

Untersuchung zum EMV-Verhalten von Mikrocontrollern

Lukas Becker

July 25, 2016

Zusammenfassung Im Rahmen einer etwa zweimonatigen Projektarbeit sollte das EMV-Verhalten von Mikrocontrollern untersucht werden. Dazu wurde zunächst ein Schaltkreis ausgewählt und dann eine kleine Messplatine entworfen. An diesem wurde dann im Labor Messungen mit einem Spectrum-Analyzer und einem Oszilloskop durchgeführt. Es wurden verschiedene Beschaltungen getestet, um die vom Schaltkreis emittierten Störungen zu dämpfen. Zum Schluss wurde mit LTSpice ein Modell für den Mikrocontroller erstellt und die Schaltung nochmal simuliert.
Schlüsselwörter EMV, Atmel ATtiny, Störspektrum

I. EINLEITUNG

Im Umgang mit Mikrocontrollern steht das Störverhalten dieser Bauelemente meist nicht im Vordergrund. Will man sich bei der Verwendung eines ICs darüber informieren, wie man diesen möglichst störungsfrei verwenden kann, werden meist nur unzureichende Informationen geboten. Das Datenblatt von Atmel zum ATtiny85 empfiehlt einen $100nF$ Kondensator zwischen VCC und GND, dessen Effektivität unklar ist. Meist wird nur der Einfluss von Störungen auf die Genauigkeit der Analog-Digital-Wandlung betrachtet, nicht jedoch das in externe Komponenten abgegebene Spektrum[2]. Schon eine erste Messung, bei der das Board noch über die Spannungsversorgung des USBasp versorgt wurde, zeigte im Spektrum des

Versorgungsstroms Komponenten im Abstand von $2MHz$ (des verwendeten ATtiny85) sowie $12MHz$ (des ATmega32 auf dem USBasp) bis in den Gigahertz-Bereich. (vgl. Abb. 7/S. 3)

Mikrocontroller ziehen entgegen der naiven Erwartungen und entgegen der Angaben im Datenblatt keinen zeitlich konstanten Gleichstrom.

II. AUFBAU DER PLATINE

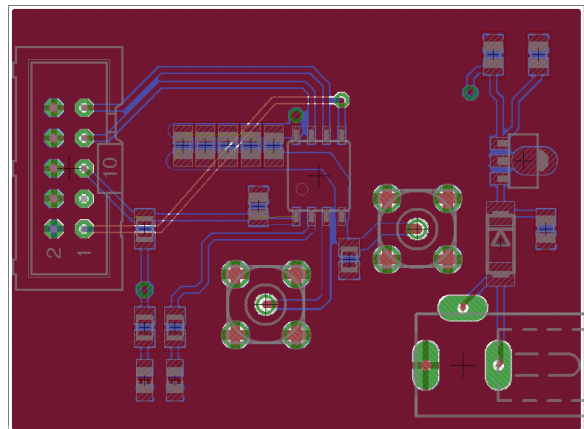


Figure 1: Version 3 der Platine

An erster Stelle stand ein Prototyp auf einem Experimentier-Board mit ordnungsgemäßer Entstörung laut Datenblatt des ATtiny85[2]. Hier konnte man auch schon auf einem einfachen Oszilloskop die enormen Stromimpulse in der Versorgungsleitung gut erkennen. Um nun ein genaueres Bild des Verhaltens zu messen, wurde der gleiche Mikrocontroller in SO8 Bauform ausgewählt und auf einer kleinen Platine in einem beispielhaften Aufbau eingesetzt.

Es wurden SMA Messbuchsen sowohl für die Messung des Stromes über 10Ω Widerstände in den Versorgungsleitungen (bei aktueller Boardversion nur am GND-Pin) als auch für einen intern auf Masse gezogenen Output-Port angebracht. Das Top-Layer wurde als GND definiert, das Bottom-Layer als VCC, um eine reale Situation zu modellieren. Natürlich musste der GND-Pin des Mikrocontrollers zunächst per Leiterbahn mit dem 10Ω Widerstand verbunden werden, um den Strom messen zu können. Außerdem wurde am digitalen Output-Port 3 eine LED mit Vorwiderstand angeschlossen, um die Funktionsfähigkeit sowie Aktivität des Mikrocontrollers zu dokumentieren. Als Oszillator wurde der interne LC-Oszillator des ATtiny85 verwendet, dessen Taktfrequenz im Makefile auf $2MHz$ spezifiziert wurde. Die Spannungsversorgung über einen stabilisierenden Linearregler wurde zwar konzipiert, kam aber nicht zum Einsatz.

III. MESSUNG

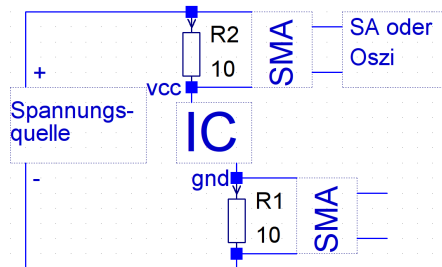


Figure 2: Aufbau der Messung des Stroms in der Versorgungsleitung

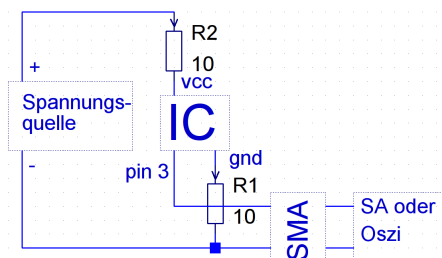


Figure 3: Aufbau der Messung der Spannung an dem intern auf Masse gelegten Output-Port

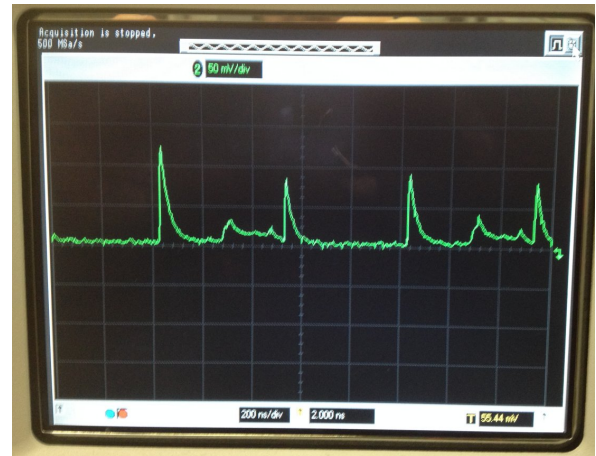


Figure 5: Oszillogramm der Messung

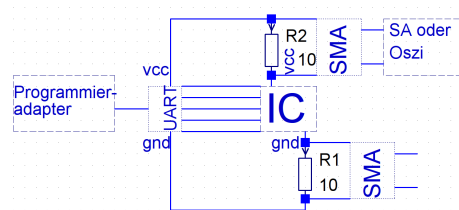


Figure 4: Aufbau der Messung des Stroms in der Versorgungsleitung bei Spannungsversorgung über die UART-Schnittstelle

Es wurde zunächst ein Oszilloskop mit einer maximalen Auflösung von acht Gigasamples pro Sekunde verwendet, um Daten der Stromaufnahme zur Modellierung in LTSpice zu erhalten. Als Spannungsversorgung wurden 4V mit einem Labornetzteil angelegt. An den 10Ω -Messwiderständen konnten steile Spannungsspitzen festgestellt werden, welche eine Höhe von $70mV$ bis $125mV$ aufwiesen. Diese entsprechen durch die Parallelschaltung des 10Ω Widerstandes mit dem 50Ω Messkopf etwa einem Strom von $9mA$ bis $15.6mA$. Sie traten periodisch, unabhängig von der Frequenz der LED, im Abstand von circa $500ns$ auf, wie in Abbildung 5 (S. 2) zu sehen ist. Die Stromimpulse sind also stark korreliert mit einer Taktflanke des internen Oszillators.

Die Anstiegszeit der Impulse betrug circa $8ns$. Ein präzises Oszillogramm der Auflösung $5\frac{ns}{div}$ ist in Abbildung 6 (S. 3) zu sehen. Die Messung stellte die Basis für eine Modellierung des Controllers

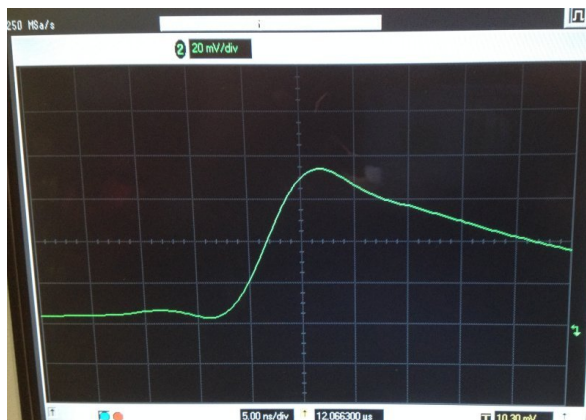


Figure 6: Oszillogramm eines Impulses

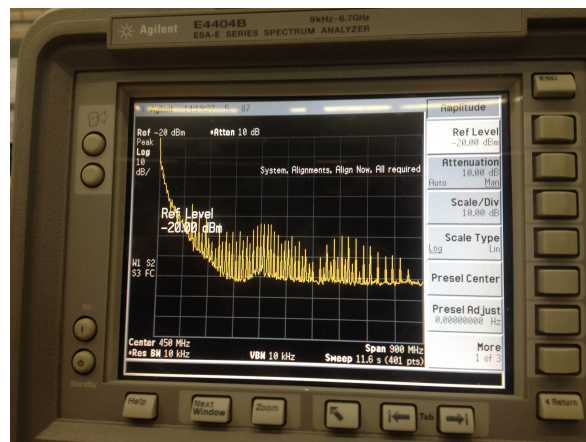


Figure 7: Spektrum mit Spannungsversorgung über UART

Nun wurde ein rauscharmes Labornetzteil angeschlossen und das Board mit 4V versorgt (vgl. Abb. 2/S. 2). Im Spektrum entfiel nun der 12MHz-periodische Teil. Trotzdem setzte sich das durch die Stromimpulse erzeugte Spektrum bis weit über 100MHz fort, dies ist in Abbildung 8 (S. 3)

durch eine Stromquelle in LTSpice dar.

Bei der Messung am Spectrum-Analyzer wurde zunächst das Leistungsspektrum des Spannungsabfalls am Messwiderstand aufgezeichnet. Hierbei gab es mehrere Messaufbauten. Zunächst wurde das Board über die 5V Leitung des Programmieradapters versorgt, um mögliche Effekte des ATmega32 auf dem USBasp untersuchen zu können (vgl. Abb. 4/S. 2). Man stellte fest, dass das erwartete 2MHz-periodische Spektrum des ATtiny85 stark von einem 12MHz-periodischen Spektrum des Quarzoszillators des USBasp überlagert wurde. Dieses Spektrum setzte sich bis in den GHz-Bereich fort. Bei etwa 620MHz konnte in diesem Messaufbau (10Ω Messwiderstand) Spektralkomponenten von -80dBm nachgewiesen werden.(Abb. 7/S. 3)

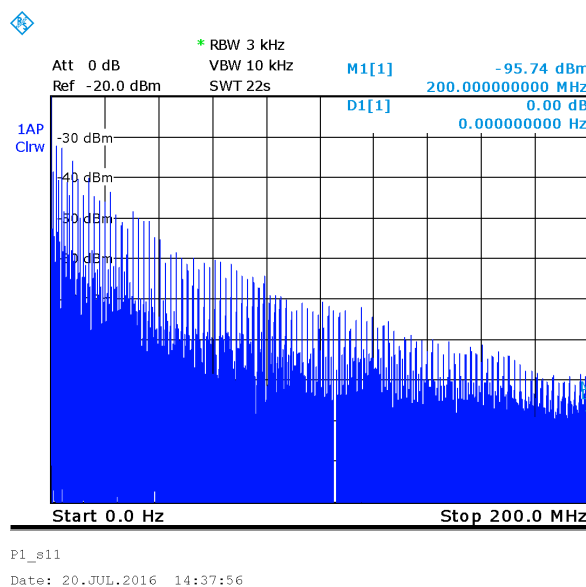


Figure 8: Spektrum der Spannung am Messwiderstand ohne Kondensator

Dann wurde überprüft, welche Einflüsse der von Atmel empfohlene Kondensator tatsächlich auf das

Spektrum des Betriebsstroms hat. Dies ist in Abbildung 9 (S. 3) sowie Abbildung 10 (S. 4) zu sehen.

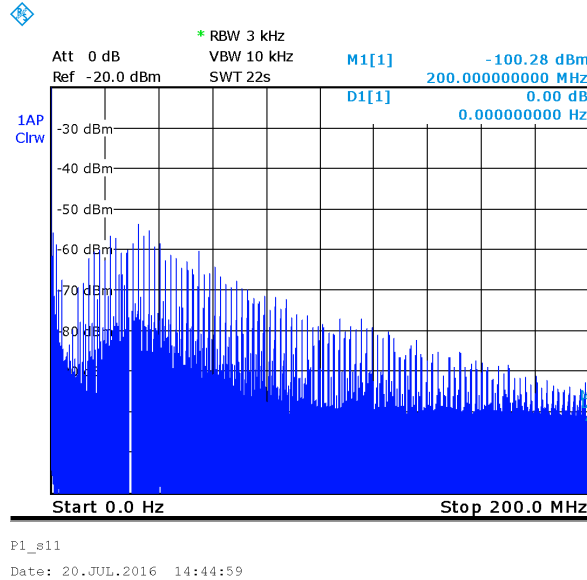


Figure 9: Spektrum der Spannung am Messwiderstand nach Hinzufügen des 100nF Kondensators

Man erkennt, dass diese Maßnahme bis zur Resonanzfrequenz des Kondensators eine große Wirkung zeigt, jedoch bei induktiven Verhalten des kapazitiven Bauteils so gut wie keinen Einfluss mehr hat[3].

Zur Bestimmung der Serieninduktivität wurde nun die Resonanzfrequenz in folgende Formel eingesetzt[1].

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C}$$

Die Berechnung der Induktivitäten ergab $L_{47nF} = 8.42nH$ sowie $L_{100nF} = 7.0nH$.

IV. SIMULATION

In der Simulation wurde ein Modell erzeugt, welches den Mikrocontroller als Stromquelle darstellt, die über die Bonddrahtinduktivitäten und Metallisierungswiderstände mit den Versorgungsleitungen verbunden ist. Die Werte dieser wurden geschätzt, da sie keinen erheblichen Einfluss auf das Spektrum haben. Der Stromverlauf

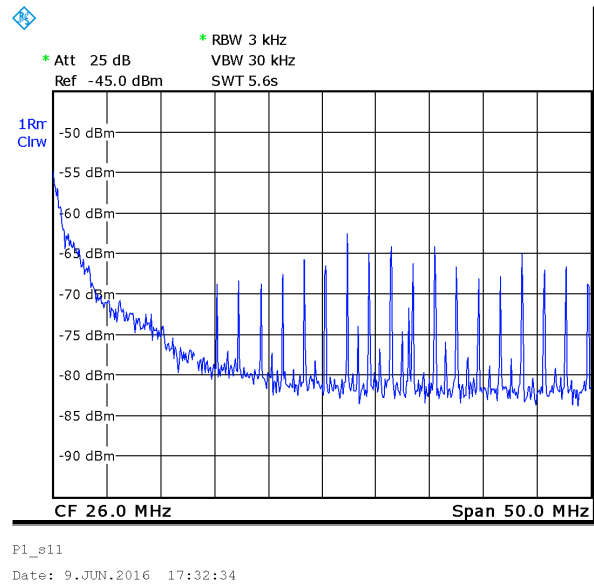


Figure 10: Spektrum nach Hinzufügen des Kondensators

der Quelle wurde über eine PWL-Datei eingebunden, die aus den Messungen am Oszilloskop konstruiert wurde (Abb. 11/S. 4)

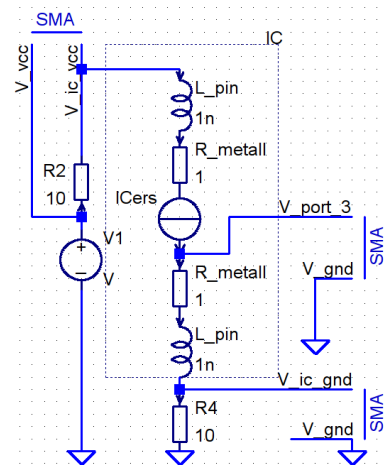


Figure 11: Ersatzschaltbild des Schaltkreises

Die Serieninduktivitäten der Kondensatoren wurden den Berechnungen nach der Messung entnommen. Im Folgenden wurde das Spektrum am Messwiderstand aufgezeichnet, um die Simulation

mit der Realität abzugleichen. Es zeigte sich eine Resonanzfrequenz bei 6MHz . Eine Modifikation der Kapazität des Abblockkondensators führte zu einer erwarteten Verschiebung der Resonanzfrequenz.

V. VERBESSERUNGSANSÄTZE

Um die doch recht geringe Eigenresonanzfrequenz des Koppelkondensators bei gleichzeitigem Erhalt der Kapazität nach oben zu verschieben, wird in Bastlerforen die Parallelschaltung des 100nF -Kondensators mit einem Kondensator mit kleinerer Kapazität (z.B. 1nF) empfohlen. Die Messungen konnten diese Empfehlung nicht bestätigen. Je nach Güte und Eigenresonanzfrequenz dieser Elemente ergaben sich zusätzliche Resonanzen, die in eigenen Spektralbereichen die Störkomponenten sogar verstärkten. Auch bei der Verwendung induktiver Komponenten (Ferritperlen, Längsdrosseln) läuft man Gefahr, weitere Resonanzkreise zu entwerfen[1]. Zudem liegt der Kostenpunkt solcher Komponenten meist über dem anderer Möglichkeiten, auch der Platzbedarf kann ein begrenzender Faktor sein. Die Bedämpfung der Versorgungsleitung mit einem Ohmschen Widerstand hat sich als die einfachste und wahrscheinlich effektivste Methode herauskristallisiert. Dieser wird verwendet, um den vom Oszillator des Mikrocontrollers erzeugten Strom, welcher ungehindert in die Versorgungsleitungen abfließen kann, zum Teil in thermische Leistung umzusetzen. Diese Maßnahme wurde durch Simulation des Spektrums an einem Leitungswiderstand verifiziert. Das Simulationsergebnis ist in Abbildung 12(S. 6) zu sehen. Die Wert des Widerstandes ist hierbei wählbar, jedoch abhängig davon, ob die Peak-Ströme der periodischen Impulse im Widerstand eine derart große Potentialdifferenz verursachen, dass es zum Brown-Out des Mikrocontrollers kommt. Da die gewählte Versorgungsspannung meist auch abhängig von der gewünschten Taktfrequenz ist, muss man diese Grenzen je nach Einsatz neu ausloten. Im Laborbeispiel betrug die Versorgungsspannung 4V , ein Takt von 2MHz ist auch bei 2V Versorgungsspannung laut Datenblatt noch gewährleistet (Siehe Abbildung 13/S. 5). D.h. der maximale Spannungsabfall darf ungefähr 2V betragen. Dies

entspricht bei einem Peak-Strom von 15.6mA einem Widerstand von circa 130Ω , wenn man die Stützung der Betriebsspannung durch den Abblockkondensator außer Acht lässt.

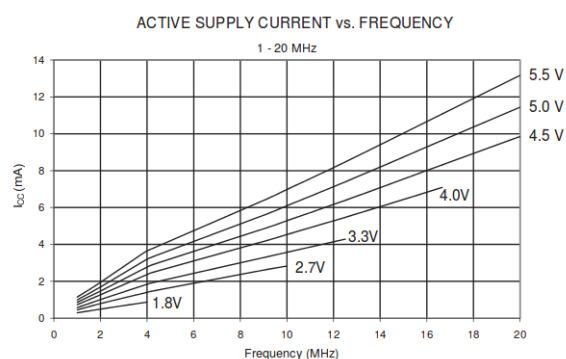


Figure 13: Abhängigkeit der Stromes von der Versorgungsspannung und Taktfrequenz

Ein weiteres Problem stellen Output-Ports dar, die eine niederohmige Last gegen Masse oder VDD treiben sollen. Diese können unter Umständen einen Bypass zum eingebrachten Serienwiderstand in der Versorgungsleitung darstellen. Der Störstrom des Mikrocontrollers kann unter Umständen durch Aufspannung einer großen Fläche am Endkopplungswiderstand vorbei fließen. Wenn man das Spektrum an Port 3 (Abb. 14/S. 6) mit dem Spektrum in der Versorgungsleitung (Abb. 9/S. 4) vergleicht, stellt man fest, dass dies in der Realität der Fall ist.

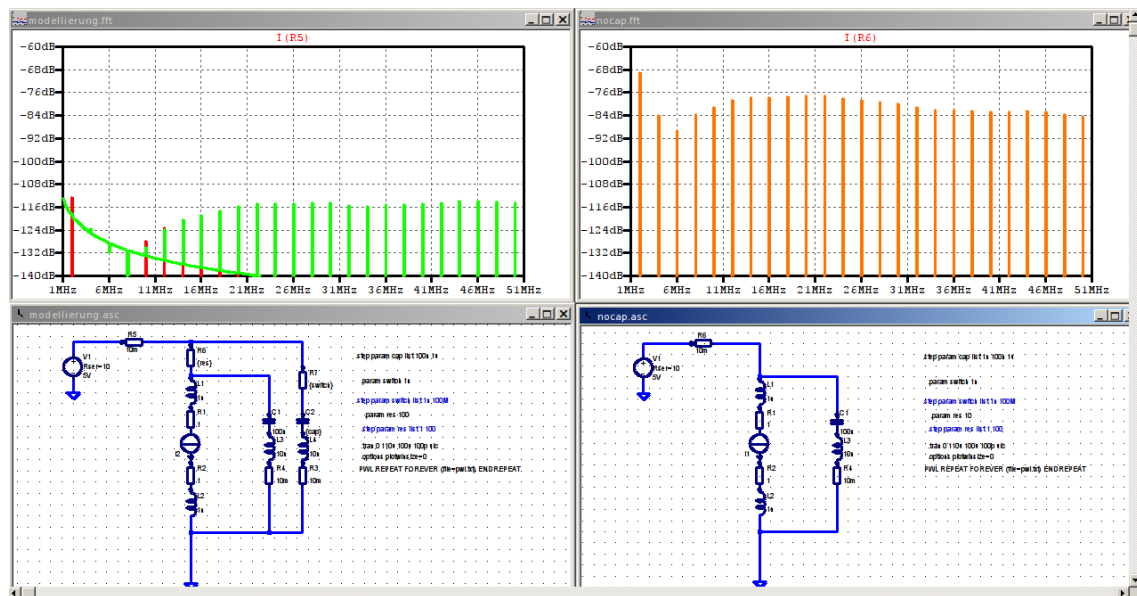


Figure 12: Vergleich der verbesserten und der einfachen Entstörung

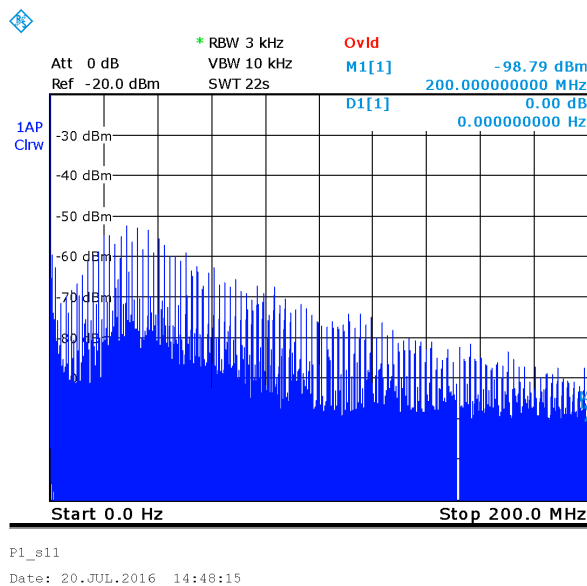


Figure 14: Spektrum an Pin 3 nach Hinzufügen des $100nF$ Kondensators

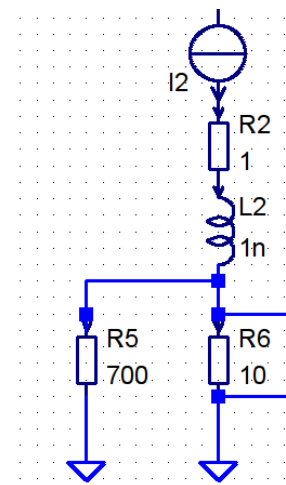


Figure 15: Bedämpfung der Ausgangsports

Die einfachste Lösung besteht darin, diese Output-Ports durch Serienwiderstände hochohmiger zu gestalten. Siehe Abbildung 15 (S. 6)

Durch das Anfügen eines weiteren Kondensators nach dem Widerstand wird ein Tiefpass entworfen, dessen Ausgangsspannung der Störspannung über der Versorgungsleitung und der Quelle entspricht. Dieser ist je nach Anwendung zu wählen. (Vgl. Abb. 12/S. 6)

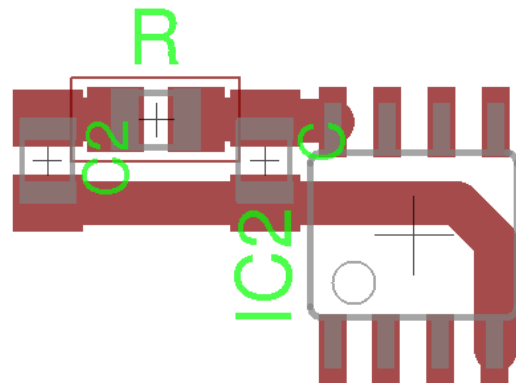


Figure 16: Möglicher Aufbau der Entstörschaltung

VI. FAZIT

Die oben aufgeführten Maßnahmen zeigten in LTSpice bei einem Quellinnenwiderstand von 10Ω und einem eingefügten 100Ω Widerstand eine Verringerung des Leitungsstrom von circa $40dB$. Wie empfänglich die Leitung oder die Quelle für diesen Störstrom ist, lässt sich nur schwer postulieren, denn der Widerstand, welchen der Strom am Fuß des Entstörwiderstands sieht, hängt letztendlich vom Innenwiderstand der Quelle und Leitung bzw. deren Verhalten bei hohen Frequenzen ab.

Es ist wichtig beim Platinenentwurf darauf zu achten, den Kondensator mit möglichst breiten und kurzen Leitungen anzubringen, um die Induktivität der Leiterbahnen gering zu halten. Der Widerstand sollte vorzugsweise direkt auf dem Löt看pad dieses Kondensators angebracht werden. (Vgl. Abb. 16/S. 7)

In Zukunft soll die postulierte Verbesserung real nachgemessen werden, da die Zeit dafür leider nicht mehr gereicht hat. Dieser Versuch stellt auch für Labore und Vorlesungen einen einfach zu realisierenden Einblick in das Thema EMV dar. Die Unterlagen stehen für Interessenten auf Anfrage zur Verfügung

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Prof. Hans Sapotta, "Skript Hochfrequenztechnik"
- [2] Atmel, "ATtiny25/45/85 Complete"
- [3] Tayo Yuden, "Multi Layer Ceramic Capacitor-datasheet"

Lukas Becker studiert Elektro- und Informationstechnik an der Hochschule Karlsruhe. Sein Bachelorstudium wird er voraussichtlich 2018 abschließen.