

EB215
EMV-gerechte Gestaltung
von Leiterplatten

Verfasser: Eilhard Haseloff
Datum: Mai 1993
Rev.: *

Die elektromagnetische Verträglichkeit von elektronischen Schaltungen und Systemen hat in der letzten Zeit eine zunehmende Bedeutung gewonnen. Unterstrichen wird diese Tatsache durch weitgehende Forderungen des Gesetzgebers an die elektromagnetischen Eigenschaften von Geräten. Dabei sind zwei Gesichtspunkte von Interesse: Einmal die Eigenschaft einer Schaltung keine oder eine möglichst geringe Störstrahlung zu erzeugen und zum anderen die Immunität der Schaltung gegenüber eingestrahlter elektromagnetischer Energie. Während die zuletzt genannte Eigenschaft von elektronischen Schaltungen und Anlagen schon seit langen diskutiert wird, und daher in der Literatur umfangreiches Informationsmaterial zur Verfügung steht, wurde bisher meist dem Verhalten einer Schaltung bezüglich der Abstrahlung wenig Augenmerk geschenkt. Dieser Bericht soll einige wesentliche Kriterien, die die elektromagnetische Verträglichkeit einer Schaltung bestimmen, aufzeigen, und damit dem Entwickler Hinweise für den Schaltungsentwurf wie auch die Leiterplattenentflechtung geben.

Die in diesem Applikationsbericht enthaltenen Angaben und Vorschläge beruhen auf Erkenntnissen von TID und stellen Anregungen dar. Eine Gewähr für ihre Richtigkeit und Funktionsfähigkeit oder dafür, daß sie frei von Schutzrechten Dritter sind, wird von TID nicht übernommen.

Informationen zur technischen Beschaffenheit unserer Produkte entnehmen Sie bitte ausschließlich den aktuellen Datenbüchern und -blättern von TID.

TID ist mit dem Nachdruck dieser Applikationsberichte (auch auszugsweise einverstanden, sofern eine Quellenangabe erfolgt und dieser Hinweise vollständig wörtlich wiedergegeben wird.

© Copyright Texas Instruments 1993

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung.....	4
2 Verhalten von digitalen Schaltungen	5
3 Entstörung der Versorgungsleitungen	6
4 Entstörung der Signalleitungen	10
5 Der Oszillator.....	13
6 Zusammenfassung	14

1. Einleitung

Die elektromagnetische Verträglichkeit einer elektronischen Schaltung wird zu einem wesentlichen Teil von der Anordnung der Bauelemente zueinander und der damit einhergehenden Verbindungsleitungen bestimmt. Jeder Strom, der in einer Leitung fließt, erzeugt einen gleich großen Strom in der dazugehörigen Rückleitung. Diese Leitungsschleife bildet nun eine Antenne, die in der Lage ist, elektromagnetische Energie abzustrahlen. Dabei bestimmt die Stromamplitude, die Wiederholfrequenz des Signals sowie die geometrische Fläche der Stromschleife die Höhe der abgestrahlten Energie. **Bild 1** zeigt eine typische Schaltungsanordnung mit den sich daraus ergebenden Strompfaden.

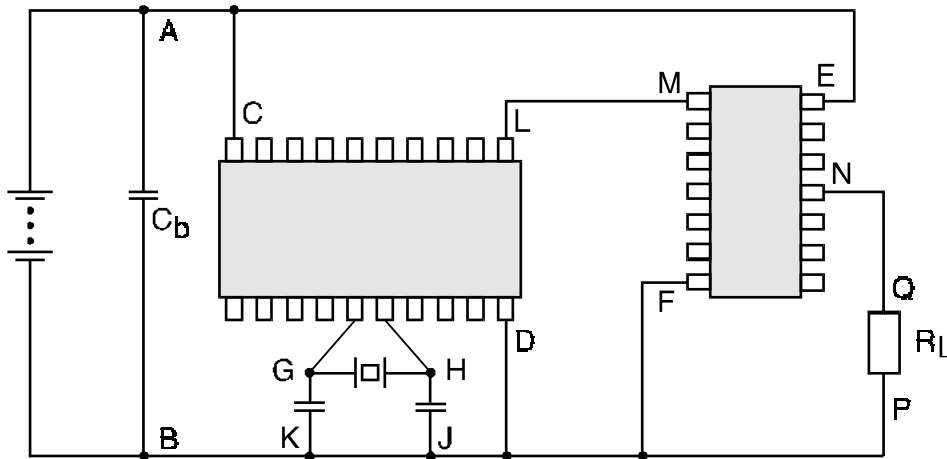


Bild 1 Stromschleifen in einem elektronischen System

Dabei kann man verschiedene Klassen von Leitern unterscheiden, die auch in unterschiedlichem Maße zur unerwünschten Störstrahlung beitragen:

- Die Versorgungsleitungen, die in dem hier gezeigten Beispiel die Schleifen A-C-D-B und A-E-F-B bilden. Über diese Leitungen muß dem System die zur Arbeit erforderliche Energie zugeführt werden. Da die Leistungsaufnahme der Schaltung nicht konstant ist, sondern von momentanen Betriebszustand abhängt, findet man auf diesen Leitungen alle Frequenzanteile wieder, die an den einzelnen Stellen im System erzeugt werden. Eine wesentlich Aufgabe kommt dabei dem Abblockkondensator C_b zu. Da auf Grund der verhältnismäßig hohen Leitungsimpedanz der Versorgungsleitungen in der Größenordnung von $100\ \Omega$ schnelle Stromänderungen über diesen Weg nicht ausgeglichen werden können, fällt diese Aufgabe dem Abblockkondensator C_b zu.
- Weitere Schleifen bilden die Signal- und Steuerleitungen (L-M-F-D und N-O-P-F). Die Fläche, die diese Leitungen umspannen - wenn man von Leitungen absieht, die aus dem System herausführen - sind meist klein. Dafür werden dort aber häufig Signale mit hohen Frequenzen - wie z.B. zwischen dem Mikrocomputer und dem Speicher - übertragen, so daß diesen Leitungen ebenfalls ein Augenmerk zuzuwenden ist.
- Die Oszillatorschaltung mit ihren externen frequenzbestimmenden Komponenten bildet eine weitere Schleife (G-H-J-K). An dieser Stelle treten meist die höchsten Frequenzen auf. Daher ist auch hier eine besonderen Sorgfalt sowohl bei der Schaltungsdimensionierung - zur

Vermeidung von unnötigen Störspannungen - wie auch der Leitungsführung - zur Minimierung der wirksamen Antennenflächen - aufzuwenden.

2 Verhalten von digitalen Schaltungen

Um die Verhältnisse in digitalen Schaltungen besser zu verstehen und damit zielsicher Maßnahmen zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit ergreifen zu können, soll hier auf einige wichtige Eigenschaften von Logikschaltungen eingegangen werden. Daß dies anhand einer CMOS-Schaltung geschieht, liegt daran, daß einmal diese Technologie heute eine überragende Bedeutung bei der Entwicklung und Herstellung komplexer integrierter Schaltungen hat. Zum anderen lassen sich an diesem Beispiel einige Effekte gut erklären, die auch bei anderen Schaltungstechniken in ähnlicher Form auftreten.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines einfachen Inverters - aufgebaut mit einem N-Kanal- und einem P-Kanal-Transistor. Liegt am Eingang eine Spannung U_i , die kleiner ist als die Schwellspannung U_{tn} des N-Kanal-Transistors, so ist dieser Transistor gesperrt, während der P-Kanal-Transistor leitend ist. Umgekehrt ist der N-Kanal-Transistor leitend und der P-Kanal-Transistor gesperrt, wenn am Eingang eine Spannung $U_i > U_{cc} - U_{tp}$ liegt (U_{tp} Schwellspannung des P-Kanal-Transistors). In beiden Betriebszuständen fließt also abgesehen von zu vernachlässigenden Leckströmen - kein Strom durch die Schaltung. Diese Tatsache ist auch der Grund für die extrem niedrige Stromaufnahme der CMOS-Schaltungen im Ruhezustand.

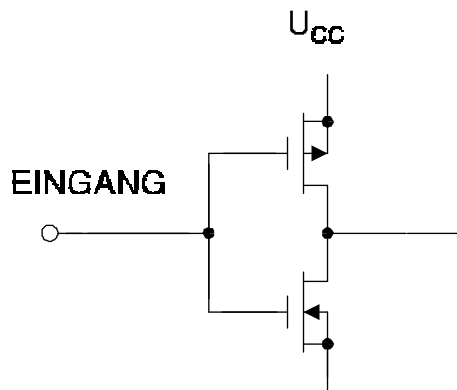


Bild 2 Schaltung eines CMOS-Inverters.

Wird aber an den Eingang dieses Inverters eine Spannung gelegt, die zwischen den beiden genannten Grenzen U_{tn} und $U_{cc} - U_{tp}$ liegt, sind beide Transistoren mehr oder weniger leitend. Damit steigt der Versorgungsstrom der Anordnung erheblich an (**Bild 3**). HCMOS-Schaltungen nehmen dann einen Strom von bis zu etwa einem Milliampere auf, während bei schnelleren Bauelementen (AC) der Versorgungsstrom bis auf über fünf Milliampere ansteigen kann.

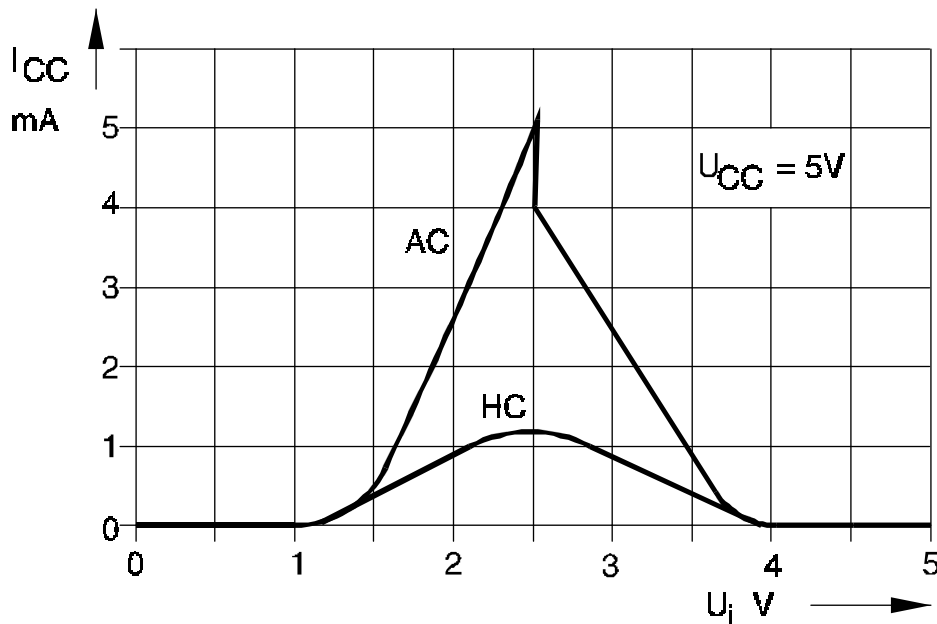


Bild 3 Versorgungsstrom von CMOS-Schaltungen in Abhängigkeit der Eingangsspannung

Da die Eingangsspannung an einer solchen Schaltung beim Übergang von Low nach High oder umgekehrt den kritischen Spannungsbereich nicht in unendlich kurzer Zeit durchfährt, fließen während dieser Zeit nicht zu vernachlässigende impulsförmige Ströme, sogenannte Stromspitzen (engl. current spikes). In einer Eingangsstufe muß man - wie in Bild 3 zu sehen - mit Stromamplituden von 1 bis 5 mA rechnen. Wesentlich kritischer ist dieses Phänomen an den Ausgängen einer integrierten Schaltung. Da die dortigen Ausgangsstufen die am Ausgang angeschlossenen Last treiben müssen, sind diese Transistoren auch erheblich größer dimensioniert. Damit steigt auch die Amplitude der Stromspitzen auf Werte von 20 mA (HCMOS) bis 60 mA (AC) bei einer Impulsbreite von 5 bis 10 ns an.

3 Entstörung der Versorgungsleitungen

Die oben erwähnten Stromspitzen haben sich als eine der wesentlichen Verursacher der elektromagnetischen Störstrahlung herausgestellt. Bedenkt man doch, daß bei jedem Schaltvorgang eines Ausgangs ein entsprechender Stromimpuls in den Versorgungsleitungen fließt. Die zuletzt genannten Verbindungen führen auf mehr oder weniger direktem Wege aus der Baugruppe heraus zur zentralen Stromversorgung, z.B. der Batterie eines Kraftfahrzeuges. Dabei wird das Problem noch verschärft, wenn Ausgänge einer integrierten Schaltung mit hohen Wiederholraten schalten, wie die Verbindungsleitungen zwischen dem Prozessor und dem an ihn angeschlossenen Speicher.

In der Praxis wird nun empfohlen die Versorgungsspannung nahe an der integrierten Schaltung mit einem keramischen Kondensator $C_b = 100 \text{ nF}$ abzublenden. In der Digitaltechnik hat sich dieses Verfahren auch gut bewährt, um sicherzustellen, daß bei den zu erwartenden Laständerungen keine unzulässigen Versorgungsspannungsänderungen auftreten. Eine Reduzierung der Störstrahlung war dabei aber nur in sehr beschränktem Maße zu erreichen.

Um eine Verbesserung der Verhältnisse zu erreichen, soll zunächst die gesamte Schaltung einschließlich ihrer parasitären Komponenten analysiert werden. **Bild 4** zeigt das Schaltbild der zu untersuchenden Anordnung. Die beiden Transistoren Q_1 und Q_2 bilden die Ausgangsstufe einer integrierten Schaltung, deren Verhalten analysiert werden soll. Die Verbindung zur umgebenden Schaltung erfolgt über das $L_g/R_g/C_g$ -Netzwerk, das die parasitären Komponenten des Gehäuses darstellt. Im einzelnen werden dabei folgende Werte angenommen:

- Induktivität der Gehäusezuleitungen $L_g = 5 \dots 30 \text{ nH}$
- Kapazität der Gehäusezuleitungen $C_g = 1,5 \dots 3 \text{ pF}$
- Ohmscher Widerstand der Gehäusezuleitung $R_g = 0,1 \Omega$

Von den Versorgungsanschlüssen U_{CC} und GND der integrierten Schaltung führt eine Leitung zum Abblockkondensator C_b . Dabei werden für die Beläge dieser Leitung folgende Werte angenommen:

- Induktiver Belag $L' = 5 \text{ nH/cm}$
- Kapazitiver Belag $C' = 0,8 \text{ pF/cm}$
- Ohmscher Belag $R' = 0,01 \Omega/\text{cm}$

Schließlich erreicht die Versorgungsleitung den ersten Abblockkondensator C_b , dessen Ersatzschaltbild sich ergibt zu:

- Kapazität $C_b = 100 \text{ nF}$ (typischer Wert)
- Induktivität der Anschlüsse $L_b = 2 \text{ nH}$ (SMD-Bauform)
- Verlustwiderstand $R_b = 0,2 \Omega$

Von hier führt eine längere Leitung ($l = 5 \text{ cm}$) zum nächsten Abblockkondensator, wobei diese Leitung und der Kondensator ebenfalls durch die bereits oben erwähnten Ersatzschaltbilder dargestellt werden. Der Einfachheit wird angenommen, daß die daran anschließende Schaltung durch die bekannte Kfz-Bordnetznachbildung nachgebildet werden kann, wobei dann gilt:

- Induktivität $L_n = 5 \text{ mH}$
- Kapazität $C_n = 0,1 \text{ mF}$
- Widerstand $R_n = 50 \Omega$

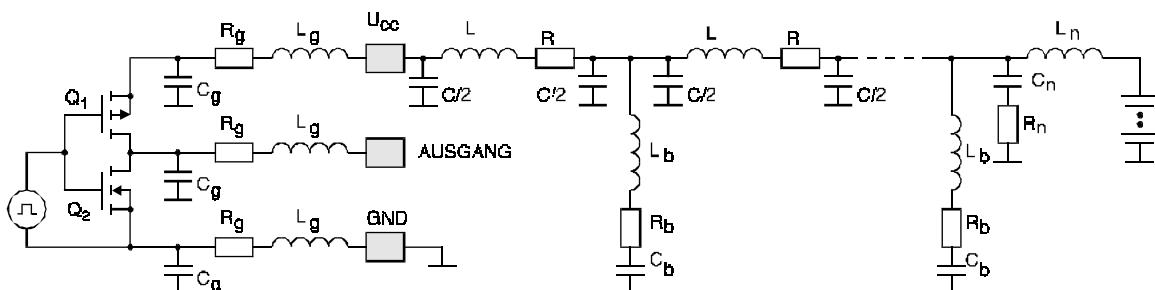


Bild 4 Schaltung mit parasitären Komponenten

Mit Hilfe des Programms SPICE wurde das Verhalten dieser Schaltung simuliert, wobei zunächst angenommen wurde, daß an den Ausgang der integrierten Schaltung keine Last angeschlossen ist (Leerlauf). **Bild 5** zeigt die ermittelten Verläufe der Ströme. Dabei gilt:

- I_{cc} : Strom im U_{cc} -Anschluß der integrierten Schaltung
- I_{c1} : Strom in ersten Abblockkondensator
- I_{c2} : Strom in zweiten Abblockkondensator.

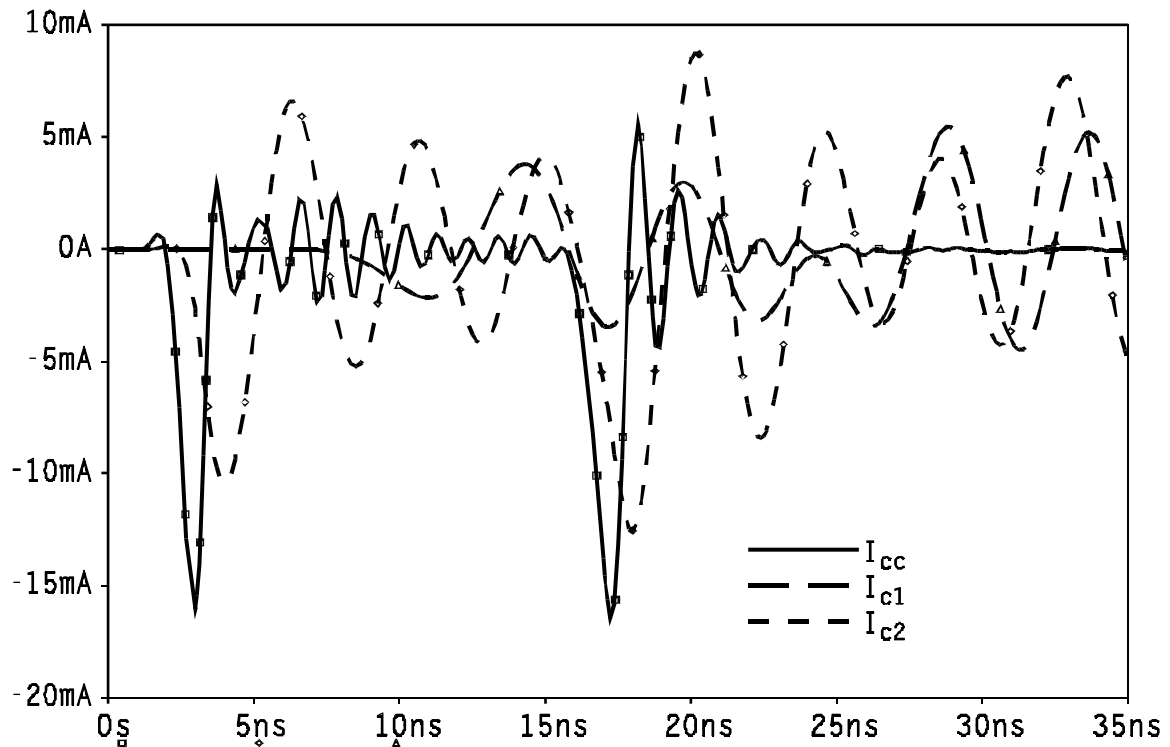


Bild 5 Ströme in den Versorgungsleitungen

Der Verlauf des Stroms I_{cc} zeigt die bereits oben erwähnten Stromspitzen mit einer Amplitude von etwa 15 mA. Aus den vorher gemachten Angaben ist zu erkennen, daß jetzt der Abblockkondensator kaum noch in der Lage ist, diesen Stromimpuls zu glätten. Vielmehr wird der aus den Leitungsinduktivitäten (im wesentlichen des Gehäuses der integrierten Schaltung) und dem Abblockkondensator gebildete Schwingkreis angeregt, so daß es dort sogar zu einer Stromüberhöhung kommt (Strom I_{c1}). Ein großer Teil des Stromes pflanzt sich über die Versorgungsleitung fort und fließt mit kaum gedämpfter Amplitude auch im zweiten Abblockkondensator I_{c2} .

Für die elektromagnetische Verträglichkeit der dargestellten Schaltung bedeutet das, daß der Abblockkondensator in dieser Form nicht in der Lage ist, die Störstrahlung wesentlich zu reduzieren. Die in der Praxis immer recht langen Versorgungsleitungen zusammen mit den verhältnismäßig großen Flächen, die diese Leitungen umspannen, bilden eine wirkungsvolle Antenne, die Störgrößen mit den entstandenen Frequenzen in unzulässiger Weise abstrahlen.

Um das Verhalten der Schaltung zu verbessern, muß zunächst einmal dafür gesorgt werden, daß die gezeigten Ströme sich nicht mehr ungehindert im System ausbreiten können. Mit Hilfe des Abblockkondensators allein läßt sich das nicht erreichen. Eine Verbesserung seiner Eigenschaften bezüglich der hier gestellten Forderungen ist nicht möglich. Da die störende Induktivität bereits im wesentlichen durch das Gehäuse der integrierten Schaltungen und der Zuleitung zum Kondensator gebildet wurde, läßt sich durch Parallelschalten mehrerer Kondensatoren mit unterschiedlicher Kapazität kaum eine Verbesserung erreichen. Vielmehr muß dafür Sorge getragen werden, daß der störende Strom nicht mehr in andere Schaltungsteile gelangen kann. Das läßt sich erreichen, indem man hinter dem ersten Abblockkondensator eine Drossel einfügt, die für hohe Frequenzen eine ausreichend hohen Widerstand darstellt. In der simulierten Schaltung wurde eine Drossel mit einer Induktivität $L_d = 1 \mu\text{H}$ angenommen, deren Impedanz bei hohen Frequenzen durch einen parallelgeschalteten Verlustwiderstand 50Ω begrenzt wurde. Die Simulationsergebnisse zeigt **Bild 6**. Die Ströme in den Zuleitungen der integrierten Schaltung I_{CC} und in dem ersten Abblockkondensator I_{C1} sind erwartungsgemäß nicht kleiner geworden. Eine deutliche Verringerung der Stromamplitude I_D um mehr als 20 dB ist aber hinter der Drossel festzustellen. Damit kann diese Maßnahme dazu beitragen, die Abstrahlung tatsächlich zu reduzieren.

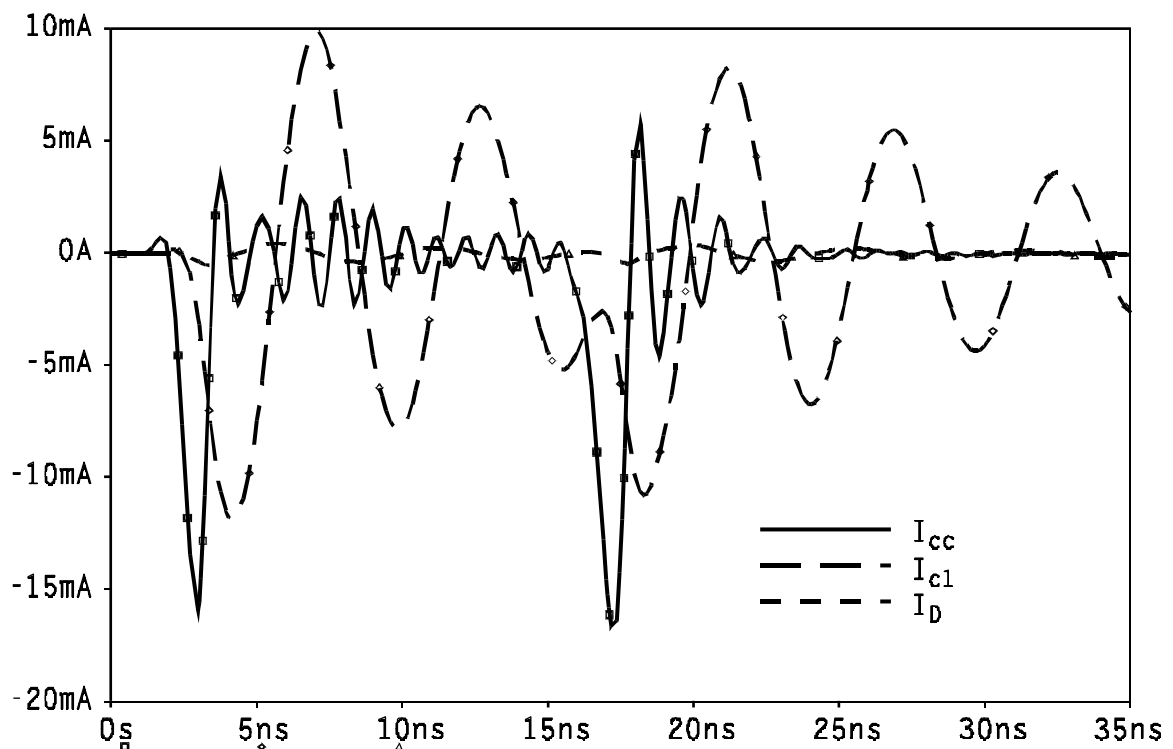


Bild 6 Ströme in den Versorgungsleitungen bei Einfügen einer Drossel

Zu klären ist jetzt noch die Frage, wie die einzelnen Komponenten auf der Platine anzuordnen sind, um eine optimale Wirkung - d.h. eine bestmögliche Reduzierung der Abstrahlung zu erreichen. **Bild 7** zeigt hierzu einen Schaltungsvorschlag. Zunächst wird unter der integrierten Schaltung ein Massefläche vorgesehen, die mit dem GND-Anschluß der Schaltung

verbunden ist. Sie sorgt dafür, daß der größte Teil der von der integrierten Schaltung ausgehenden Feldlinien zwischen letzterer und der Masseebene konzentriert werden. Die große Oberfläche (Skinneffekt) verringert weiterhin die Zuleitungsinduktivität zum Abblockkondensator. Ob letzterer nun in der Nähe des positiven (U_{CC}) oder negativen (GND) Versorgungsanschlusses angeordnet wird, ist ohne Belang - wichtig ist nur, daß auf diese Weise die parasitären Induktivitäten sowie die wirksamen Flächen der Antennen so klein wie möglich gehalten werden. Für die Lage der Drossel L_d gilt wiederum, daß diese so nahe wie möglich an dem zu entstörenden Schaltungsteil anzuordnen ist.

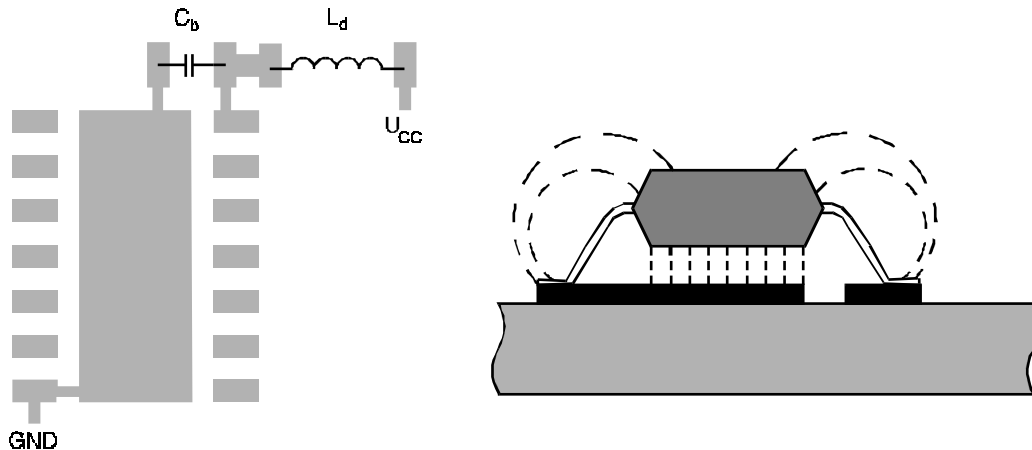


Bild 7 Platzierung von integrierter Schaltung, Abblockkondensator und Drossel.

4 Entstörung der Signalleitungen

Um Wege zur Verringerung der von Signalleitungen ausgehenden Störstrahlung zu finden, soll zunächst an Hand von **Bild 8** untersucht werden, auf welchem Wege die Signalströme fließen. In dieser Schaltung treibt ein Gatter eine Leitung, die am Ende mit einer Impedanz Z abgeschlossen ist, wobei sich letztere z.B. aus der Eingangskapazität $C_{in} = 5 \text{ pF}$ einer integrierten Schaltung und ihrem Eingangswiderstand R_{in} in der Größenordnung von einigen Kiloohm bis zu einigen Megaohm zusammensetzt. Bei der Übertragung einer negativen Signalfanke fließt der Strom vom Ausgang des Treibers zur Senke und über diese auf der Masseleitung zurück zur Signalquelle. Vereinfacht ausgedrückt wird die Kapazität der Verbindungsleitung und die Eingangskapazität des Empfängers über den Ausgangswiderstand des Treibers entladen. Bei der Übertragung einer positiven Signalfanke muß dagegen diese Kapazität von der Versorgungsspannungsquelle über den Ausgangswiderstand des Treibers aufgeladen werden. Damit erscheinen diese Signalströme ebenfalls auf den Versorgungsleitungen. Hier zeigt sich, daß die oben getroffenen Maßnahmen zur Entstörung der Versorgungsteils auch an dieser Stelle gute Dienste leisten werden.

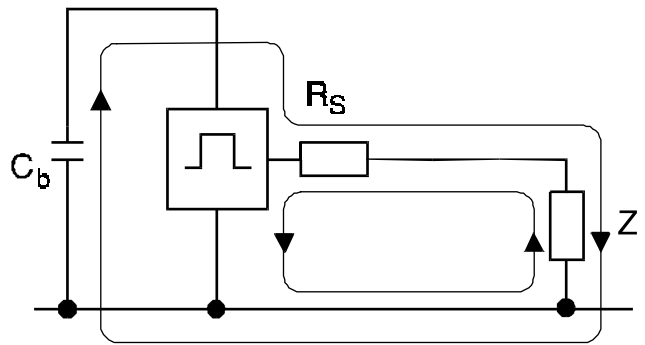


Bild 8 Anordnung von Signalleitungen und deren Rückleitungen

Das **Bild 9** zeigt die Ergebnisse der Simulation der vorher gezeigten Anordnung. In diesem Beispiel treibt der Ausgang der integrierten Schaltung eine 5 cm lange Leitung mit einem Wellenwiderstand $Z_0 = 100 \, \Omega$, welche am Ende mit der Parallelschaltung von $100 \, \text{k}\Omega$ und $5 \, \text{pF}$ abgeschlossen ist. Durch die weitgehend kapazitive Belastung nimmt die Amplitude der Stromspitze I_{cc} bei der negativen Flanke am Ausgang V_{out} deutlich ab. Die Kapazität am Ausgang hält für einen kurzen Moment die Spannung an dieser Stelle auf dem ursprünglichen Potential (High) und verhindert somit weitgehend einen Stromfluß durch den oberen Transistor der Ausgangsstufe (Spannungsdifferenz = $0 \, \text{V}$). Bei der positiven Flanke addiert sich jedoch der Signalstrom I_{out} zum Querstrom im Ausgang I_{cc} .

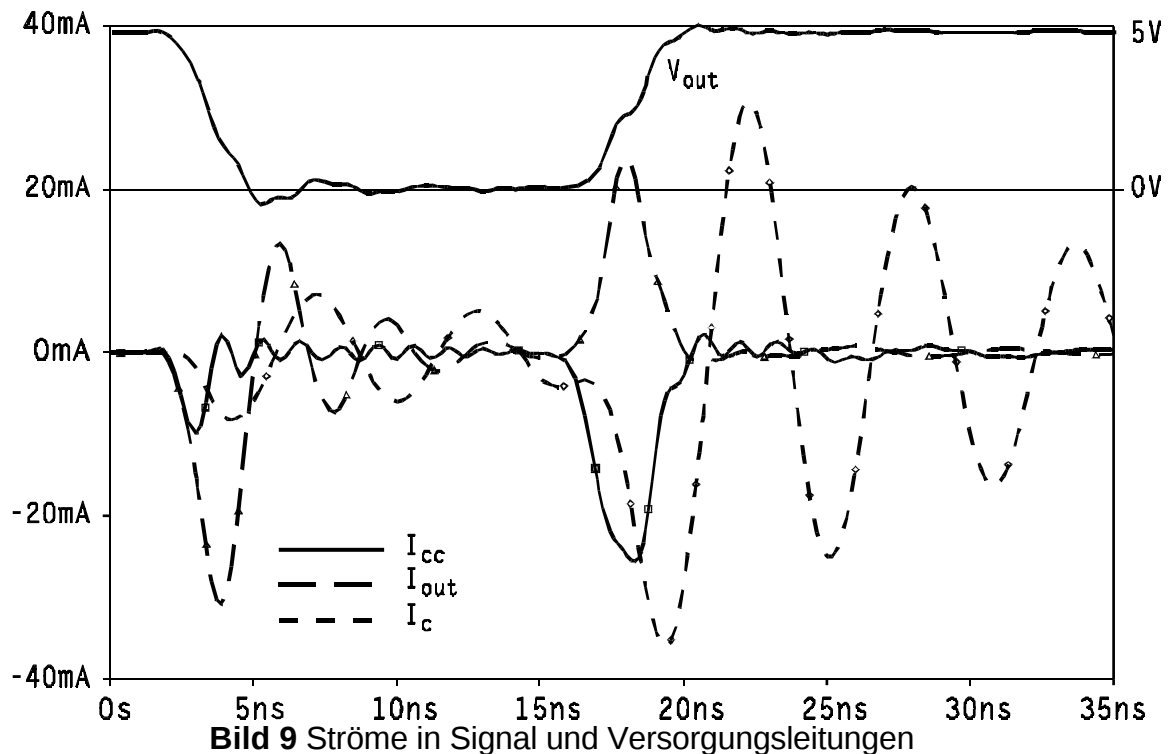


Bild 9 Ströme in Signal und Versorgungsleitungen

Eine Möglichkeit, die Ströme selbst zu reduzieren, besteht darin, in Serie zum Ausgang einen Widerstand R_S zu schalten. Mit Hilfe der Leitungstheorie läßt sich nachweisen, daß dieser Widerstand keinen negativen Einfluß auf die Geschwindigkeit der Schaltung hat, wenn der Ausgangswiderstand des Treibers (dessen Innenwiderstand + Serienwiderstand R_S) kleiner oder gleich dem Wellenwiderstand der angeschlossenen Leitung ($Z_0 = 70 \dots 120 \, \Omega$) ist.

Damit kommen in der Praxis Widerstandswerte von etwa $50\ \Omega$ in Frage. In der Praxis läßt sich damit die Stromamplitude um etwa 3 dB absenken. Allerdings man wird aufgrund des höheren Bauelementeaufwands diese Variante nur dann einsetzen, wenn gleichzeitig auch durch Leitungsreflexionen verursachte Verzerrungen reduziert werden sollen.

So bleibt nichts anderes übrig, als die Wirksamkeit der entstehenden Antennen, d.h. die von Hin- und Rückleiter eingeschlossene Fläche so klein wie möglich zu machen. Eine wirkungsvolle Maßnahme ist, die Rückleitung parallel zur Signalleitung zu führen (**Bild 10**). (Bei viellagigen Leiterplatten - Multi-Layer - mit einer durchgehenden Masseebene unter den Signalleitungen ist das automatisch gegeben.) Bei sehr langen Leitungen oder Leitungen, über die Signale mit hohen Frequenzen (Taktleitungen) übertragen werden, wird man häufig auf diese Methode zurückgreifen, weil zusätzlich dadurch Leitungen mit definierten Leitungsimpedanzen (Reflexionen!) geschaffen werden, und schließlich die zusätzlichen Masseleitungen bei geeigneter Anordnung das Übersprechen zwischen kritischen Leitungen verringern.

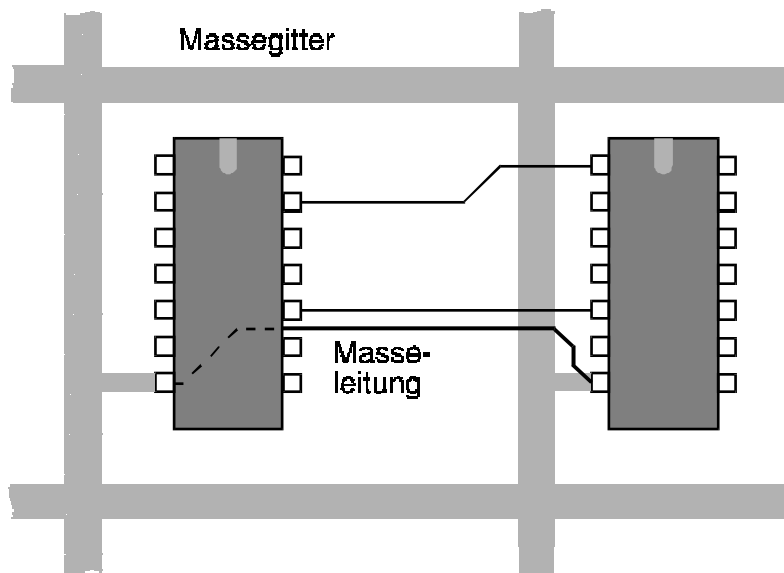


Bild 10 Signal- und Masseleitungsführung

Die kostengünstigste und dabei auch sehr wirkungsvolle Methode besteht einmal darin, die kritischen Leitungen so kurz wie irgend möglich zu halten, wobei folgende Prioritäten gelten:

1. Taktleitungen
2. Niederwertige Adreßleitungen zwischen Prozessor und Speicher
3. Datenleitungen zwischen Prozessor und Speicher

Das bedeutet, daß alle integrierte Schaltungen, zwischen denen Informationen mit hohen Frequenzen ausgetauscht werden, so auch nahe wie möglich beieinander angeordnet werden, um die Leitungslängen so kurz wie möglich zu halten. Das trifft vor allem für die Verbindung zwischen dem Mikroprozessor und dem daran angeschlossenen Speicher zu.

Der nächste Schritt besteht darin, die Antennenflächen so klein wie möglich zu halten, d.h. den übertragenen Signalen einen Rückweg zu bieten, der wiederum möglichst nahe an der eigentlichen Signalleitungen geführt wird. Bei

der Entflechtung von Leiterplatten für schnelle digitale Schaltungen hat sich dabei eine netzförmige Masseverbindung auf den Leiterplatten bewährt, wobei die Maschenfläche nur wenige Quadratzentimeter betragen soll. Auf diese Weise sollte die Induktivität der Masseverbindungen und auch ihre Länge optimiert werden. Automatisch führt diese Technik aber auch zu kurzen Rückleitungen und kleinen Antennenflächen. Bei konsequenter Verkleinerung der Maschenfläche kommt man schließlich zu einer Anordnung, die elektrisch weitgehend der einer durchgehenden Masseebene in einer mehrlagigen Leiterplatte entspricht. In der Praxis wird man dafür Sorge tragen, daß in Abständen von 2 bis 4 cm horizontal wie auch vertikal Masseleitungen gelegt werden, die die oben geforderte Netzstruktur bilden. Schließlich kann man alle freien Flächen mit Kupfer ausfüllen, das dann auf dem kürzesten Wege mit dem Massepotential verbunden werden müssen. Bei größeren Flächen ist die Kontaktierung an mehreren Enden sinnvoll. Da die positive Versorgungsleitung an den Versorgungsspannungsanschlüssen über die oben genannten Abblockkondensatoren an das Massesystem fest angebunden ist, erübrigt sich hier eine ähnliche netzförmige Verdrahtung.

5 Der Oszillator

In der Takterzeugung digitaler Systeme treten allgemein die höchsten Frequenzen auf. Von hier wird das Oszillatorsignal dann in meist heruntergeteilter Form an die übrigen Verbraucher der Baugruppe weitergeleitet. Üblicherweise ist der für die Schwingungserzeugung benötigte Verstärker in die Mikrocomputer oder Prozessoren integriert, so daß nur die passiven Komponenten wie der Quarz und einige Kondensatoren extern hinzugefügt werden müssen (**Bild 11**).

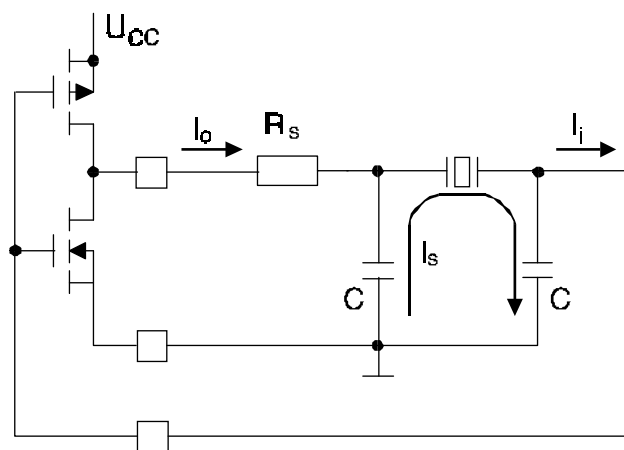


Bild 11 Quarzoszillatorschaltung

Auch bei der Schaltung des Quarzoszillators soll analysiert werden, wo erhebliche Ströme fließen, und wo daher Entstörmaßnahmen angreifen müssen. Das aus dem Quarz und den beiden Kondensatoren bestehende Pi-Glied bildet einen Parallelresonanzkreis, wobei sich der Quarz wie eine Induktivität verhält (die Resonanzfrequenz der Anordnung liegt also etwas oberhalb der eigentlichen Resonanzfrequenz des Quarzes). Die Impedanz des Pi-Gliedes - gemessen am Eingang bzw. Ausgang - beträgt aufgrund der hohen Güte des Quarzes typischerweise einige 10 kΩ. Bei optimaler

Ansteuerung würde damit zwischen dem Verstärker und den externen Komponenten aufgrund der Hochohmigkeit der Schaltung nur ein sehr geringer Strom I_0 fließen. Dem wirkt aber entgegen, daß die MOS-Schaltungen keine optimal an den Quarz angepaßte Ausgangsimpedanz haben (sie müßte auch einige Kiloohm groß sein). Zudem liefert sie meist eine rechteckförmige Signalform, in der Oberwellen enthalten sind, für die das Pi-Glied nicht mehr hochohmig ist. Das hat entsprechend höhere Ausgangsströme des Verstärkers zur Folge. Eine Verbesserung läßt sich häufig durch einen Widerstand in Reihe zum Verstärkerausgang R_S (siehe Bild 11) erreichen. Damit wird im optimalen Falle der Spannungsverlauf am Eingang des Schwingkreises sinusförmig. Am Ausgang ist das Pi-Glied durch die hohe Eingangsimpedanz der MOS-Schaltung richtig abgeschlossen, so daß hier nur ein sehr kleiner Strom I_i fließt.

Der Kondensator C (siehe Bild 11) hat bei der Resonanzfrequenz aber nur eine Impedanz von einigen 100 Ω . Damit fließt im Schwingkreis ein Strom I_S , der um Größenordnungen höher ist als auf den Zuleitungen zu diesem Schaltungsteil. Also ist diese Schleife als die wesentlich kritischere anzusehen, wo man dementsprechend auf einen kompakten Aufbau mit extrem kurzen Leitungen achten muß. **Bild 12** zeigt hierfür einen Vorschlag. Die beiden Kondensatoren C des Schwingkreises werden direkt neben dem Quarz Q platziert. Es braucht nicht weiter erwähnt zu werden, daß die genannten Komponenten auch so nahe wie möglich an den betreffenden Anschlüssen der integrierten Schaltung liegen sollen.

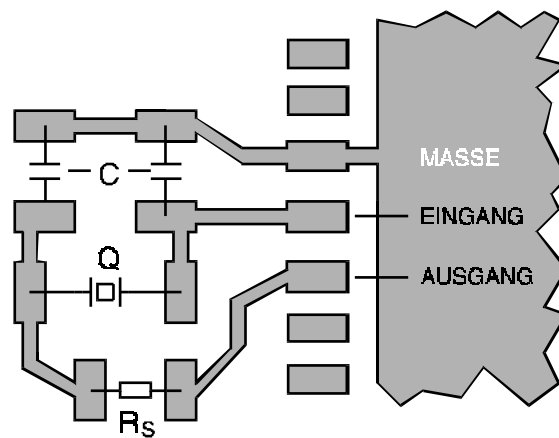


Bild 12 Vorschlag für die Leiterbahnführung für einen Oszillator

Diesen Schaltungsteil der Leiterplatte - Quarz und Kondensatoren - und die daraus resultierende Störstrahlung hat der Entwickler weitgehend unter seiner Kontrolle. Wie man sieht, ist es aber auch erforderlich, daß sich der für den Verstärker maßgebliche Masseanschluß der integrierten Schaltung möglichst nahe - am besten neben - den Verstärkeranschlüssen befindet. Das gewährleistet dann auch bei größeren Zuleitungslängen im Gehäuse der integrierten Schaltung, daß die unvermeidlichen Stromschleifen wiederum eine kleine Fläche bilden.

6 Zusammenfassung

Mit den vorgehenden Ausführungen wurde versucht, einige wichtige Punkte anzureißen, die bei der Entflechtung von Leiterplatten berücksichtigt werden

müssen, um die elektromagnetische Verträglichkeit einer Baugruppe sicherzustellen. Die meisten der gezeigten Vorschläge sind in ihren Grundzügen seit langem bekannt und wurden in der Vergangenheit erfolgreich angewandt, um elektronische Schaltungen gegen selbst erzeugte Störungen (z.B. Übersprechen) oder von außen eingekoppelte Störungen immun zu machen. Da die Abstrahlung letztendlich nur die Umkehrung der Einstrahlung ist, führt die konsequente Weiterentwicklung und Anwendung dieser Regeln logischerweise auch zu Schaltungen, die als elektromagnetisch verträglich in Sinne der an sie gestellten Forderungen genannt werden können.

Ein EMV-gerechter Leiterplattenentwurf fängt bereits bei der Entwicklung der Schaltung an, wo entschieden wird, welche Bauelemente eingesetzt werden sollen. Fehlentscheidungen, die bereits an dieser Stelle gemacht werden, lassen sich später meist nur noch durch erheblichen Aufwand an Zeit und zusätzlichen teuren Maßnahmen - wie z.B. kostspieligen Abschirmungen - korrigieren. Weiterhin ist bei der Entflechtung unbedingt ein Verstehen der Schaltung erforderlich, um im Einzelfall die notwendigen Maßnahmen zu ergreifen. Die Reduzierung der wirksamen Antennenflächen verlangt, daß z.B. nicht nur die Signalleitung auf kurzem Wege verlegt, sondern daß auch ein passender Rückweg eingeplant wird. Unter Umständen kann eine längere Leitung, die aber parallel zu einer bereits vorhandenen Masse- oder Versorgungsleitung geführt wird, die bessere Lösung darstellen. An dieser Stelle spätestens zeigt sich, daß Computer-unterstützte Entflechtungsprogramme bis heute keine brauchbaren Ergebnisse bringen können, wenn es um die Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit geht. Die dort verwendeten Verfahren sind nicht in der Lage, die elektrischen Erfordernisse zu berücksichtigen. Das bedeutet, daß die Erfahrung des Entwicklers vonnöten ist, die bestimmt, wie und wo welche Verbindungen verlegt werden. Der Computer kann dann als "intelligente" Zeichenmaschine gute Dienste leisten.