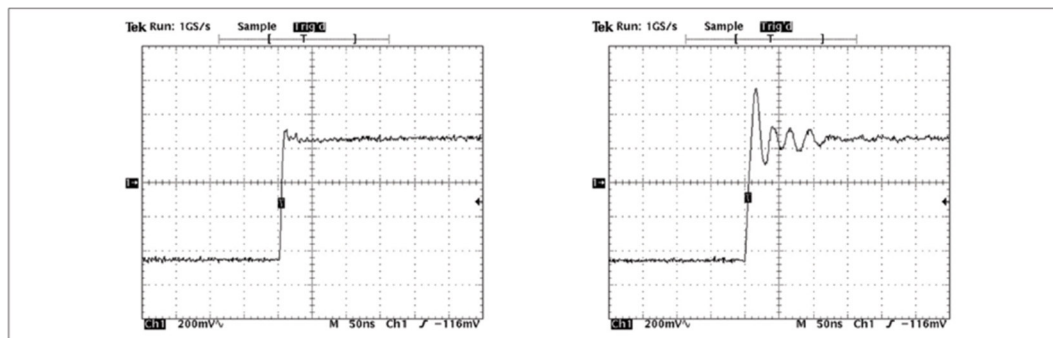


Abbildung 43: Auswirkungen auf eine Messung durch eine lange Masseleitung (re.) des Tastkopfes [19]

Der orangene Graph in Abbildung 44 zeigt das Ausgangssignal des Pulsgenerators, welches direkt am Pulsgenerator abgegriffen wird. Da hierbei kein Tastkopf zum Einsatz kommt, ist diese Messung nicht von dem Messfehler betroffen. Es ist lediglich ein kleiner Überschwinger zu erkennen. Die Verbindung besteht hierbei aus einem BNC-T-Stück sowie aus einem Koaxialkabel. Die Messungen C1 (gelb) und C2 (grün) zeigen eine ähnliche Charakteristik des Einschwingvorganges und heben sich damit gemeinsam von der Einschwingcharakteristik aus Messung C3 (orange), ab. Die Einschwingzeit ist bei von dem Messfehler betroffenen Signalen ähnlich.

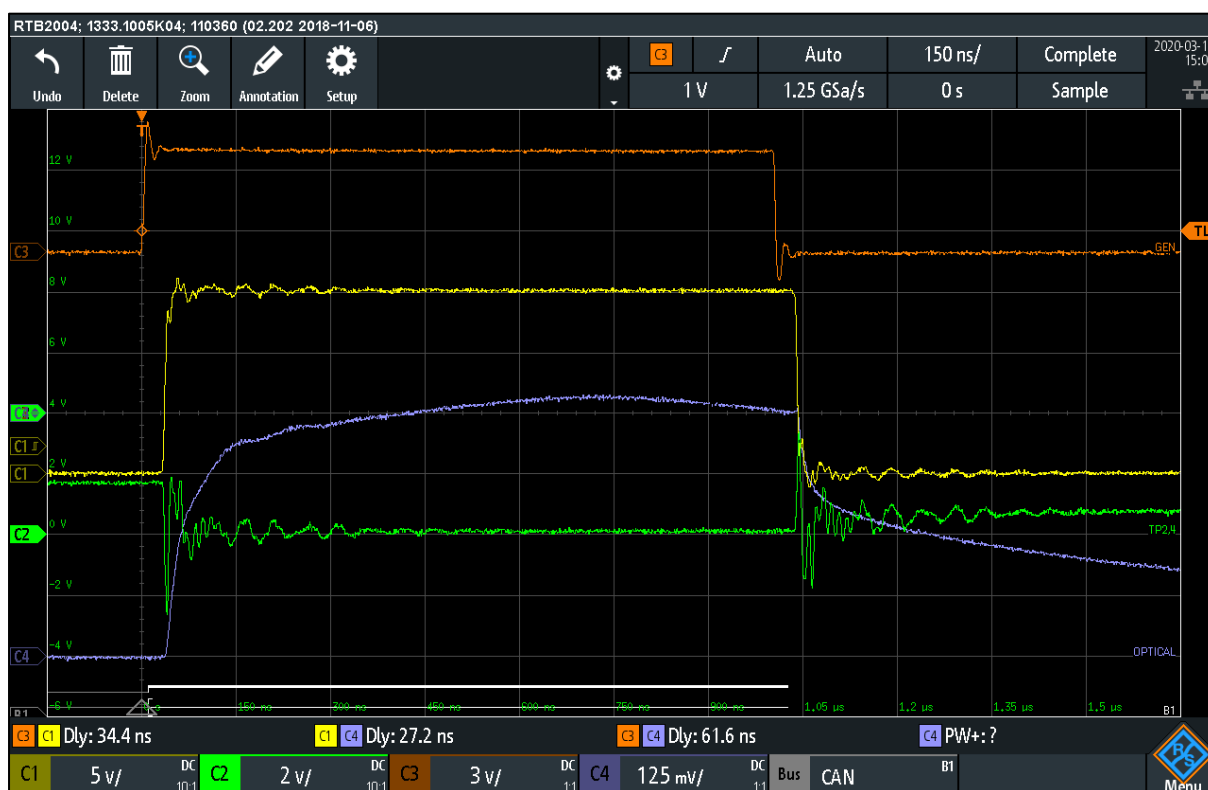


Abbildung 44: Gedämpfte Schwingungen (gelber und grüner Graph) am Beispiel eines $1 \mu\text{s}$ Pulses

6.4 Fazit der Analyse

Da jede Simulation eine mehr oder weniger gute Annäherung an das reale Vorbild darstellt, mussten die hier behandelten Simulationen mit Annahmen und angenommenen Modellen auskommen, die am Ende Richtwerte liefern können. Dennoch lässt sich eine qualitative Bewertung durchführen. In diesem Szenario konnten die maßgeblichen Einflussfaktoren herausgearbeitet werden. Auch wenn die mit der Simulation reproduzierten Signalverläufe mit den Messergebnissen nicht komplett übereinstimmen, sondern nur ähnliche Charakteristik aufwiesen, konnte herausgestellt werden, dass die Wahl des richtigen Arbeitspunktes der LED entscheidend für das zeitliche Verhalten ist. Die Struktur des Strompfades zwischen Pufferkondensatoren und dem MOSFET, durch den der LED-Strom fließt, hat sich ebenfalls als besonders einflussreich herausgestellt. Die parasitären Leiterbahn-Induktivitäten haben auf dem genannten Pfad einen wesentlichen Einfluss und müssen möglichst gering gehalten werden.

7 Fazit

Die Schaltungsrealisierung mit Altium Designer erfolgt komfortabel und effizient. Im Rahmen dieser Arbeit wurde neben dem PCB-Layout auch die Erstellung von eigenen Bauelementen behandelt. Dadurch zeigte sich, wie unkompliziert die Handhabung dieser EDA-Software ist und dass diese auch hohen Ansprüchen gerecht werden kann.

Die erste Betriebserprobung des realisierten PCB hat gezeigt, dass beide Schaltungen unzufriedenstellende Ergebnisse liefern. Die Schaltung ist zwar in beiden Varianten in der Lage, die geforderten nur etwa 30 ns langen Impulse zu verarbeiten und adäquate Lichtimpulse auszusenden. Bedenken lösen jedoch die langen Verzögerungszeiten und die ungleichmäßige Lichtemission aus. Die Analyse der Messergebnisse erfolgte mithilfe von mehreren Simulationen, die gezeigt haben, dass ein anderer Arbeitspunkt der LED für besseres Ansprechverhalten gesorgt hätte. Ebenso sind die parasitären Induktivitäten im Strompfad vor und nach der LED trotz geringer Abstände der Bauelemente noch so groß, dass sie einen dominanten Einfluss haben.

8 Ausblick

Ob eine Schaltung realisiert werden kann, die mit Hilfe einer High-Power-LED zur Generierung von rechteckförmigen Pulsen verwendet werden kann, muss weiterhin geprüft werden. Unabhängig vom Konzept eines Infrarot LED-Treibers ist es empfehlenswert, die Leistungsfähigkeit anderer Ansätze zu verfolgen, wie sie z.B. im Kapitel 2.5.1 genannt werden, um eine aussagekräftige Gegenüberstellung durchführen zu können. Zwar ist noch Verbesserungspotenzial in dem hier behandelten Konzept vorhanden, doch ob eine LED im Zusammenspiel mit einem diskreten Treiber für exakte Entfernungsmessungen nach dem ToF-Ansatz genutzt werden kann, ist nach wie vor offen.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Reflexion von Lichtpulsen an Objekten unterschiedlicher Entfernungen, Schema [2].....	8
Abbildung 2: a) Prinzip der Distanzmessung b) Durch den reflektierten Puls generierte Ladung $Q_1...Q_3$ [3]	9
Abbildung 3: Sichtbares Lichtspektrum mit benachbarten UV- und IR-Bereichen [4]	11
Abbildung 4: N-Kanal-MOSFET, schematischer Aufbau [10].....	16
Abbildung 5: Schaltungsvarianten im Vergleich	17
Abbildung 6: Internes Schaltbild des Gate-Treibers EL7104, Auszug aus Datenblatt [11].....	18
Abbildung 7: Durchlasswiderstand über Gate-Source-Spannung [12]	19
Abbildung 8: Footprint des hier verwendeten MOSFETS	22
Abbildung 9: Schaltplan für beide Schaltungsvarianten: LS oben, HS unten.....	23
Abbildung 10: Finales PCB-Layout in 3D-Ansicht	24
Abbildung 11: High-Side Schaltung mit Peripherie, Kupfer-Ebene	25
Abbildung 12: Einstellungen des Funktionsgenerators.....	26
Abbildung 13: Messabgriffe für C1 und C2.....	27
Abbildung 14: Zeitliches Verhalten der LS-Schaltung	28
Abbildung 15: Zeitliches Verhalten der HS-Schaltung.....	29
Abbildung 16: Gleichbleibende Lichtintensität bei einem 10 μ s-Puls nach etwa 5 μ s, LS.....	30
Abbildung 17: Gleichbleibende Lichtintensität nach etwa 300 μ s, HS.....	31
Abbildung 18: Messung ohne Tastköpfe, LS.....	32
Abbildung 19: Messung ohne Tastköpfe, HS	32
Abbildung 20: Querschnitt beim Modell Microstrip a) und Coplanar Waveguide b) [16]	35
Abbildung 21: Berechnung von Induktivitäts -und Kapazitätswerten eines Abschnittes	35
Abbildung 22: Hervorgehobene Netze mit Signalbezeichnungen der LS-Schaltung.....	36
Abbildung 23: Netze der LS-Variante mit Signalbezeichnungen. CAP- LED wird gesondert betrachtet	37
Abbildung 24: Netz mit unterschiedlichen Leiterbahnbreiten	38
Abbildung 25: Benutzeroberfläche mit eingegebenen Werten um $Z_0 = 50 \Omega$ zu erreichen.....	40
Abbildung 26: Das simulierte Netz zwischen LED und MOSFET	42
Abbildung 27: Elemente dieser Simulation.....	43
Abbildung 28: Simulation des Einschaltverhaltens unter Einfluss der Leiterbahnen (rt, gr) und ideal (bl).....	44
Abbildung 29: Schaltung mit nachgebildeten parasitären Effekten als Leitungselemente.....	46
Abbildung 30: Simulation des 30 ns-Pulses unter Einfluss der nachgebildeten parasitären Effekte	47
Abbildung 31: Simulation des zeitlichen Verhaltens der LED bei einem 10 μ s-Puls.....	48
Abbildung 32: Nachladevorgang der Pufferkondensatoren bei einem 30 ns-Puls	49
Abbildung 33: LS-Schaltung ohne parasitäre Effekte.....	50
Abbildung 34: Überschwinger des LED-Stromes ohne Einfluss parasitärer Effekte.....	51
Abbildung 35: Optische Anstiegs -und Abfallzeit über Puls-Strom einer High-Power IR-LED [18]	51
Abbildung 36: Stromverlauf bei neuem Arbeitspunkt	52
Abbildung 37: Verläufe mit neuem Arbeitspunkt der LED mit parasitären Effekten des PCB	53
Abbildung 38: Ausschnitt der Schaltung, die den betreffenden Strompfad darstellt	54

Abbildung 39: Stromverlauf bei Wegfall der Induktivitäten im Strompfad.....	55
Abbildung 40: Netze des betroffenen Strompfades.....	56
Abbildung 41: Mit verkürzten Bauelementabständen erreichte Strom-Anstiegszeit von 10 ns.....	56
Abbildung 42: Verkürzte Abstände und Einsatz von Kupferflächen.....	57
Abbildung 43: Auswirkungen auf eine Messung durch eine lange Masseleitung (re.) des Tastkopfes [19].....	58
Abbildung 44: Gedämpfte Schwingungen (gelber und grüner Graph) am Beispiel eines 1 μ s Pulses.....	58

Alle Abbildungen ohne Quellenangabe sind selbst erstellt.

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Verwendete Geräte.....	26
Tabelle 2: parasitäre Induktivität und Kapazität relevanter Netze	36
Tabelle 3: parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten sowie ohmsche Widerstände und Wellenwiderstände	38
Tabelle 4: Vergleich der Berechnungen des Wellenwiderstandes zwischen HyperLynx und AppCAD	40
Tabelle 5: Standard-Parameter entsprechen PCB-Parametern. Der Wert von ϵr ist eine Annahme.....	40
Tabelle 6: Einfluss der Leiterbahnbreite	41
Tabelle 7: Einfluss des Abstandes der Leiterbahn zum GND-Fill	41
Tabelle 8: Einfluss von ϵr	41

Literaturverzeichnis

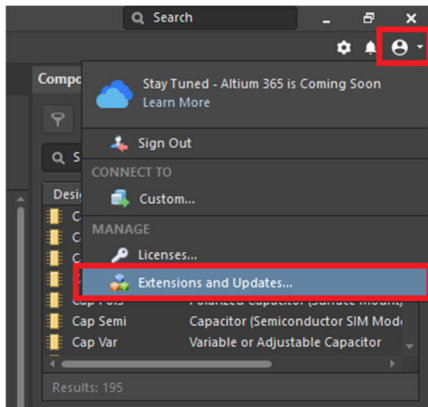
- [1] L. Li, „Time-of-Flight Camera – An Introduction,“ Zugriff: 10.07.2020. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/wp/sloa190b/sloa190b.pdf>.
- [2] „MD-Automation,“ Zugriff: 10.07.2020. [Online]. Available: <https://www.md-automation.de/themen/automation/time-flight-kameras-vereinen-2d-und-3d-bild-einer-aufnahme>.
- [3] M. Krause, „Entwicklung eines Delay-Locked Loop basierten Time-to-Digital Converters mit Sub-Gate-Delay Auflösung für eine Time-of-Flight Anwendung in 350 nm CMOS Technologie,“ Zugriff: 11.07.2020. [Online]. Available: https://www.fh-dortmund.de/de/fb/3/personen/lehr/karagounis/medien/masterarbeit_matthias_krause.pdf.
- [4] „Langer-Beratung Farbmischungen,“ Zugriff: 11.07.2020. [Online]. Available: <https://www.langner-beratung.de/tools/farbmischungen.html>.
- [5] D. Nährmann, Das große Werkbuch Elektronik, Franzis', 1994.
- [6] K. Beuth, Bauelemente, Vogel Fachbuch, 2006.

- [7] „VCSEL Arrays,“ Zugriff: 12.07.2020. [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/vcsel_arrays.html.
- [8] P. D.-I. D. Peier, „Einführung in die EMV,“ Abruf: 13.07.2020. [Online]. Available: <http://www.hst.e-technik.tu-dortmund.de/cms/de/Lehre/Praktika/BENT05.pdf>.
- [9] W. O. H.-J. S. M. W. P. Z. Manfred Frohn, Bauelemente und Grundschaltungen der Mikroelektronik, Pflaum Verlag München, 1999.
- [10] „Vishay Power MOSFET Basics - Application Note,“ Zugriff: 14.07.2020. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>.
- [11] „EL7104 MOSFET Driver Datasheet,“ Zugriff: 15.07.2020. [Online]. Available: <https://www.renesas.com/cn/en/www/doc/datasheet/el7104.pdf>.
- [12] „CSD17313Q2 Power MOSFET Datasheet,“ Zugriff: 22.07.2020. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd17313q2.pdf?ts=1595693247479&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FCSD17313Q2.
- [13] „Basic Principles of Signal Integrity,“ Zugriff: 25.07.2020. [Online]. Available: https://www.intel.de/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/wp/wp_sgnIntgry.pdf.
- [14] „Messung der relativen Permittivität [...],“ Zugriff: 25.07.2020. [Online]. Available: <https://www.uni-kassel.de/eecs/fileadmin/datas/fb16/Fachgebiete/FSG/Download/Lehre/ETP1/DielektrischeWerkstoffe.pdf>.
- [15] „Materialkonstanten,“ Zugriff: 21.07.2020. [Online]. Available: <http://www.siegfriedmeier.de/Download/X/Materialkonstanten.pdf>.
- [16] „Introduction to Common Printed Circuit Transmission Lines - Application Note,“ Abruf: 16.07.2020. [Online]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/2/2093.html>.
- [17] „PEWA - Signalintegrität,“ Zugriff: 24.07.2020. [Online]. Available: http://www.pewa.de/DATENBLATT/DBL_TESTO_SIGNALINTEGRITAET_FACHAUFSATZ_DEUTSCH.pdf.
- [18] „High Speed switching of IR-LEDs [...],“ Abruf: 23.07.2020. [Online]. Available: <https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-2496559/High-speed%20switching%20of%20IR-LEDs%20%E2%80%94%20Background%20and%20data%20sheet%20definition.pdf>.
- [19] „Probing Techniques for Accurate Voltage Measurements on Power Supplies with Oscilloscopes,“ Zugriff: 30.07.2020. [Online]. Available: <https://www.sjelectronics.co.uk/blog/probing-techniques-for-accurate-voltage-measurements-on-power-supplies-with-oscilloscopes/>.

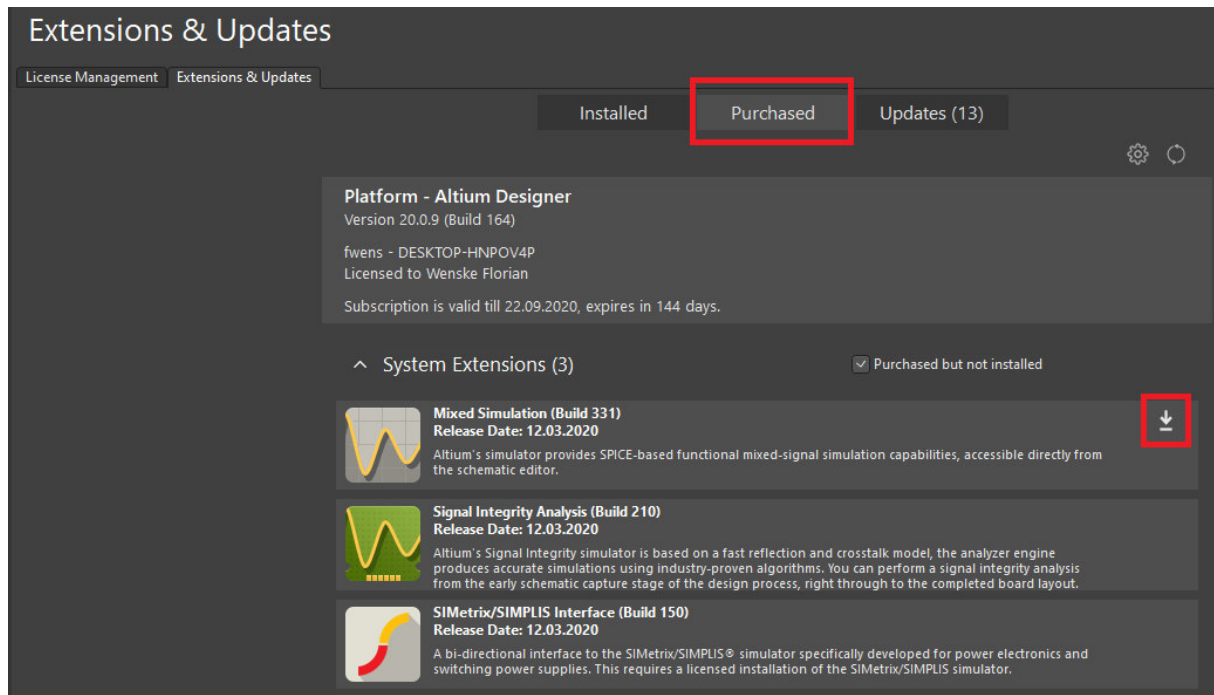
Anhang

Altium Designer: Simulator-Schnellstart

Um den in Altium Designer integrierten Spice-Simulator verwenden zu können, muss zunächst die Erweiterung *Mixed Simulation* heruntergeladen werden. Dies geschieht über die Auswahl des Menüs *Extensions and Updates* im Dropdown-Menü unterhalb der Schließen-Schaltfläche oben rechts am Bildschirmrand.



Unter der Kategorie *Purchased* befindet sich eine Liste mit verfügbaren *System Extensions*. Am rechten Rand eines jeden Listenelementes ist es möglich, das Herunterladen mit einem Klick auf den erscheinenden Pfeil zu starten.



Um simulieren zu können, werden Spannungs -oder Stromquellen benötigt, die in speziell für die Simulation vorgesehenen Bibliotheken enthalten sind. Diese werden bei der Installation unter folgendem Pfad mitgeliefert:

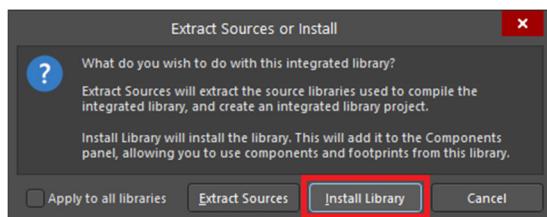
\\Benutzer\Öffentlich\Öffentliche Dokumente\Altium\AD20\Library\Simulation

Alternativ sind die Dateien hier verfügbar:

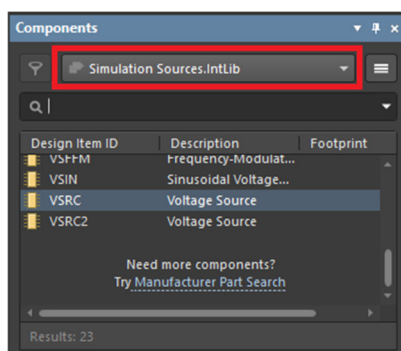
<https://techdocs.altium.com/display/AMSE/Simulation+Sources>

Name	Änderungsdatum	Typ	Größe
Simulation Math Function	22.05.2012 23:07	Altium Compiled ...	37 KB
Simulation Pspice Functions	22.05.2012 23:07	Altium Compiled ...	22 KB
Simulation Sources	22.05.2012 23:07	Altium Compiled ...	19 KB
Simulation Special Function	22.05.2012 23:07	Altium Compiled ...	36 KB
Simulation Transmission Line	22.05.2012 23:07	Altium Compiled ...	8 KB

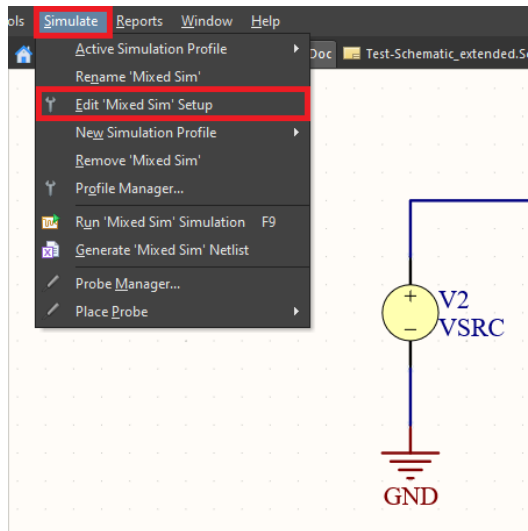
Zur Installation der Bibliothek *Simulation Sources* auf die Datei doppelklicken. Es öffnet sich ein Dialog, der mit *Install Library* beantwortet wird.



Um in Schaltpläne einfache Spannungsquellen einzufügen zu können, ist unter *Components* die soeben hinzugefügte Bibliothek *Simulation Sources* auszuwählen. Anschließend kann beispielsweise die Spannungsquelle *VSRC* per Drag-And-Drop dem Schaltplan hinzugefügt werden.

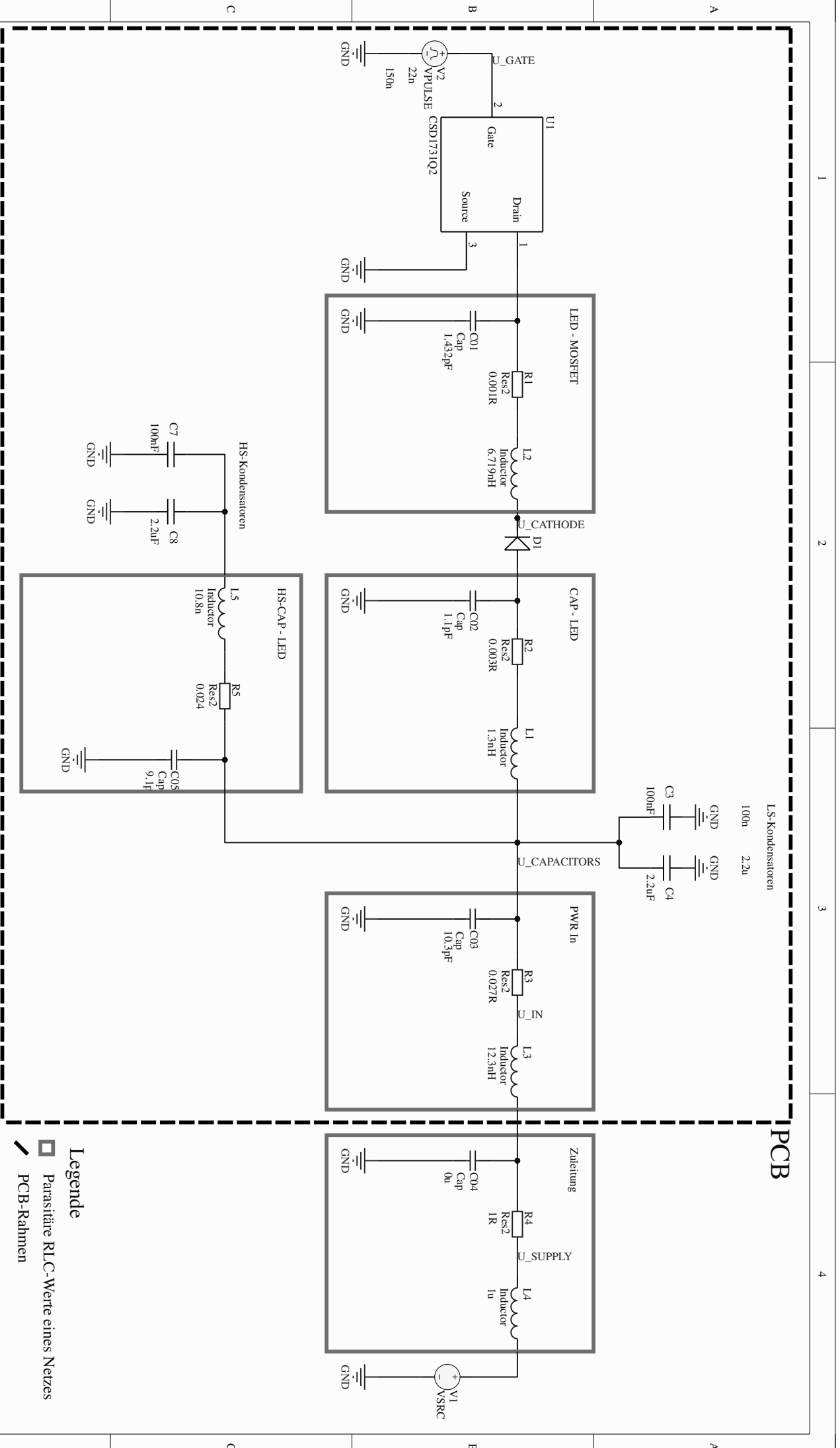


Zurück auf der Programmoberfläche lassen sich Simulationsparameter und Einstellungen über die Auswahl von *Edit ,Mixed Sim ' Setup* aus der Menüleiste unter *Simulate* finden.



Bauelementzuordnung

CON1	THT Male Header WR-MPC4
CON2	SMA Right-Angle PCB Jack
CON3	SMA Right-Angle PCB Jack
CON4	THT Male Header WR-MPC4
R1	50R
R2	50R
C1	100n
C2	2,2u
C3	100n
C4	2,2u
C5	100n
C6	2,2u
C7	100n
C8	2,2u
D1	OSRAM SFH 4717AS A01
D2	OSRAM SFH 4717AS A01
IC1	EL7104C
IC2	CSD 17313Q2
IC3	EL7104C
IC4	CSD 17313Q2
TP1	Testpoint Keystone 5016
TP2	Testpoint Keystone 5016
TP3	Testpoint Keystone 5016
TP4	Testpoint Keystone 5016



- Legende**
- Parasitäre RLC-Werte eines Netzes
 - ▮ PCB-Rahmen

Title		Low-Side-Ersatzschaltung mit parasitären Leiterbahn-Effekten als Leitungselemente	
Size	Number	Revision	
A4	1	1.1	
Date:	7.17.2020	Sheet of	
File:	C:\Users\... \MOSFET_SchDoc	Drawn By:	F. Weiske