

**Praktikumsversuch**  
**„Einführung in die EMV“**  
**Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und elektrische Anlagen**  
**Prof. Dr.-Ing. Dirk Peier, Universität Dortmund**

<b>Inhalt</b>	<b>Seite</b>
<b>1. Einleitung .....</b>	<b>2</b>
<b>2. Grundlagen.....</b>	<b>2</b>
2.1 Störquellen.....	3
2.2 Kopplungsmechanismen.....	3
2.2.1 Galvanische Kopplung.....	4
2.2.2 Kapazitive Kopplung.....	4
2.2.3 Induktive Kopplung.....	4
2.2.4 Raumkopplung, Strahlungskopplung .....	5
<b>3. Leiterplattenentwurf .....</b>	<b>5</b>
3.1 Stromversorgungsleitungen, Schaltungsmasse.....	5
3.2 Entkopplung durch Abblockkondensatoren .....	6
3.3 Übersprechen .....	7
3.4 Signalreflexionen, Laufzeiteffekte.....	7
3.5 Störemissionen.....	8
<b>4. Meßgeräte, Messungen.....</b>	<b>9</b>
4.1 Oszilloskope .....	9
4.2 Feldsonden.....	10
4.3 Meßempfänger.....	10
4.4 Antennen.....	11
4.5 TEM-Zellen .....	12
4.6 Absorberräume .....	12
4.7 Emissionsmessungen .....	12
4.8 Störfestigkeitsmessungen .....	13
<b>5. Beschreibung Mikrocontroller-Platinen.....</b>	<b>14</b>
<b>6. Versuchsdurchführung .....</b>	<b>16</b>
6.1 Messung 1: Wirkung von Abblockkondensatoren .....	16
6.2 Messung 2: Kopplungen, Übersprechen.....	16
6.3 Messung 3: Feldmessung mit $\dot{D}$ -Feldsonde .....	16
6.4 Messung 4: Messung des Emissionsspektrums .....	17
6.5 Messung 5: Gestrahlte Störfestigkeitsmessung .....	19
<b>Anhang.....</b>	<b>21</b>
Platinendokumentation .....	21
Weiterführende Literatur .....	27

## 1. Einleitung

Ziel des Versuchs ist die Sensibilisierung für das Thema Elektromagnetische Verträglichkeit am Beispiel des EMV-gerechten Platinedesigns und das Kennenlernen von Geräten der EMV-Meßtechnik.

Versuchsziel

Für den Versuch sind zwei Varianten einer 8-bit-Mikrocontroller-Platine entwickelt worden. Die erste Platine enthält einige typische Fehler hinsichtlich eines EMV-gerechten Designs, während die zweite Platine nach EMV-konformen Entwurfsregeln gestaltet worden ist.

Versuchsablauf

Diese Versuchsanleitung soll vor Beginn des Versuchs durchgearbeitet und entstandene Fragen notiert werden. In der Vorbesprechung werden die theoretischen Grundlagen besprochen, Fragen geklärt und der Aufbau der Platinen besprochen. Anschließend werden Messungen durchgeführt, um die Platinen hinsichtlich ihrer EMV beurteilen zu können und Meßgeräte der EMV kennenzulernen.

Vorbereitung

Ein Pfeil  $\Rightarrow$  im Haupttext verweist auf am Rand stehende Grafiken, Anmerkungen etc.

## 2. Grundlagen

DIN IEC 50-161 definiert Elektromagnetische Verträglichkeit als „Fähigkeit einer Einrichtung oder eines Systems, in seiner elektromagnetischen Umgebung befriedigend zu funktionieren, ohne unannehmbare elektromagnetische Störgrößen für andere Einrichtungen in diese Umgebung einzubringen“  $\Rightarrow$ .

DIN IEC 50-161: Internationales Elektrotechnisches Wörterbuch, Kapitel „Elektromagnetische Verträglichkeit“

EMV, engl. EMC: Electromagnetic Compatibility

Elektrische Einrichtungen sind alle Geräte, Anlagen, Schaltungen etc. die elektrische Energie leitungsgebunden führen oder als elektromagnetische Wellen aussenden oder empfangen können. Mit jeder Erzeugung bzw. Verarbeitung von Nutzgrößen ist immer eine Aussendung (Emission) bzw. Aufnahme (Immission) von Störgrößen verbunden. Somit sind alle elektrischen Einrichtungen Störquellen oder Störsenken, häufig haben sie beide Eigenschaften [Pei, S. 1ff.].

Störquelle, Störsenke

Eine Störquelle gilt als elektromagnetisch verträglich, wenn ihre Störemission ein tolerierbares Maß nicht überschreitet. Entsprechend gilt eine Störsenke als elektromagnetisch verträglich, wenn sie eine ausreichende Störfestigkeit aufweist. Dabei ist zu entscheiden, in welchem Fall ein elektrisches System als gestört einzustufen ist (Funktionsminderung, Fehlfunktion, Funktionsausfall). Die Quantifizierung dieser allgemeinen Aussagen ist in Normen festgehalten, deren Darstellung nicht Bestandteil dieser Einführung sind.

Störemission, Störfestigkeit

Hersteller und Importeure elektronischer Produkte sind verpflichtet, EMV im Rahmen von europäischen und weltweit gültigen Normen sicherzustellen. Da das Nachbessern der EMV während der Inbetriebnahme eines Produkts problematisch, häufig sogar un-

Berücksichtigung von EMV-Aspekten schon in der Planungsphase

möglich ist, ist eine Berücksichtigung der EMV-Aspekte in der Planungsphase anzustreben, nicht zuletzt aus betriebswirtschaftlichen Gründen. Dies verlangt vom Entwickler umfassende Kenntnisse der Entstehung, Ausbreitung und Einkopplung von Störgrößen.

## 2.1 Störquellen

Störquellen sind ursächlich für die Erzeugung von Störgrößen verantwortlich. Störungen können von im gestörten Gerät befindlichen internen oder externen Quellen erzeugt werden. Bei externen Störquellen verursachen künstliche oder natürliche Quellen Störungen. Die folgende Übersicht liefert einige Beispiele [Hab, S. 19ff.]:

Interne und externe Störquellen

Interne Quellen	Externe Quellen	
	künstlich	natürlich
Signalwechsel auf Leitungen (Takt etc.)	Technische elektromagnetische Prozesse (Kraftwerke, Öfen etc.)	Atmosphärische Entladungen (Blitze)
Potentialänderungen auf Stromversorgungsleitungen	Hochspannungsleitungen, Schaltanlagen (Verkehr, Energieversorgung)	Elektrostatische Entladungen
Schaltvorgänge an Induktivitäten (Relais, Drosseln etc.)	Funksender, Kommunikationseinrichtungen	
Funktentladungen beim Öffnen und Schließen von Kontakten	Geräte, Elektrische Betriebsmittel	

*Interne und externe Störquellen*

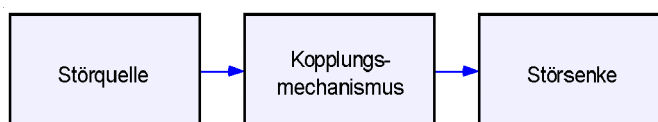
Sendeanlagen, Wechsel- und Drehstromkreise, Schaltnetzteile usw. erzeugen periodische Störungen innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches, während Schalt- und Zündvorgänge von Transformatoren, Leuchtstofflampen usw. aperiodische, zeitlich zufällige und breitbandige Störungen (Impulse, Bursts, Spikes) emittieren.

Periodische und aperiodische Störungen

## 2.2 Kopplungsmechanismen

Die von einer Störquelle ausgehenden Störsignale gelangen über einen oder mehrere Kopplungsmechanismen zur Störsenke. Die möglichen Mechanismen werden im Folgenden näher erläutert.

Kopplungsmechanismen



*Je nach Ausbreitungsmedium und Entfernung zur Störquelle gelangen Störgrößen über unterschiedliche Kopplungsmechanismen zur Störsenke*

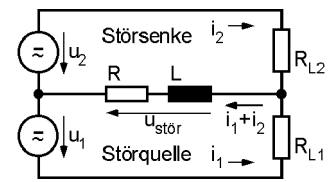
### 2.2.1 Galvanische Kopplung

Besitzen die Stromkreise der Störquelle und der Störsekte eine gemeinsame Impedanz  $\underline{Z}$ , werden Störungen der Störquelle in die Störsekte galvanisch eingekoppelt  $\Rightarrow$ . Die Impedanz  $\underline{Z}$  kann beispielsweise ein gemeinsamer Rückleiter von zwei Stromkreisen sein.

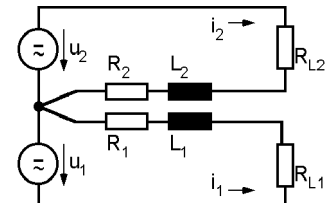
Die Störspannung  $u_{\text{stör}}$  entsteht als Spannungsabfall über  $\underline{Z}$ :

$$u_{\text{stör}} = R(i_1 + i_2) + L \left( \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \right) \quad \text{mit } \underline{Z} = R + j\omega L.$$

Durch getrennte Rückleitungen kann galvanische Kopplung vermieden werden  $\Rightarrow$ .



Galvanische Kopplung mit Koppelimpedanz  $\underline{Z} = R + j\omega L$



Vermeiden von galvanischer Kopplung durch getrennte Rückleitungen

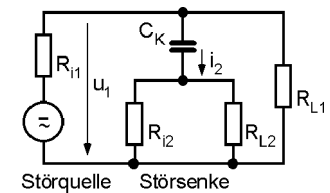
### 2.2.2 Kapazitive Kopplung

Kapazitive Kopplung liegt vor, wenn sich zwischen zwei Leitern unterschiedlichen Potentials ein elektrisches Feld aufgebaut hat. Die Spannung  $u_1$  der Störquelle (1. Stromkreis) treibt durch eine Koppelkapazität  $C_K$  einen Störstrom  $i_2$  in der Störsekte (2. Stromkreis)  $\Rightarrow$ .

Kapazitive Kopplungen können verringert werden durch

- Kürzen von Leitungen
- Vergrößern der Abstände zwischen sich störenden Leitungen
- Vermeiden von parallel geführten Leitungswegen
- Einfügen von Masseleitungen zwischen parallelen Leitungen (Schirmleiterbahnen)
- Verringern der Änderungsgeschwindigkeit der Spannung  $u_1$ ,

es gilt:  $i_2 \sim C_K \cdot \frac{du_1}{dt}$



Kapazitive Kopplung über Koppelkapazität  $C_K$ .

Da bei EMV-Analysen nur die eingekoppelte Störung betrachtet wird, wird der Wert der Störsektenspannung zu Null gesetzt. Die Quelle wird lediglich durch ihren Innenwiderstand  $R_{i2}$  repräsentiert [Fra, S. 6].

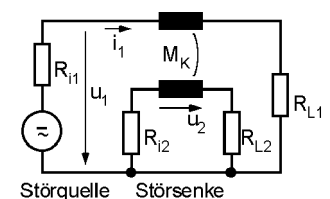
### 2.2.3 Induktive Kopplung

Induktive Kopplung entsteht zwischen zwei oder mehreren stromdurchflossenen Leiterschleifen, die über magnetische Flüsse miteinander gekoppelt sind. Der Strom  $i_1$  in der Störquelle (1. Stromkreis) induziert über eine Gegeninduktivität  $M_K$  eine Störspannung  $u_2$  in der Störsekte (2. Stromkreis)  $\Rightarrow$ .

Induktive Kopplungen können verringert werden durch

- Vergrößern des Abstandes zwischen den Leiterschleifen
- Verkleinern der Schleifenfläche durch räumlich benachbarte Verlegung von Hin- und Rückleiter oder Verkürzen der Leitungen
- Senkrechtes Anordnen der Schleifen zueinander
- Verdrillen der Hin- und Rückleiter beider Schleifen
- Verringern der Änderungsgeschwindigkeit des Störstromes  $i_1$ ,

es gilt:  $u_2 \sim -M_K \cdot \frac{di_1}{dt}$



Induktive Kopplung über Gegeninduktivität  $M_K$ .

Koppelkapazitäten und Gegeninduktivitäten sind keine realen (diskreten) Bauelemente, sondern parasitäre Impedanzen, die z.B. durch eine bestimmte Anordnung von Leitungen entstehen.

### 2.2.4 Raumkopplung, Strahlungskopplung

Bei den vorgenannten Kopplungen wird vorausgesetzt, daß die elektrischen und magnetischen Felder unabhängig voneinander sind. Diese Annahme ist nur gültig, wenn die Störquelle und Störsenke sich im Nahfeld befinden. Im Fernfeld treten die elektrischen und magnetischen Komponenten gleichzeitig auf, es liegt eine Raumkopplung vor. Lösen sich die Felder bei großen Frequenzen von den Leitungen, geht die Raumkopplung in eine Strahlungskopplung über [Pei, S. 14].

In der Praxis werden Fernfelder bei Leiterabständen  $r > \lambda/2\pi$  angenommen [Goed, S. 56]  $\Rightarrow$ . Der Übergang vom Nahfeld zum Fernfeld ist eine willkürliche Definition und nur von der erwünschten Genauigkeit der Problembeschreibung abhängig.

Nahfeld, Fernfeld

Für die Wellenlänge  $\lambda$  einer elektromagnetischen Welle der Frequenz  $f$  in einem Medium mit  $\epsilon_r$  und  $\mu_r$  gilt:

$$\lambda = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \cdot f}$$

$c_0$ : Lichtgeschwindigkeit  $3 \cdot 10^8$  m/s  
 $\epsilon_r$ : relative Permittivität  
 $\mu_r$ : relative Permeabilität

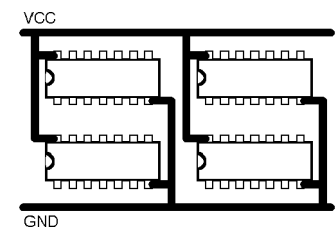
## 3. Leiterplattenentwurf

### 3.1 Stromversorgungsleitungen, Schaltungsmasse

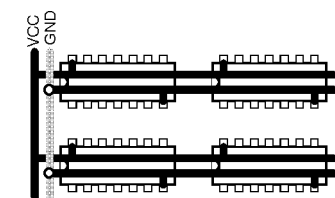
Ein entscheidendes Kriterium für die Funktion von elektronischen Schaltungen ist eine Versorgungsspannung, die weitgehend frei von Spannungseinbrüchen oder Überspannungsimpulsen ist. Störungen der Betriebsspannung werden z.B. von Logik-Chips erzeugt. Wenn die Stromaufnahme eines Chips schnell steigt, bricht die Spannung kurzzeitig ein; sinkt der Strom schnell, entsteht eine Spannungsspitze. Beide Effekte werden durch die Induktivität  $L$  der Versorgungsspannungs-Leiterbahnen hervorgerufen. Die Stromänderung induziert eine Spannung  $U$ , die entgegen der Stromrichtung wirkt:  $U = -L di/dt$ . Die Induktivität ist um so kleiner, je kürzer und breiter die Leitungen sind und je kleiner die vom Hin- und Rückleiter umschlossene Fläche ist  $\Rightarrow$ .

Als Gegenmaßnahmen müssen die Versorgungsleitungen möglichst kurz gehalten und die umschlossene Fläche der Leitungen minimiert werden  $\Rightarrow$ . Weiterhin kann die Qualität der Versorgungsspannung durch den Einsatz von Abblockkondensatoren verbessert werden (siehe nächstes Kapitel). Durch galvanische Kopplungen zwischen verschiedenen Stromkreisen bzw. Funktionseinheiten einer Schaltung entstehen Potentialschwankungen auf den Versorgungsleitungen. Der Platinenlayout-Entwurf nach den folgenden Designregeln hilft die vorgenannten Störungen zu minimieren.

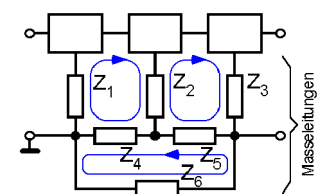
- Hoher Leitungsquerschnitt (niedriger ohmscher Widerstand)
- Parallele und möglichst kurze Leitungsführung der Versorgungsleitungen mit kleinem Abstand zueinander (niedrige Induktivität, entkoppelnde Wirkung)
- Vermeidung von Masseschleifen, die durch mehrfaches Verbinden eines Schaltungsteils mit dem Bezugsleiter entstehen  $\Rightarrow$



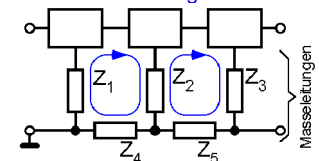
Schlechte Leiterbahnführung durch hohe Induktivität der Zuleitungen



Bessere Leiterbahnführung



Masseschleife durch mehrfache Masseleiterführung



Vermeiden der Masseschleife  $\Rightarrow$

- Sternförmige Verdrahtung der Versorgungsleitungen zur Vermeidung von galvanische Kopplungen zwischen Stromkreisen  $\Rightarrow$
- Getrennte Bezugspotentialsysteme für Systeme vorsehen, die z.B. einen Analog- und einen Digitalteil haben

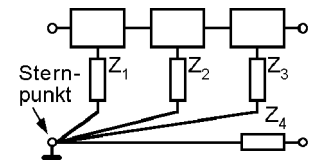
Einige Regeln schließen sich gegenseitig aus. So kann eine sternförmige Ausführung des Bezugsleiters zu einer größeren Leitungslänge führen, als eine vermaschte Leitungsführung. Der Entwickler muß einen Kompromiß zwischen den zugrunde liegenden Designregeln und der Realisierbarkeit finden. Die Verwendung von zwei- oder mehrlagigen Leiterplatten kann diesen Prozeß erleichtern. Mehrlagige Leiterplatten (Multilayer  $\Rightarrow$ ) ermöglichen die flächenhafte Ausführung von Versorgungsleitungen, die zu einer geringeren Induktivität und einem hohen Kapazitätsbelag führen [Fra, S. 37].

### 3.2 Entkopplung durch Abblockkondensatoren

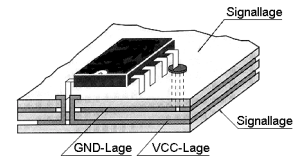
Überspannungen und Spannungseinbrüche auf Versorgungsspannungsleitungen können mit Abblockkondensatoren, auch Stützkondensatoren oder Pufferkondensatoren genannt, gedämpft werden. Logik-IC's wirken als Störquellen; das Versorgungs-Leiterbahnsystem, das Netzteil und andere aktive Bauteile als Störsenken [Fra, S. 20ff.]. Der vom Logikchip erzeugte Störstrom induziert über der induktiven Impedanz der Störsenke eine Störspannung. Um den Strom nicht durch diese Impedanz fließen zu lassen, wird ein Kondensator so nah wie möglich am Logik-IC parallel zur Spannungsversorgung geschaltet  $\Rightarrow$ . Der Kondensator fungiert als Bypass für den Störstrom, er „blockt das Bauteil ab“.

Am besten geeignet sind keramische Kondensatoren. Sie besitzen einen definierten Temperaturgang, haben eine geringe Induktivität, niedrige Verluste und sind preiswert. MKT-Kondensatoren  $\Rightarrow$  sind auch geeignet, weisen allerdings noch kleinere Verluste auf. Diese zumeist gute Eigenschaft wirkt sich hier negativ aus. Der Verlustfaktor ist das Verhältnis zwischen dem Ersatzserienwiderstand  $R_{ESR}$  und dem kapazitiven Blindwiderstand. Der Kondensator bildet mit der Induktivität der Versorgungsleitung und seiner Eigeninduktivität  $L_{ESL}$  einen Serienschwingkreis, der mit einem niedrigen Verlustfaktor (kleiner Widerstand  $R_{ESR}$ ) weniger stark bedämpft wird als mit hohen Verlusten  $\Rightarrow$ .

Oberhalb der Serienresonanzfrequenz hat der Kondensator induktives Verhalten. Um über einen weiten Frequenzbereich eine möglichst niedrige Impedanz zu erhalten und die Induktivität oberhalb der Resonanzfrequenz zu verkleinern, werden häufig Kondensatoren mit unterschiedlichen Impedanzkennlinien parallel geschaltet [Fra, S. 24].



Sternförmige Masseführung

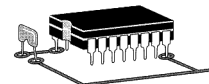


Aufbau einer vierlagigen Multilayer-Platine [Schwa, S. 434]

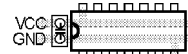
Empfohlene Werte für Abblockkondensatoren von Logik-Chips:

f	$\tau_a$	C
< 10 MHz	> 40 ns	33...100 nF
10...80 MHz	5...40 ns	10 nF
> 80 MHz	< 40 ns	1 nF

f steht für die Betriebsfrequenz der Schaltung.  $\tau_a$  steht für die maximale Anstiegsgeschwindigkeit des zu entkoppelnden IC's [Dur, S. 461].

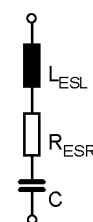


Ungünstige Platzierung des Stützkondensators aufgrund zu langer Leiterbahnen (hohe Induktivität der Zuleitungen) [Schwa, S. 430]



Bessere induktivitätsarme Platzierung

MKT: Bezeichnung für Filmkondensator mit metallisierter Polyester- oder Polypropylen-Folie nach DIN 41379



$L_{ESL}$ : Ersatzserieninduktivität  
 $R_{ESR}$ : Ersatzserienwiderstand (Verluste)  
 C: Kapazität

Ersatzschaltbild eines Kondensators [Fra, S. 21]

Die im Nanosekunden-Bereich liegenden Lade- und Entladeströme in den Abblockkondensatoren rufen auf den Versorgungsleitungen Stromschwankungen im Millisekunden-Bereich hervor [AVX]. Diese Stromschwankungen führen zu Versorgungsspannungsschwankungen, die mit Elektrolyt-Kondensatoren geglättet werden können. In der Praxis werden Werte zwischen 10...100  $\mu\text{F}$  verwendet. Vorzugsweise sollten Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren eingesetzt werden, die eine Induktivität aufweisen, die nur etwa ein Fünftel der von Aluminium-Elkos beträgt.

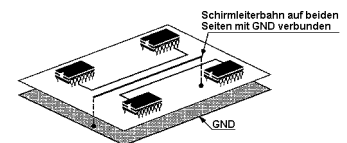
### 3.3 Übersprechen

Werden auf einer Leiterplatte zwei Signalleitungen über eine längere Strecke in einem engen Abstand parallel geführt, so kann dies zu einer kapazitiven oder induktiven Kopplung zwischen den Stromkreisen führen. In die Störsenke wird ein Störsignal eingekoppelt, daß mit einem Signal auf der Störquellenleitung korrespondiert. Dieser Effekt wird als Übersprechen bezeichnet.

Übersprechen kann durch folgende Maßnahmen reduziert werden:

- Vergrößern des Leitungsabstandes (verkleinert die Koppelkapazität und die Gegeninduktivität)
- Vermeiden der parallelen Leitungsführung. Optimal ist eine rechtwinklige Kreuzung der Leitungen auf verschiedenen Lagen
- Verlegen einer Schirmleiterbahn zwischen den Leitungen, die beidseitig an Masse liegt  $\Rightarrow$
- Verringern der Flankensteilheit und der Taktfrequenz (verringert die Anstiegsgeschwindigkeit der Störsignale und damit die Kopplung)

Einsatz von Elektrolytkondensatoren



Schirmleiterbahn zur Reduzierung störender Koppelspannungen [Schwa, S. 441]

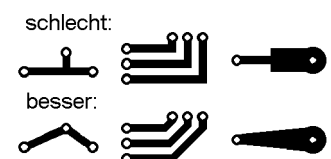
### 3.4 Signalreflexionen, Laufzeiteffekte

Leitungen, die so lang sind, daß Reflexionen und Laufzeiteffekte aufgrund des Wellencharakters von Signalen eine Rolle spielen, heißen „elektrisch lang“. Als Faustformel kann eine Leitung ab der Länge  $l > \lambda/10$  als elektrisch lang angenommen werden. In manchen Fällen reicht es aus, eine Leitung erst ab  $l > \lambda/4$  als elektrisch lang anzunehmen [Goed, S. 42]  $\Rightarrow$ .

Wenn Leitungen elektrisch lang sind, führen Wellenwiderstandsdiskontinuitäten im Leiterbahnverlauf zu Reflexionen, die zu Spannungsüberhöhungen durch Überlagerung hin- und rücklaufender Wellen und damit zu Störungen führen. Der Leiterbahnverlauf sollte daher möglichst kurz und gleichmäßig sein. Dabei gilt es sprunghafte Änderungen der Leiterbahn-Geometrie oder des Leiterplattenmaterials wie z.B. Verzweigungen, 90°-Ecken oder Drahtbrücken so weit wie möglich zu vermeiden  $\Rightarrow$ .

Kritische Leitungslängen in Abhängigkeit von der Frequenz für die Faustformeln  $l_{10} = l > \lambda/10$  bzw.  $l_4 = l > \lambda/4$ . Als Leitungsmedium wird eine Epoxidharzleiterplatte mit  $\epsilon_r = 4,7$  und  $\mu_r = 1$  angenommen.

f	100 MHz	250 MHz	1 GHz
$l_{10}$	14 cm	6 cm	1 cm
$l_4$	35 cm	14 cm	4 cm



Vermeiden von Wellenwiderstandsdiskontinuitäten



Signalreflexionen können schon bei elektrisch kurzen Leitungen aufgrund kurzer Signal-Anstiegs- bzw. Abfallzeiten entstehen. Eine Leitung der Länge  $l > \frac{T_r \cdot c_0}{2 \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}$  gilt als kritisch  $\Rightarrow$ .  $T_r$  ist die kürzest

vorkommende Anstiegs- bzw. Abfallzeit des Signals (Flankensteilheit).  $\epsilon_{r,\text{eff}}$  ist abhängig vom Leiterplattenmaterial und der Leitungsgeometrie und kann für Epoxidharzplatinen mit  $\epsilon_{r,\text{eff}} \approx 4$  abgeschätzt werden [Schwa, S. 443].

### 3.5 Störemissionen

Elektrisch lange Leiterschleifen können elektrische Energie in nennenswertem Umfang abstrahlen. Leiterbahnschleifen wirken als Rahmenantennen. Um die Emission gering zu halten, sollten Versorgungsspannungs-Leiterbahnen so kurz und in so geringem Abstand wie möglich verlegt werden  $\Rightarrow$ .

Das Frequenzspektrum der emittierten elektromagnetischen Wellen resultiert aus den Anstiegs- und Abfallzeiten sowie den Impulsbreiten der Signale auf der Leiterplatte  $\Rightarrow$ .

Ein periodischer trapezförmiger Impuls der Breite  $T$  und der Anstiegs- und Abfallzeit  $T_r$  erzeugt ein unendlich großes Frequenzspektrum aus Grundschwingungen  $f_{a,0} = 1/T$  und  $f_{b,0} = 1/T_r$  und Vielfachen der Grundschwingungen  $f_{a,n} = n \cdot f_{a,0}$  bzw.  $f_{b,n} = n \cdot f_{b,0}$  mit  $n = 2, 3, 4, \dots$  (Oberschwingungen, Harmonische). Die Grundschwingungen haben eine maximale Amplitude, die Amplituden der Harmonischen nehmen mit zunehmender Frequenz ab. Oberhalb der Eckfrequenz  $f_g = 1/\pi T_r$  fällt die Amplitude um 40 dB pro Dekade [Schwa, S. 45]  $\Rightarrow$ .

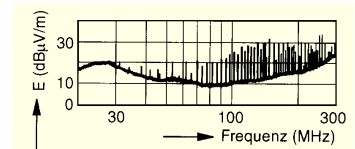
Im Gegensatz zu periodischen Signalen erzeugen nichtperiodische Vorgänge ein kontinuierliches Spektrum.

Da die Signal-Anstiegs- und Abfallzeiten in der Regel wesentlich kürzer als die Signalimpulsbreiten sind, bestimmt nicht die Betriebsfrequenz sondern die kürzeste Chip-Schaltgeschwindigkeit einer Schaltung die höchsten Frequenzen des Emissionsspektrums  $\Rightarrow$ . Daraus resultiert die Forderung, daß die Schaltkreise so langsam wie möglich gewählt werden müssen, um das Emissionsspektrum klein zu halten.

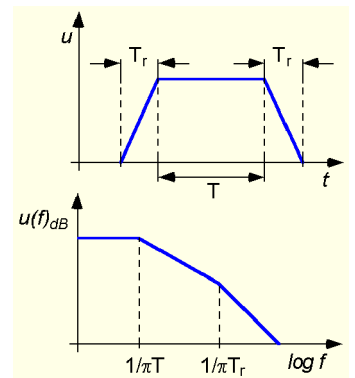
Ein TTL-Chip der Reihe 74Fxx hat durchschnittliche Signalanstiegszeiten von  $T_r = 1,2$  ns. Die kritische Leitungslänge beträgt nach der nebenstehenden Faustformel 9 cm.



Abstrahlung bei verschieden großen Leiterschleifen, die als Rahmenantennen wirken [Schwa, S. 451]



Emissionsspektrum eines TTL-Chips 74Fxx [Goed, S. 355]



Impulse der Breite  $1 \mu\text{s}$  und der Flankensteilheit  $5$  ns führen zu einem Emissionsspektrum mit Harmonischen  $f_{a,n} = n \cdot 1$  MHz und  $f_{b,n} = n \cdot 200$  MHz. Die obere Eckfrequenz  $f_g$  liegt bei ca.  $64$  MHz.



## 4. Meßgeräte, Messungen

Um Aussagen über die Elektromagnetische Verträglichkeit von elektrischen Einrichtungen treffen zu können, werden Emissions- und Störfestigkeitsmessungen durchgeführt. Motivationen für die Messungen können das fehlerhafte Verhalten eines Gerätes oder die Überprüfung des Einhaltens von Normen sein. Die hier genannten Geräte und Messungen stellen einen Ausschnitt aus der EMV-Meßtechnik dar.

Spannungen, Feldstärken, Leistungen etc. werden bei EMV-Betrachtungen als absolute Pegel angegeben, da die Meßgrößen einen großen Dynamikbereich aufweisen. Ein absoluter Pegel ist das logarithmierte Verhältnis zwischen dem Meßwert und einer Bezugsgröße. Es gelten folgende Umrechnungen:

Meßwert	Absoluter Pegel	Bezugsgröße
Spannung $U_x$	$U_{dB} = 20 \log U_x/U_0 \text{ dB}\mu\text{V}$	$U_0 = 1 \mu\text{V}$
E-Feldstärke $E_x$	$E_{dB} = 20 \log E_x/E_0 \text{ dB}\mu\text{V/m}$	$E_0 = 1 \mu\text{V/m}$
Leistung $P_x$	$P_{dB} = 10 \log P_x/P_0 \text{ dBmW}$	$P_0 = 1 \text{ mW}$

Umrechnung von einheitenbehafteten Meßwerten in absolute Pegel

Die Umrechnung eines absoluten Pegels in einen einheitenbehafteten Wert wird über die entsprechende Umkehrfunktion vorgenommen. Beispiel für die Umrechnung eines absoluten Spannungspegels:

$$U_x = 10^{U_{dB}/20} \cdot U_0 = 10^{U_{dB}/20} \cdot 1 \mu\text{V}.$$

Mit  $k_U := 10^{U_{dB}/20}$ ,  $k_E := 10^{E_{dB}/20}$  und  $k_P := 10^{P_{dB}/10}$  ergeben sich folgende Umrechnungsfaktoren:

Pegel / dB	-40	-20	-10	-3	0	3	10	20	40	60	80	100
$k_U, k_E$	0,01	0,1	0,32	0,71	1	1,41	3,16	10	100	$10^3$	$10^4$	$10^5$
$k_P$	$10^{-4}$	0,01	0,1	0,50	1	2	10	100	$10^4$	$10^6$	$10^8$	$10^{10}$

Faktoren für die Umrechnung von absoluten Pegeln in einheitenbehaftete Meßwerte

### 4.1 Oszilloskope

Mit Oszilloskopen werden meist leitungsgebundene Messungen im Zeitbereich vorgenommen. Die Bandbreite moderner Oszilloskope liegt üblicherweise bei 60 bis 1000 MHz. Da bei der Aufzeichnung rechteckförmiger Signale Oberwellen zu übertragen sind, deren Frequenzen weit über der Meßsignalfrequenz liegen, ist die maximal meßbare Signalfrequenz nicht identisch mit der durch die Bandbreite des Oszilloskops gegebenen maximalen Frequenz.

Als Faustformel gilt: Die maximale Meßsignalfrequenz sollte nicht mehr als 1/10 der Bandbreite betragen  $\Rightarrow$ . Dieser Umstand beschränkt den Einsatz von Oszilloskopen in der EMV-Meßtechnik auf relativ niederfrequente Vorgänge [ELV, S. 82].

Bei den Umrechnungen ist zu beachten, daß bei Spannungen und Feldstärken der Faktor 20 und bei Leistungen der Faktor 10 eingesetzt wird.

Obwohl der absolute Pegel dimensionslos ist, wird in der Praxis eine Bezeichnung zur Kennzeichnung der Bezugsgröße angegeben (z.B. dB $\mu\text{V/m}$ ).

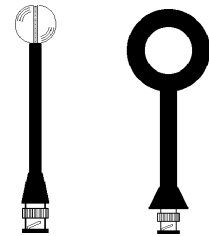
Ein Oszilloskop mit 1 GHz-Bandbreite kann rechteckförmige Impulse mit einer minimalen Impulsbreite von  $1/(0,1 \cdot 1 \text{ GHz}) = 10 \text{ ns}$  auflösen.

## 4.2 Feldsonden

Feldsonden ermöglichen eine Lokalisierung von Störquellen. Quantitative Aussagen über Störfeldstärken können nicht getroffen werden, da Feldsonden in der Regel unkalibriert sind.

Der Sondenkopf einer  $\dot{D}$ -Feldsonde besteht aus zwei voneinander isolierten metallischen Halbkugeln, an denen ein Koaxkabel angelötet ist  $\Rightarrow$ . Ein elektrisches Wechselfeld influenziert im Sondenkopf Ladungen, deren Fluß in einem Verstärker in ein Spannungssignal umgewandelt wird [Pei, S. 194]. In der Literatur wird die  $\dot{D}$ -Sonde häufig als E-Feld- oder Schnüffelsonde bezeichnet [Goed, S. 63f.].

Eine H-Feldsonde ist eine kurze Leiterschleife mit aufgetrennten Enden  $\Rightarrow$ . Das magnetische Wechselfeld induziert in der Leiterschleife eine Spannung, die an den Enden meßbar ist [Goed, S. 61ff.].



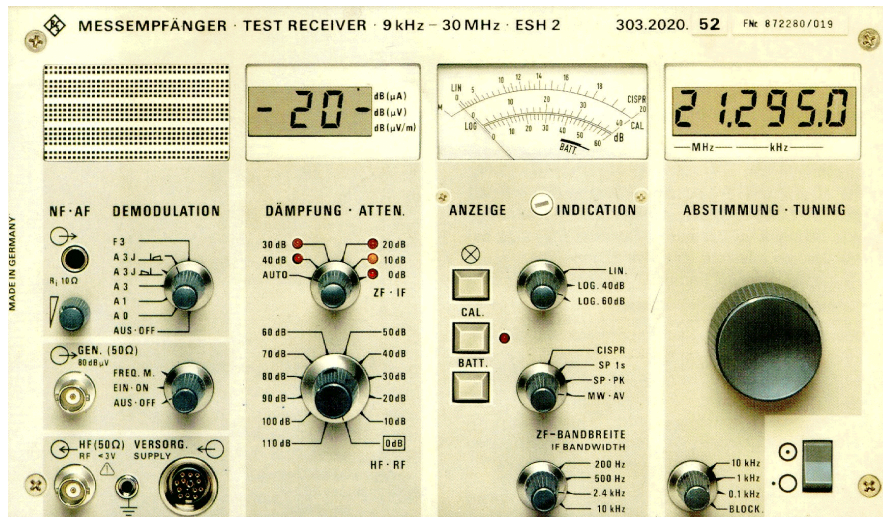
$\dot{D}$ -Feldsonde H-Feldsonde

## 4.3 Meßempfänger

Mit einem Meßempfänger werden HF-Spannungen nach Amplitude und Frequenz gemessen. Zur Messung von Feldstärken dienen Feldsonden oder Meßantennen als Meßwandler, die eine Spannung als Ausgangssignal liefern.

Meßempfänger arbeiten nach dem Überlagerungsprinzip. Das Eingangssignal wird nach dem Durchlaufen eines Eingangsabschwächers (HF-Dämpfung) mit einem einstellbaren Oszillatorsignal multipliziert und einem Zwischenfrequenz-Verstärker zugeführt, dessen Dämpfung einstellbar ist (ZF-Dämpfung). Das ZF-Signal gelangt über ein einstellbares Bandpaßfilter (ZF-Bandbreite) auf eine Bewertungsschaltung. Je nach verwendeter Norm ist eine Bewertung des Meßsignals notwendig. Es wird unterschieden zwischen Spitzenwert-, Quasi-Spitzenwert-, Mittelwert- und Effektivwert-Messungen. Auf diese Bewertungsverfahren wird nicht weiter eingegangen [Schwa, S. 317ff.].

HF-Dämpfung, ZF-Dämpfung, ZF-Bandbreite



Meßempfänger ESH 2 Rohde & Schwarz

### 4.4 Antennen

Meßantennen wandeln elektromagnetischen Wellen im Raum in Leitungswellen um. Bei passiven Antennen ist der umgekehrte Weg möglich, die Antenne kann als Sendeantenne arbeiten. Die Ausgangsspannung einer Meßantenne ist nichtlinear abhängig von der Frequenz. Um einen linearen Zusammenhang zwischen der Feldstärke und der gemessenen Antennenspannung  $U$  zu erhalten, muß bei jeder Frequenz zur Spannung  $U$  ein Antennenfaktor  $AF$  addiert werden:

$E = U + AF \Rightarrow$ . Der Antennenfaktor ist eine frequenzabhängige Kennlinie und wird vom Antennenhersteller geliefert.

Meßantennen werden für feste Frequenzbereiche konstruiert. Antennen, die ausschließlich entweder für elektrische oder magnetische Feldmessungen bei niedrigen Frequenzen konstruiert sind, werden als elektrisch klein bezeichnet. Rahmenantennen dienen der H-Feldmessung im Frequenzbereich 9 kHz bis 150 kHz. Stabantennen messen E-Felder im Bereich 9 kHz bis 30 MHz. Sowohl Rahmenantennen als auch Stabantennen gibt es als aktive Ausführungen mit eingebauten Vorverstärkern zur Verbesserung der Empfindlichkeit.

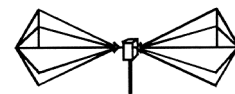
Zu den elektrisch großen Antennen gehören bikonische und logarithmisch-periodische Antennen. Diese Breitbandantennen messen elektromagnetische Felder. Bikonische Antennen werden im Bereich 30 bis 200 MHz und log.-periodische Antennen von 200 bis 1000 MHz eingesetzt. Die beiden letztgenannten Antennentypen haben die Eigenschaft, daß sie je nach Ausrichtung ausschließlich polarisierte Wellenkomponenten, d.h. vertikale oder horizontale Wellen empfangen bzw. aussenden [Schwa, S. 299ff.].



Antennenfaktor einer bikonischen Antenne



Rahmenantenne für H-Felder



Bikonische Antenne: Dipol aus zwei kegelförmig aufgeweiteten Antennenstabskonstruktionen (Stabreusen)



Logarithmisch-Periodische Antenne: Mehrere Antennenstäbe (Dipole), deren Länge und Abstand voneinander kontinuierlich steigen und in einem logarithmischen Verhältnis stehen. [Göp, S. 70, 72]

## 4.5 TEM-Zellen

TEM-Zellen werden vorwiegend für die Störfestigkeitsmeßtechnik verwendet und erzeugen homogene transversale elektromagnetische Felder. Eine TEM-Zelle ist ein aufgeweiteter Koaxialleiter, in dessen Innenraum sich bis zu einer Grenzfrequenz  $f_{10}$  eine ungestörte stehende TEM-Welle ausbreitet  $\Rightarrow$ . Aufgrund von konstruktiven Maßnahmen führt der Aufbau von Gigahertz-TEM-Zellen (GTEM) bis zu 1 GHz zu annähernder Reflexionsfreiheit  $\Rightarrow$ . Oberhalb der Grenzfrequenz bilden sich höhere Moden aus (Wellen mit ganzzahlig Vielfachen Wellenlängen der Grundschwingung).

Die erzeugte Feldstärke liegt bei Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz  $f_{10}$  bei annähernd  $E = U/d$ .  $U$  ist der Betrag der angelegten Wechselspannung und  $d$  der Abstand zwischen dem Innenleiter (Septum) und dem Außenleiter der TEM-Zelle. Das Verhalten des Prüflings (Funktionsstörung oder Totalausfall) wird elektrisch oder optisch erfaßt und außerhalb der Zelle registriert.

Bei Emissionsmessungen strahlt der Prüfling innerhalb der Zelle elektromagnetische Wellen in alle Raumrichtungen, die mehrfach reflektiert werden. Eine ungestörte TEM-Welle breitet sich auf diese Weise nicht aus.

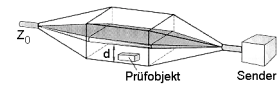
## 4.6 Absorberräume

Um reproduzierbare Emissions- und Störfestigkeitsmessungen durchführen zu können, ist es notwendig, Meßumgebungen zu schaffen, die möglichst reflexions- und feldfrei sind. Das ist beispielsweise im Freien zu realisieren (Freifeldmessung). Um innerhalb geschlossener Räume EMV-Messungen vornehmen zu können, werden Freifeldbedingungen in Absorberräumen nachgebildet. Absorberräume sind durch Metallkäfige geschirmte Räume, deren Wände mit Absorbieren ausgekleidet sind. Absorber bestehen meist aus pyramidenförmigen Schaumstoffkörpern, in die Kohlenstoffverbindungen eingelagert worden sind. Sie haben die Eigenschaft, elektromagnetische Wellen zu einem überwiegenden Teil in Wärme umzuwandeln. Die pyramidenförmige Bauform führt außerdem zu einer mehrfachen Reflexion, die den Effekt der Absorption noch verstärkt  $\Rightarrow$ .

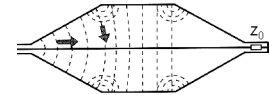
## 4.7 Emissionsmessungen

Mittels einer Emissionsmessung wird die leitungsgebundene oder gestrahlte Störaussendung einer elektrischen Einrichtung gemessen. Leitungsgebundene Emissionen können als eingekoppelte Spannungen oder Ströme im Zeit- oder Frequenzbereich gemessen werden. Emissionen elektromagnetischer Felder werden mit Feldsonden bei einer festen Frequenz oder mit Antennen und Meßempfängern zur Bestimmung eines Frequenzspektrums gemessen.

TEM: Transversal-Elektro-Magnetisch



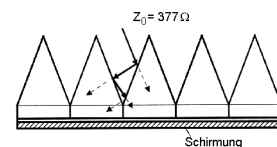
Aufbau TEM-Zelle [Schwa, S. 361]



Feldverteilung in TEM-Zelle [Schwa, S. 362]

Emissionsmessung mit TEM-Zelle

Freifeldmessung



Feldabsorption an Pyramidenabsorbieren [Göp, S. 157]

In der nachfolgenden Tabelle sind mögliche Störsignalformen und entsprechende Meßgeräte und Meßwandler aufgeführt.

Störsignal	Meßgerät	Meßwandler
Langsam ablaufende Störungen (z.B. Netzspannungsschwankungen)	Plotter, Digitales Speicheroszilloskop, Digitaler Schreiber (Datalogger)	Tastkopf, Stromwandler, Meßwandlerzange
Nichtperiodische oder periodische kurze Störimpulse (Transienten)	Transienten-Recorder, Netzanalysegerät, Digitales Speicheroszilloskop	Tastkopf, Stromwandler, Meßwandlerzange
Periodische Störsignale	Oszilloskop, Meßempfänger, Spektrum-Analysator	Tastkopf, Meßantenne
Elektro- oder magnetostatische Felder	Feldstärke-Meßgerät	Feldsonde

*Emissionsmessungen*

#### 4.8 Störfestigkeitsmessungen

Störfestigkeitsmessungen werden durchgeführt, um zu überprüfen, in welchem Umfang eine elektrische Einrichtung unter dem Einfluß einer elektromagnetischen Störgröße eine Funktionsminderung erfährt. Dabei wird das zu testende System künstlich erzeugten Störsignalen bzw. -feldern ausgesetzt und das Ausmaß einer Funktionsbeeinflussung registriert. Die erzeugten Störungen sollen die realen Belastungen so gut wie möglich nachbilden.

In der Tabelle sind einige typische Störfestigkeitsmessungen aufgeführt:

Gerät zur Störsimulation	Beeinflussung
Hochspannungserzeuger, Stoßpulsgenerator	Hochspannungsimpulse
ESD-Generator, ESD-Prüfpistole ⇒	Simulation von elektrostatischen Entladungen
Burstgenerator	Schnelle transiente Störpulsgruppen (Bursts)
Netzstörsimulator	Spannungsausfälle, -einbrüche, -spitzen, Oberschwingungen der Netzversorgung
Signalgenerator mit Sendeantenne, GTEM-Zelle	Elektromagnetische Strahlungsfelder

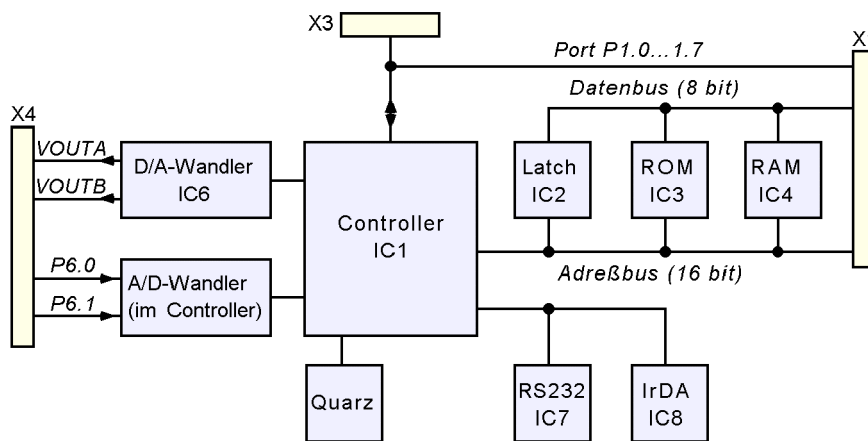
*Störfestigkeitsmessungen*

ESD: Electro-Static-Discharge -  
Elektrostatische Entladung

### 5. Beschreibung Mikrocontroller-Platinen

Auf den Platinen ist eine Standard-Applikation eines Siemens-80C535-Mikrocontrollersystems mit einem 16-bit Adreßbus und einem 8-bit-Datenbus implementiert. Der Controllerchip enthält einen 8-Kanal-Analog/Digital-Wandler (8 bit Auflösung), von dem zwei Eingänge genutzt werden (P6.0, P6.1). Außerdem verfügt das System über einen diskreten zweikanaligen Digital/Analog-Wandler mit 12 bit Auflösung (VOUTA und VOUTB), vier digitale Eingangsports (P1.4...1.7) und vier digitale Ausgangsports (P1.0...1.3).

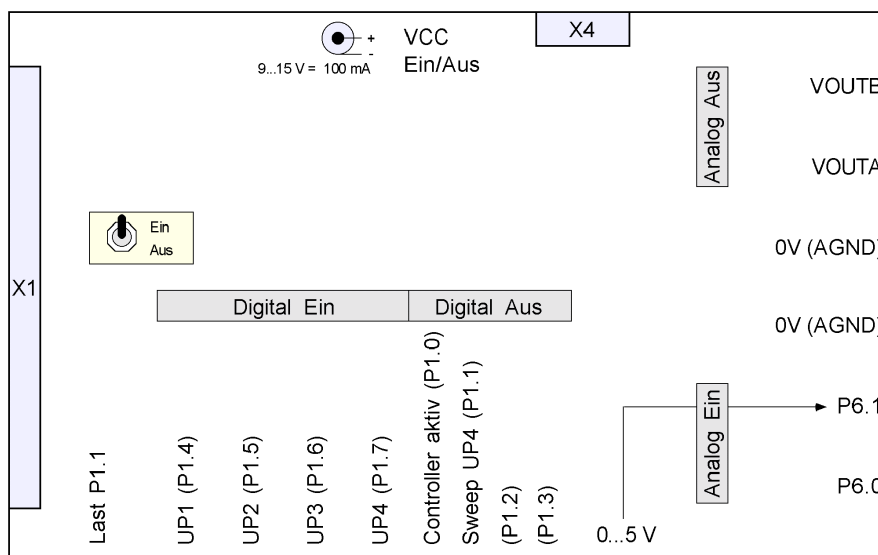
[Schaltungsbeschreibung der Mikrocontrollerplatinen](#)



Blockschaltbild Mikrocontrollerplatine

Im Versuchsbetrieb wird jede Platine in eine eigene Schnittstellenbox gesteckt, die einige Geber (Schalter und Potentiometer), Leuchtdioden, Meßbuchsen und die Stromversorgung per Batterie enthält:

[Schnittstellenbox](#)

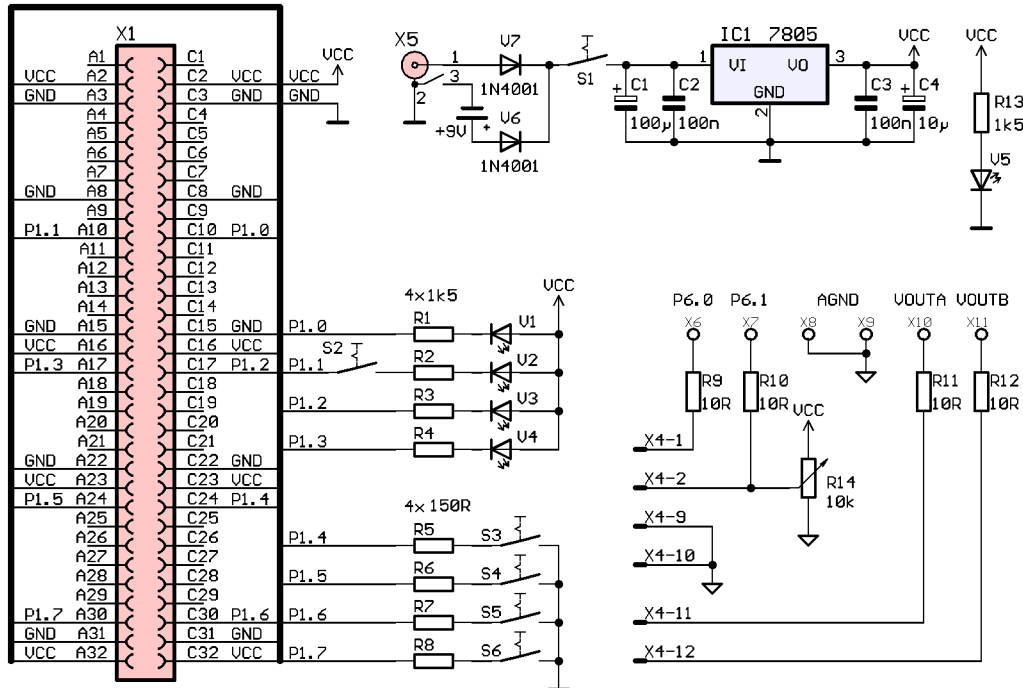


Schnittstellenbox Mikrocontrollerplatinen

Die Box enthält vier Schalter S3...S6 zur Einstellung der Logiksignale an den Controller-Eingängen P1.4...P1.7 und vier Leuchtdioden V1...V4 zur Anzeige der Logikpegel der Ausgänge P1.0...P1.3. Die analogen Ein- und Ausgangsleitungen des Systems sind an 4 mm-Meßbuchsen X6...X11 geführt.



An den analogen Eingang P6.1 ist innerhalb der Box direkt ein Potentiometer R14 als einstellbarer Spannungsteiler angeschlossen, das die Einstellung einer variablen Eingangsspannung 0...+5 V ermöglicht. Über den Schalter S2 „Last P1.1“ kann die Leuchtdiode V2 an Port 1.1 als Lastelement eingeschaltet werden.



Stromlaufplan Schnittstellenbox

Die Platine mit schlechten EMV-Eigenschaften (EMV-S) ist zweilagig ausgeführt, während die Platine mit guten EMV-Eigenschaften (EMV-G) eine industriell gefertigte vierlagige Multilayer-Platine ist. Für leitungsgebundene Messungen verfügen die Platinen über Meßpunkte (Meßpads). Darüber hinaus können auf der zweilagigen Platine Schaltungszweige mit Steckbrücken (Jumper) ein- und ausgeschaltet werden, um bestimmte elektrische Eigenschaften zu erzielen. Abgesehen von den Jumpern und einigen Entstörkomponenten sind die beiden Platinenvarianten identisch aufgebaut.

Platinen EMV-S und EMV-G

Der Programmspeicher (ROM) enthält vier Unterprogramme, die über vier entsprechende Schalter an der Schnittstellenbox ein- und ausgeschaltet werden können ⇒. Die Unterprogramme werden sequentiell abgearbeitet. Unabhängig von den Unterprogrammen wird ein Sekundentakt erzeugt und an P1.0 ausgegeben. Mit Hilfe dieses Blinksignals kann die Funktion des Systems jederzeit überprüft werden.

Nr.	Unterprogramm
1	Spannung an P6.1 einlesen (Poti R14) und an VOUTA ausgeben
2	Spannung an P6.1 einlesen und als ASCII-Wert über RS232 ausgeben
3	Treppenspannung erzeugen und an VOUTB ausgeben
4	Rechteckspannung mit variierender Frequenz (Sweep) an P1.1 ausgeben

Funktion der Unterprogramme

Einzelheiten zum Mikrocontroller-System sind den Stromlaufplänen, Bestückungsplänen und Tabellen im Anhang zu entnehmen.

## 6. Versuchsdurchführung

### 6.1 Messung 1: Wirkung von Abblockkondensatoren

- Platine EMV-S: Überprüfen Sie die Stabilität der Versorgungsspannung am ROM (IC 3) mit dem Oszilloskop. Notieren Sie die maximalen Abweichungen vom nominalen Spannungswert  $VCC = +5\text{ V}$ . Führen Sie zwei Messungen durch: Zuerst mit gezogenem Jumper J4 und daraufhin mit gestecktem Jumper J4. Diskutieren Sie die Ergebnisse.
- Platine EMV-G: Wiederholen Sie die Messung. Diskutieren Sie die Ergebnisse.
- Platine EMV-S: Versuchen Sie die Störquelle(n) für die Versorgungsspannungs-Schwankungen zu finden. Oszillografieren Sie gleichzeitig den Spannungsverlauf der Störquelle und der Störquelle. Diskutieren Sie die Ergebnisse.

### 6.2 Messung 2: Kopplungen, Übersprechen

- Platine EMV-S: Schalten Sie das Unterprogramm 1 ein und überzeugen Sie sich von seiner Funktion: Mit dem Potentiometer an der Schnittstellenbox kann eine analoge Spannung  $0...5\text{ V}$  eingestellt werden, die auf den Analog-Eingang P6.1 geführt wird. Das Programm führt eine A/D-Wandlung der Spannung an P6.1 durch. Der digitale Wert wird anschließend D/A-gewandelt und an VOUTA ausgegeben.
- Schalten Sie zusätzlich das Unterprogramm 4 ein: Das Programm erzeugt eine Rechteckspannung variabler Frequenz (Sweep) an Port 1.1. Schalten Sie mit dem Schalter S2 „Last P1.1“ die LED an P1.1 an. Bestimmen Sie alle Sweep-Frequenzen.
- Stellen Sie eine Ausgangsspannung  $VOUTA = 2\text{ V}$  ein. Verfolgen Sie den Leiterbahnverlauf der Signale VOUTA und P1.1. Untersuchen Sie meßtechnisch, ob eine Kopplung zwischen den Signalen vorliegt. Ist das Ergebnis von den Sweepfrequenzen abhängig? Stellen Sie eine Abhängigkeit von der Schalterstellung S2 fest?
- Vergleichen Sie die Ergebnisse mit einer Messung an der Platine EMV-G.

### 6.3 Messung 3: Feldmessung mit $\dot{D}$ -Feldsonde

Untersuchen Sie beide Platinen mit der  $\dot{D}$ -Feldsonde. Schließen Sie die Sonde an den Meßempfänger ESH 2 an. Mit welcher Bandbreite messen Sie? Was stellen Sie fest?

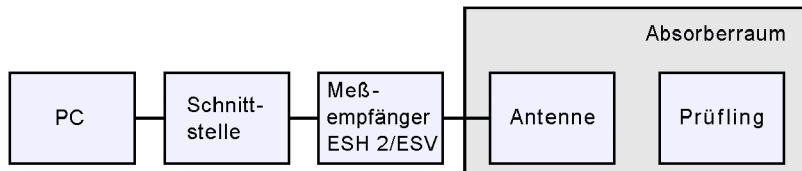
Tauschen Sie auf der Platine EMV-S den 12 MHz-Quarz gegen einen 5 MHz-Typ und messen Sie erneut. Diskutieren Sie die Ergebnisse.

### 6.4 Messung 4: Messung des Emissionsspektrums

Messen Sie das Spektrum der gestrahlten Störemissionen beider Platinen im Frequenzbereich 10 MHz...500 MHz (Quarzfrequenz 12 MHz). Führen Sie eine weitere Messung an der Platine EMV-S mit einem 5 MHz-Quarz im Frequenzbereich 10 MHz...20 MHz durch.

[Aufgabenstellung](#)

Die Abbildung zeigt den Meßaufbau:



Versuchsaufbau Emissionsmessung

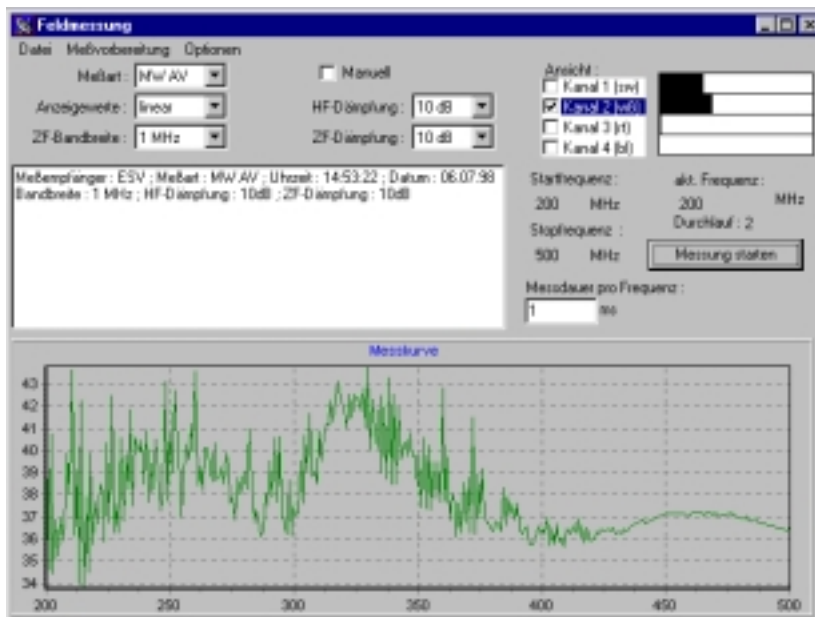
Um ein Emissions-Spektrum zu messen, muß der zu untersuchende Frequenzbereich in Meßintervalle aufgeteilt werden. Jede Intervallfrequenz wird am Meßempfänger eingestellt und die Feldstärke gemessen. Dieser Vorgang kann automatisiert werden, ein PC übernimmt die Steuerung des Empfängers und das Aufzeichnen der Feldstärke.

[Meßintervalle, Automatisierung](#)

Da sowohl die Meßempfänger als auch die Meßantennen nur in einem eingeschränkten Frequenzbereich betrieben werden können, müssen für den zu untersuchenden Frequenzbereich 10 MHz...500 MHz mehrere Messungen mit den jeweils passenden Geräten durchgeführt werden ⇒.

Frequenz	Meßempfänger	Meßantenne
9 kHz ... 20 MHz	ESH 2	Stabantenne
20 MHz ... 200 MHz	ESV	Bikonische Antenne
200 MHz ... 1 GHz	ESV	Log.-Per. Antenne

[Meßequipment in Abhängigkeit von der zu messenden Frequenz](#)



Programm Feldmessung

Verlauf der Messung:

- Positionieren des Prüflings auf einem Holztisch im Absorberraum
- Aufstellen der Meßantenne in 2,75 m Abstand
- Ausrichten der Antenne in die gewünschte horizontale oder vertikale Polarisationsrichtung (gilt nicht für die Stabantenne)
- Feldmeßprogramm konfigurieren:
  - Typ Meßantenne
  - Frequenzmeßbereich
  - Schrittweite nach Absprache
  - Meßart: Mittelwertmessung (MW-AV)
  - Meßdauer pro Messung: 1 ms
  - ZF-Bandbreite: 10 kHz, 120 KHz oder 1 MHz  $\Rightarrow$
  - ZF-Dämpfung: Wert empirisch ermitteln, indem Meßbereich „von Hand“ durchlaufen wird und die Dämpfung so eingestellt wird, daß bei keiner Frequenz eine Übersteuerung auftritt, d.h. darauf achten, daß das Analogmeßgerät nie Vollausschlag hat
  - HF-Dämpfung: 10 dB
- Controllerplatine einschalten
- Unterprogramme 1-3 einschalten
- Messung starten

Verlauf der Messung

Die Wahl der ZF-Bandbreite ist abhängig vom Meßempfänger, Frequenzbereich und der Anzahl der Meßpunkte. Sie sollte so groß gewählt werden, daß bei der Emissionsmessung keine Frequenz ausgelassen wird.

Der automatisierte Meßvorgang für eine Meßfrequenz verläuft nach folgendem Schema:

- Einstellen der Meßfrequenz
- Messen der Antennenspannung für die eingestellte Meßdauer und Verrechnen mit dem Antennenfaktor zu einem Feldstärkewert
- Abspeichern des Wertes
- Neue Meßfrequenz einstellen usw.

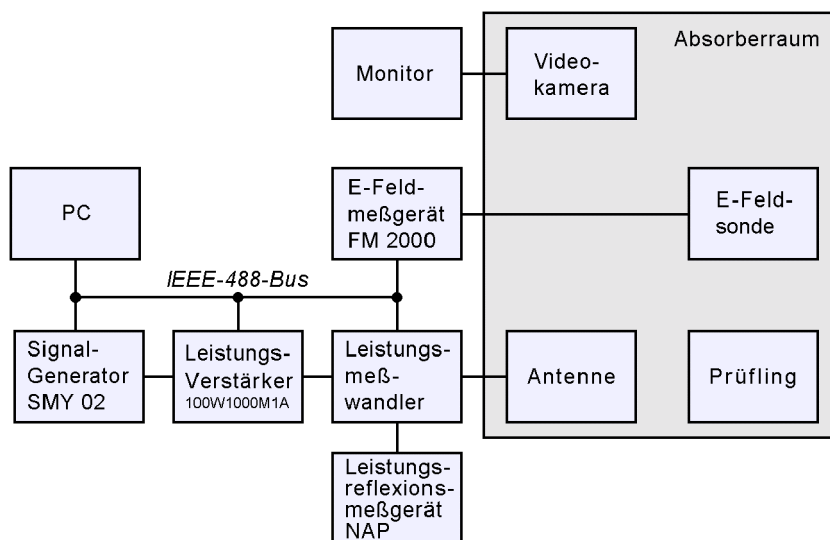
Diskutieren Sie die gemessenen Emissionsspektren. Warum ist es sinnvoll, das Unterprogramm 4 (Erzeugen der Sweepfrequenz) ausgeschaltet zu lassen?

## 6.5 Messung 5: Gestrahlte Störfestigkeitsmessung

Führen Sie zwei Störfestigkeitsmessungen durch, indem Sie beide Platinen jeweils mit einem elektromagnetischen Feld der Feldstärke 20 V/m im Frequenzbereich 200...700 MHz bestrahlen. Überlegen Sie, in welcher Polarisationsrichtung der elektromagnetischen Wellen die größere Störbeeinflussung zu erwarten ist und richten Sie die logarithmisch-periodische Sendeantenne entsprechend aus.

[Aufgabenstellung](#)

Die Abbildung zeigt den Versuchsaufbau:



Versuchsaufbau Störfestigkeitsmessung

Gehen Sie wie folgt vor: Der Prüfling wird auf einen Holztisch im Absorberraum gelegt. In einem Abstand von 1 m wird die Sendeantenne aufgestellt. Da die Feldstärke am Ort des Prüflings frequenzabhängig ist, bei der Störfestigkeitsmessung aber eine konstante Feldstärke für alle Frequenzen notwendig ist, muß als erstes eine Kalibrierkurve erstellt werden. In der Kurve wird für jede Frequenz der Signalpegel eingetragen, der notwendig ist, um die gewünschte Feldstärke zu erzeugen.

[Kalibrierkurve](#)

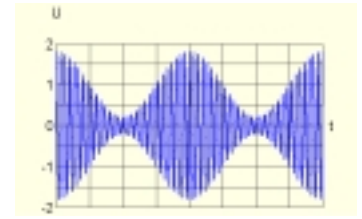
Um die Kalibrierung durchzuführen, wird am Ort des Prüflings eine Feldmeßsonde aufgestellt, die über einen Lichtwellenleiter mit einem Feldstärkemeßgerät außerhalb des Absorberraums verbunden ist. Das PC-Programm „CALEMS“ steuert den Signalgenerator über den IEEE-488-Bus so an, daß für jede zu sendende Frequenz der Signalpegel so weit erhöht wird, bis die gewünschte Feldstärke mit einer vorgegebenen Genauigkeit erreicht wird. Dieser Signalpegel wird zusammen mit der Frequenz gespeichert. Gleichzeitig wird die gesendete und von der Antenne reflektierte Verstärkerleistung gemessen und der Verstärker bei Überschreiten eines Grenzwertes abgeschaltet.

Verlauf der Messung:

[Verlauf der Messung](#)

- Einschalten aller Meß- und Steuergeräte
- Einschalten der Controllerplatine

- Aufruf des Programms „EMS“, Angabe der Kalibrierkurven-Datei und der Verweildauer, mit der jede Frequenz gesendet werden soll. Einstellen von 80% Amplitudenmodulation am Signalgenerator.
- Beobachten des Prüflings per Videokamera, so daß ein Ausfall der Controller-Platine durch Erlöschen der Sekundentakt-LED festgestellt werden kann



80 % amplitudenmodulierte Sinus-schwingung

Kann die Funktion der Platinen gestört werden? Wenn ja, geben Sie die Frequenz und ungefähre Feldstärke an, bei der der Controller ausfällt. Was bewirkt die Amplitudenmodulation des Störsignals?



## Anhang

### Platinendokumentation

Bezeichnung	Funktion	Position
J1	Wahl der positiven Referenzspannung für den Controller IC1, Pin 11	Pos. 1: Versorgungsspannung VCC (+5 V) Pos. 2: Referenzspannungsausgang des D/A-Wandlers IC6, Pin 23 (+2,5 V) Pos. 3: Externe Quelle an X4, Pin 13
J2	Wahl des GND-Bezugspotentials für die Referenzspannung des Controllers IC1, Pin 12	Pos. 1: Externe Quelle an X4, Pin 14 Pos. 2: Massepotential AGND (EMV-G) bzw. GND (EMV-S) der Controllerplatine
J3	Sendeleitung TxD des IrDA-Transceivers IC8 ein- bzw. ausschalten	Pos. 1: Aus Pos. 2: Ein
J4	Abblockkondensator C7 an VCC/GND-Versorgungsstrang für IC2, IC3 und IC4 an- bzw. abklemmen	J4 gesteckt: C7 angeklemt J4 gezogen: C7 abgeklemmt
J5	Kondensatoren-Paar C21, C29 an VCC/GND-Versorgung für IrDA-Sendediode an- bzw. abklemmen	J5 gesteckt: C21, C29 angeklemt J5 gezogen: C21, C29 abgeklemmt
J6	Abblockkondensator C1 an VCC/GND-Einspeisung für gesamte Platine an- bzw. abklemmen	J6 gesteckt: C1 angeklemt J6 gezogen: C1 abgeklemmt
J7	Filterkombination SMD-Ferrit F1, Abblockkondensator C10 an D/A-Wandler VCC/GND-Versorgung IC 6 an- bzw. abklemmen	Pos. 1: F1, C10 abgeklemmt (IC6, Pin 22 direkt an VCC) Pos. 2: F1, C10 angeklemt (IC6, Pin 22 über Filter an VCC)
J8	Digitale I/O-Port P1.1 des Controllers IC1 an Messerleiste X1 führen oder nicht	J8 gesteckt: P1.1 an X1, Pin A10 J8 gezogen: P1.1 nicht an X1

### Jumperfunktionen

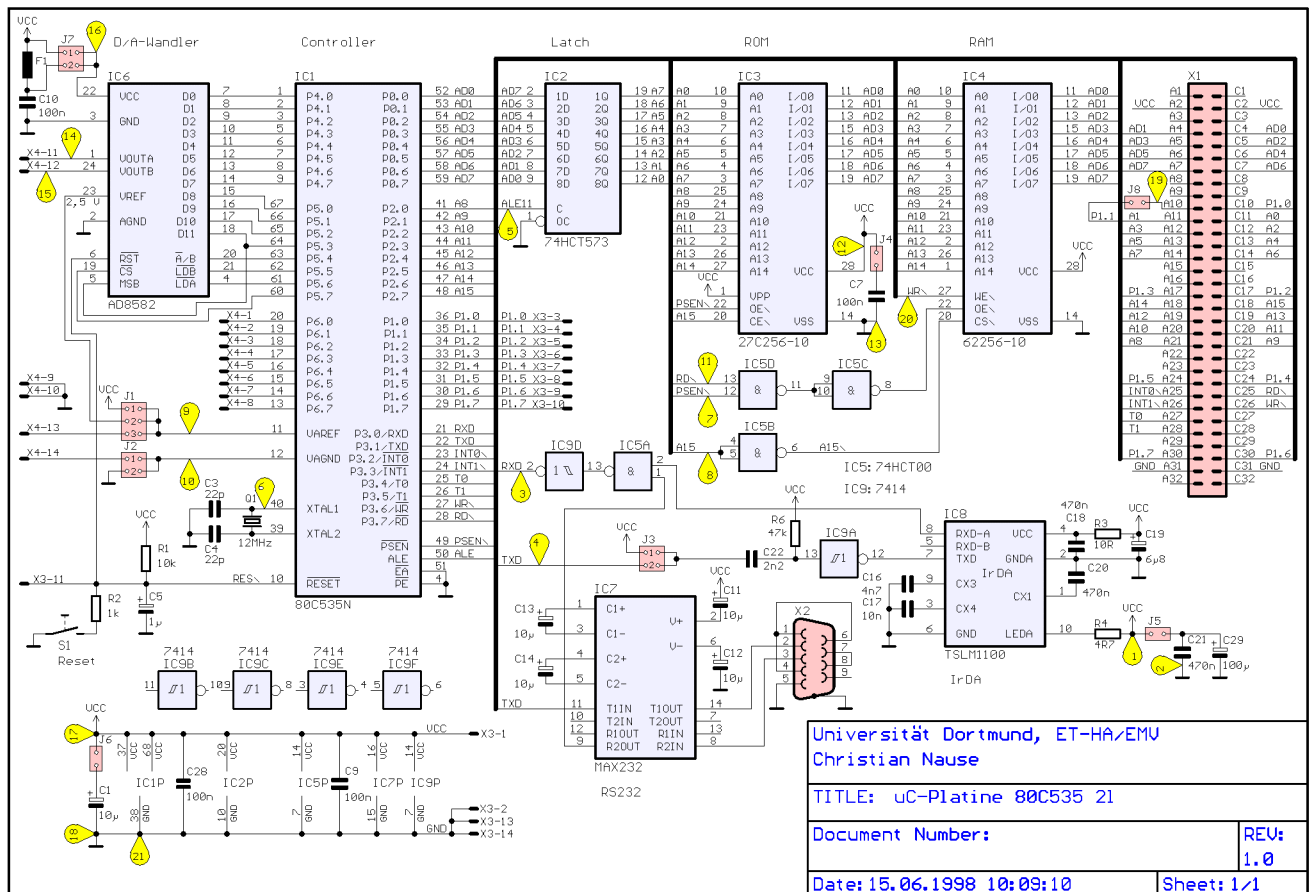
Nr.	Signalname	Funktion
1	VCC	Speisung Sendediode IrDA-Transceiver IC8
2	GND	Speisung Sendediode IrDA-Transceiver IC8
3	RxD	Datenempfangsleitung der seriellen Schnittstelle vom Controller IC1
4	TxD	Datensendeleitung der seriellen Schnittstelle vom Controller IC1
5	ALE	Adreßlatch-Enable vom Controller IC1
6	XTAL1	Quarztaktsignal am Controller IC1
7	PSEN	Program-Store-Enable vom Controller IC1
8	A15	Adreßleitung 15 vom Controller IC1
9	VAREF	Positiver Referenzspannungs-Eingang vom Controller IC1
10	VAGND	Negativer Referenzspannungs-Eingang vom Controller IC1
11	RD	Read Enable vom Controller IC1
12	VCC	Versorgungsspannungsstrang IC2, IC3 und IC4
13	GND	Versorgungsspannungsstrang IC2, IC3 und IC4
14	VOUTA	Analog-Ausgang A vom D/A-Wandler IC6
15	VOUTB	Analog-Ausgang B vom D/A-Wandler IC6
16	VCC	Versorgungsspannungseingang vom D/A-Wandler IC6
17	VCC	Versorgungsspannungs-Einspeisung an Messerleiste X1
18	GND	Versorgungsspannungs-Einspeisung an Messerleiste X1
19	P1.1	I/O-Port 1.1 vom Controller IC1 kurz vor der Messerleiste X1
20	WR	Write Enable vom Controller IC1
21	GND	Bezugsfläche für alle Messungen, wenn nicht anders angegeben

### Meßpads

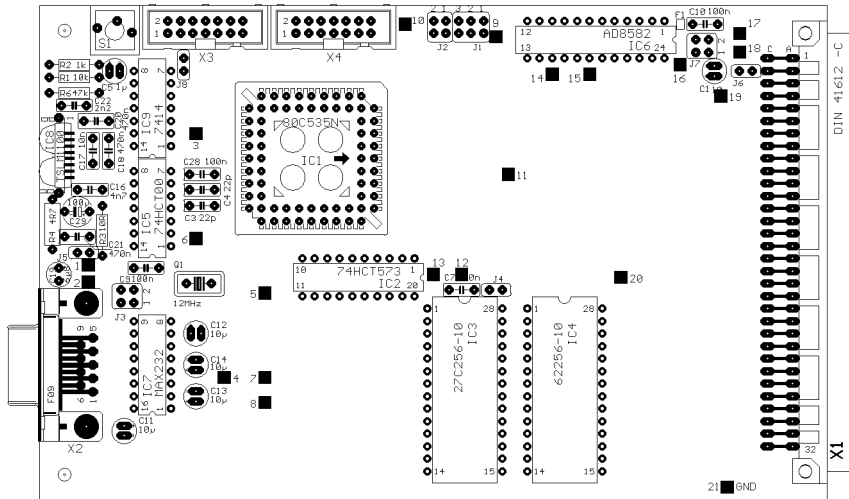
Funktion	Port	Stecker	IC	Pin
Digital Aus	P 1.0	X1-C10, X3-3	IC1	36
Digital Aus	P 1.1	X1-A10, X3-4	IC1	35
Digital Aus	P 1.2	X1-C17, X3-5	IC1	34
Digital Aus	P 1.3	X1-A17, X3-6	IC1	33
Digital Ein	P 1.4	X1-C24, X3-7	IC1	32
Digital Ein	P 1.5	X1-A24, X3-8	IC1	31
Digital Ein	P 1.6	X1-C30, X3-9	IC1	30
Digital Ein	P 1.7	X1-A30, X3-10	IC1	29
Analog Aus	VOUTA	X4-11	IC6	1
Analog Aus	VOUTB	X4-12	IC6	24
Analog Ein	P 6.0	X4-1	IC1	20
Analog Ein	P 6.1	X4-2	IC1	19

Ein- und Ausgabe-Ports

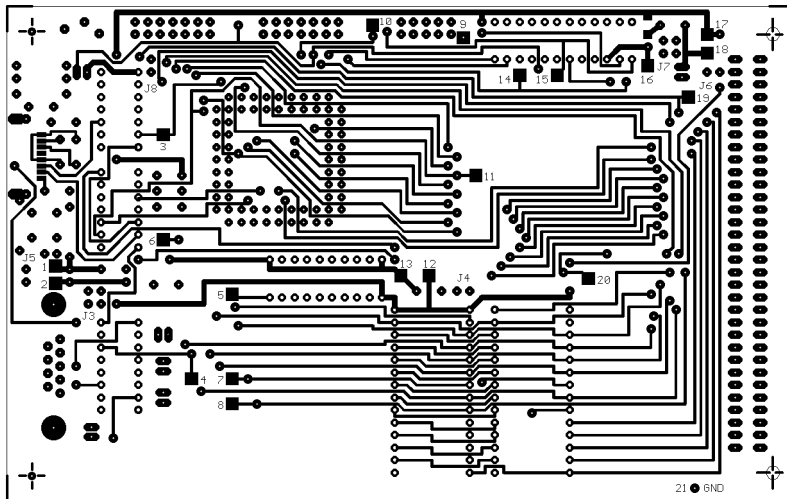
### Dokumentation Zweilagige Platine EMV-S



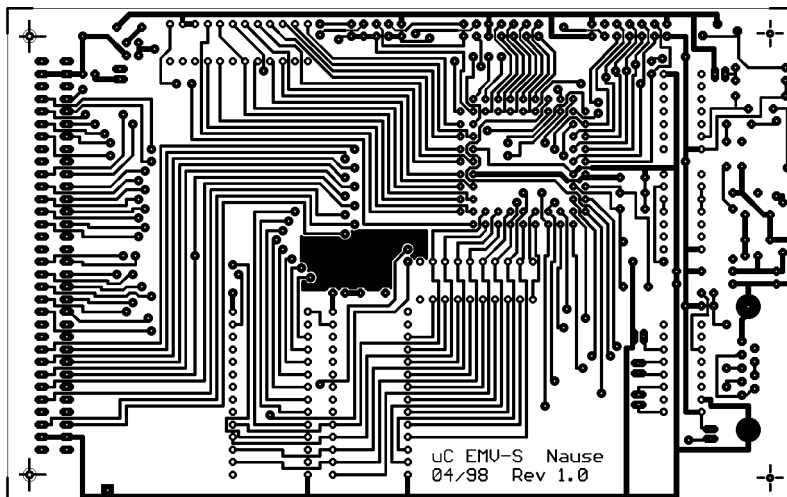
Stromlaufplan Zweilagige Platine EMV-S



Bestückungsplan Zweilagige Platine EMV-S

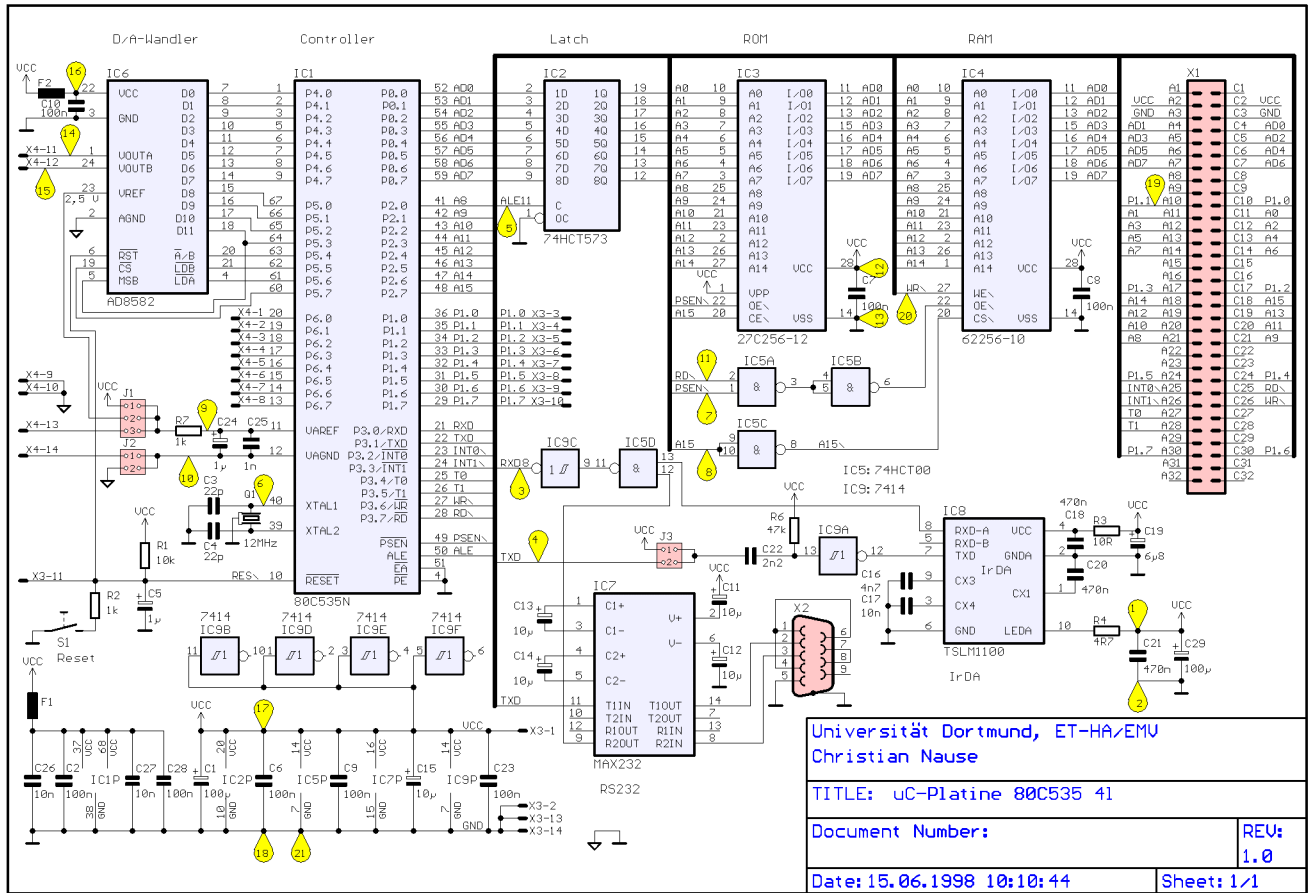


Layout Bestückungsseite Zweilagige Platine EMV-S

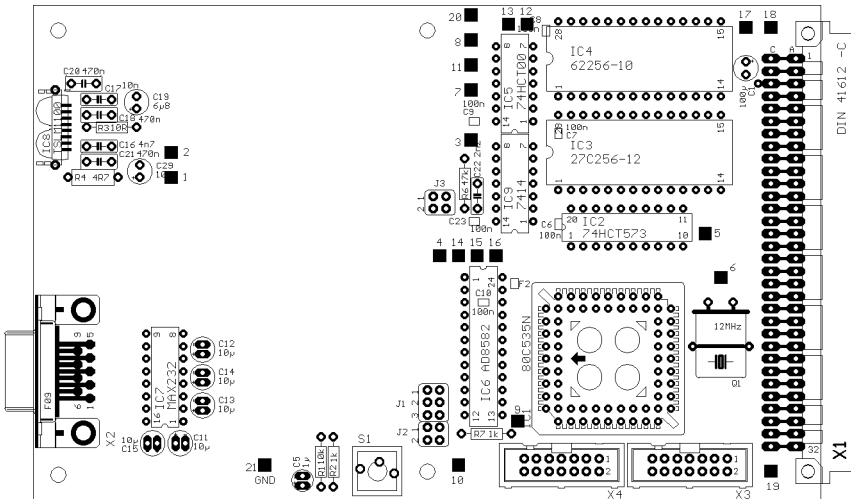


Layout Lötseite Zweilagige Platine EMV-S

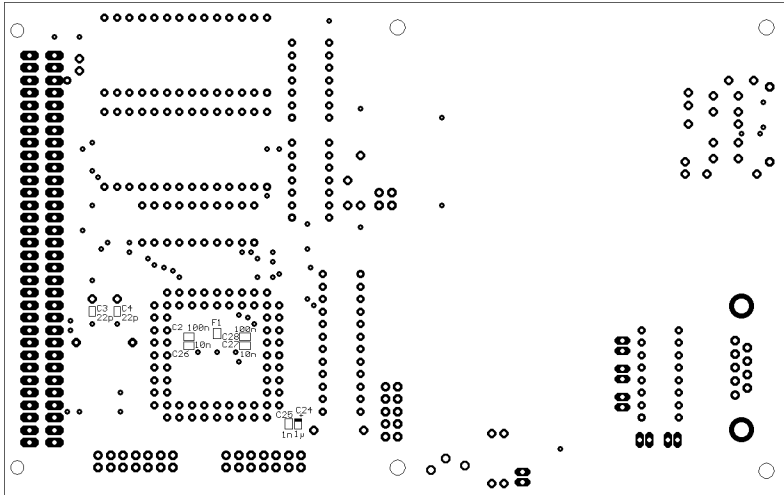
Dokumentation Vierlagige Platine EMV-G



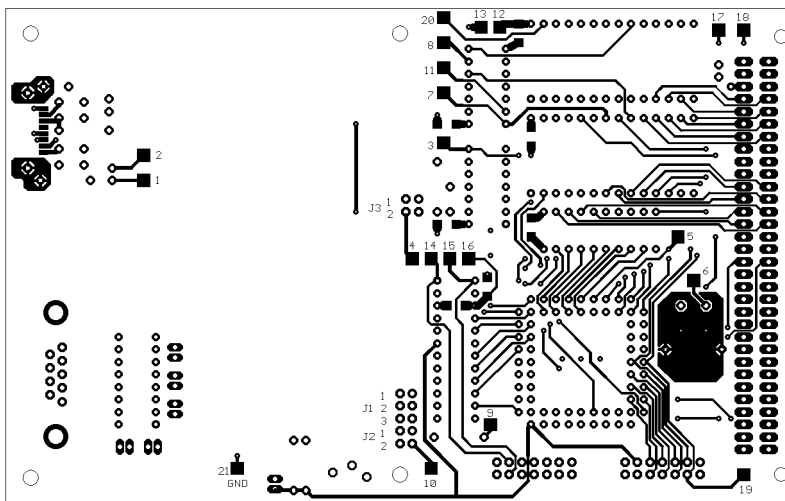
Stromlaufplan Vierlagige Platine EMV-G



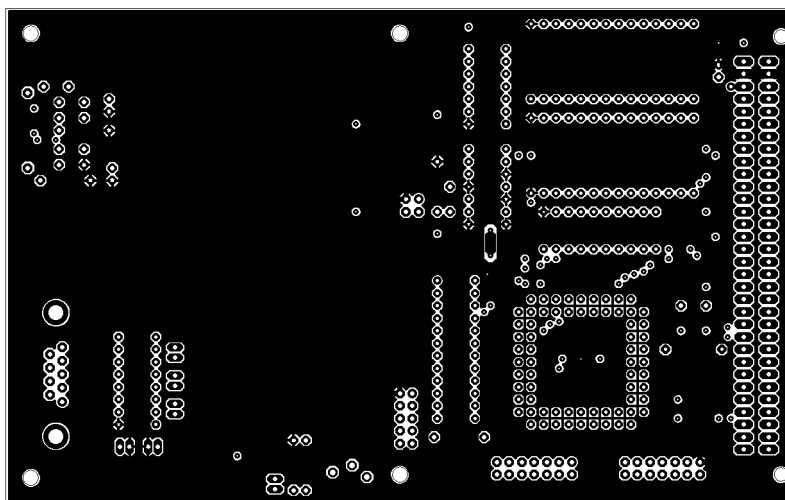
Bestückungsplan Bestückungsseite Vierlagige Platine EMV-G



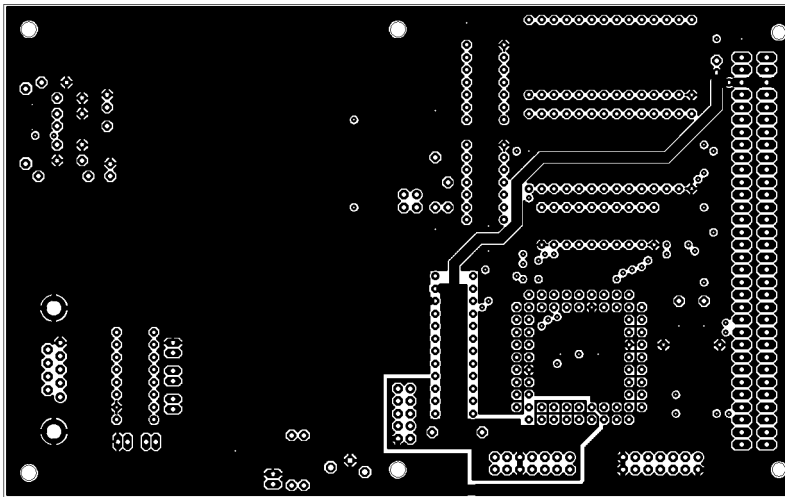
Bestückungsplan Lötseite Vierlagige Platine EMV-G



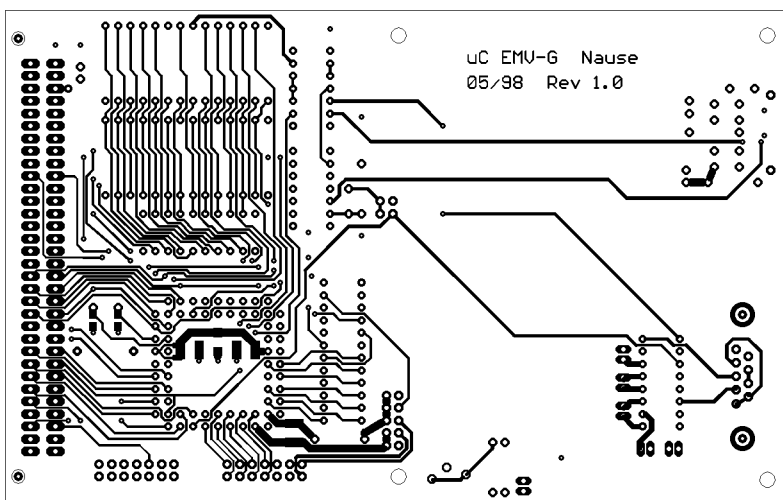
Layout Bestückungsseite Vierlagige Platine EMV-G



Layout Versorgungsspannungslayer VCC Vierlagige Platine EMV-G



Layout Versorgungsspannungslayer GND Vierlagige Platine EMV-G



Layout Lötseite Vierlagige Platine EMV-G



**Weiterführende Literatur**

- [Pei] Peier, Dirk Elektromagnetische Verträglichkeit, Problemstellung und Lösungsansätze; Hüthig Verlag 1990
- [Hab] Habiger, Ernst Elektromagnetische Verträglichkeit, Grundzüge ihrer Sicherstellung in der Geräte- und Anlagentechnik; Hüthig Verlag 1996
- [Fra] Franz, J. Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen; Universität Hannover, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Meßtechnik 1996
- [Goed] Goedbloed, Jasper J. EMV - Elektromagnetische Verträglichkeit, Analyse und Behebung von Störproblemen; Pflaum Verlag 1990
- [Schwa] Schwab, Adolf. J. Elektromagnetische Verträglichkeit; Springer-Verlag 1994
- [Dur] Durcansky, Georg EMV-gerechtes Gerätedesign; Franzis-Verlag 1995
- [AVX] AVX Corporation Controversy: Tantalum vs. Aluminium Capacitors; 1997, Internet: <http://www.avxcorp.com/new/tavsalum.htm>
- [ELV] ELV-Journal Moderne Oszilloskop-Meßtechnik Teil 4; ELV-Journal 1/95, S. 82
- [Göp] Göpel, K.-D.; Genz, D. Die Konzeption von EMV-Meßplätzen; Franzis-Verlag 1995
- [Kei] Keim, V.; Schnell, G. 8051-Mikrocontroller-Praktikum; Franzis-Verlag 1996