

EMV-Unterbrechung von Störpfaden

von Prof. C. Dirks

Diese Artikelserie zur elektromagnetischen Verträglichkeit behandelt Theorie und Praxis der Störeinstreuungen und der Störaussendungen und beschreibt konkrete Maßnahmen zur Schaltungs-optimierung unter EMV-Gesichtspunkten.

1. Abblockung von Versorgungsspannungen

Oftmals nicht gleich bemerkt, sind Versorgungsspannungsleitungen häufig gefährliche Störpfade. Das hat seinen Grund darin, daß alle aktiven Baugruppen an das Versorgungssystem angeschlossen werden müssen. Hiermit besteht eine Verbindung zwischen allen Baugruppen des Systems und damit generell auch ein potentieller Störpfad.

Das Versorgungssystem soll zwar nur Gleichspannung übertragen, aber dieser Idealfall ist in der Regel unerreichbar. Nur Gleichspannung zu übertragen, heißt nämlich, wirksame Sperren für alle im System vorkommenden Wechselspannungen einzubauen. Dies wird normalerweise mit den sogenannten Entkopplungskondensatoren versucht, die aber breitbandig nur eine erstaunlich geringe Wirkung haben.

Zahlreiche Entwickler haben sich mit diesem Problem schon einmal herumgeärgert und dabei meist den Glauben an das Gute im Kondensator verloren.

Tatsächlich entstehen die Probleme aus zwei Gründen: Erstens sind die Störleistungen, die in modernen digitalen Schaltungen entstehen, sehr breitbandig. Zwei-

tens machen die parasitären Komponenten der verwendeten Kondensatoren eine breitbandige Wirkung der Entkopplung in der Regel zunichte.

Zur Untersuchung des ersten Punktes betrachte man Bild 1. Es zeigt das Spektrum am Ausgang eines TTL-Gatters, das an seinem Eingang mit einer Pulsfrequenz von 4 MHz betrieben wird. Der dargestellte Frequenzbereich umfaßt 0 ... 1000 MHz. Der Pegel ist im dB-Maß wiedergegeben (ein Kästchen entspricht 10 dB).

Das Spektrum reicht immerhin bis fast 400 MHz. Erst dann wird der Pegel so klein, daß er im Rauschen des Spektrumanalysators untergeht. Störungen sind aber auch hier noch möglich. Zum Beispiel sind Funkempfänger noch wesentlich empfindlicher als Spektrumanalysatoren.

Nun zählen heute TTL-Gatter durchaus nicht mehr zur schnellen Logik, und es steht zu befürchten, daß modernere Bauelemente sehr viel breitere Störspektren erzeugen. In Bild 2 sieht man, daß dies auch tatsächlich der Fall ist. Hier ist das Spektrum am Ausgang eines Gatters der Familie 74AC dargestellt. Man bedenke, daß auch dieses Gatter nur mit 4 MHz Pulsfrequenz betrieben wurde. Das Spektrum reicht jetzt bis 1000 MHz und auch dort ist noch kein Ende zu sehen.

Hieraus ergibt sich eine sehr wichtige

Erkenntnis: Der Frequenzbereich, der entstört werden muß, wird nicht etwa von der verwendeten Taktfrequenz bestimmt, sondern nur von der Pulsflanke der verwendeten Bauelemente.

Ferner kann man den genannten Bildern entnehmen, daß bei heute üblichen Bauelementen eine recht breitbandige Entstörung erforderlich ist. Es genügt nicht, ein Versorgungssystem nur soweit zu entstören, bis die Funktionsfähigkeit der eigenen Elektronik gesichert ist. Vielmehr muß man auch noch die Abnahme für das CE-Zeichen schaffen, und das kann zum Beispiel aus Gründen der Abstrahlung ein sehr ernstes Problem werden.

Nun hat man bisher die Entkopplung von Versorgungssystemen meist sehr einfach gemacht, nach der Devise: einmal 47 nF pro IC und ein paar Tantalperlen gleichmäßig verteilt auf der Leiterplatte.

Leider sind diese einfachen Verfahren, die heute noch soviel angewendet werden, in ihrer Wirkung keineswegs breitbandig. Dies hat seine Ursache in den parasitären Komponenten der verwendeten Kondensatoren.

Nur eine genaue Untersuchung dieser parasitären Komponenten und ihrer Auswirkungen kann die Zusammenhänge bei Entkopplungen klären und so den Weg zu wirksamen Aufbauten freimachen. Eine

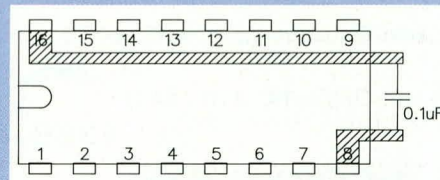


Bild 3: Standard IC-Entkopplung

solche Untersuchung soll im folgenden gemacht werden.

Der übliche Entkopplungsaufbau ist in Bild 3 gezeigt. Zwischen den Anschlußpunkten der Versorgungsspannung liegen zwei Leiterbahnabschnitte in Serie mit dem

Bild 1: Spektrum auf dem Ausgang eines Gatters: 74LS (TI)**

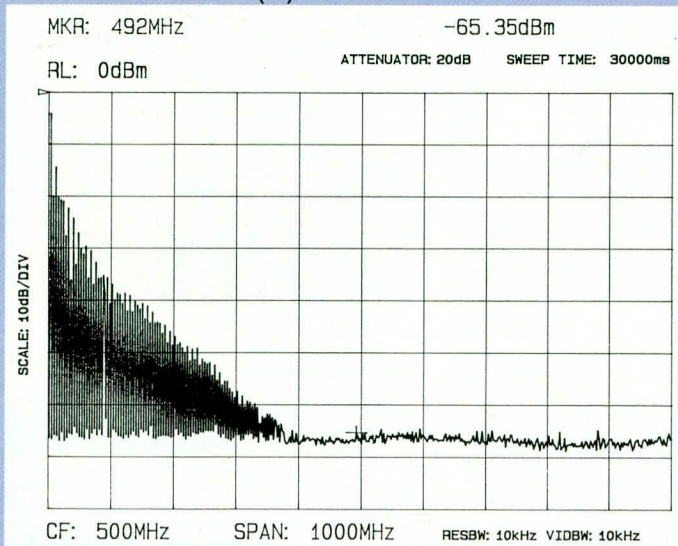


Bild 2: Spektrum auf dem Ausgang eines Gatters: 74AC (National)**

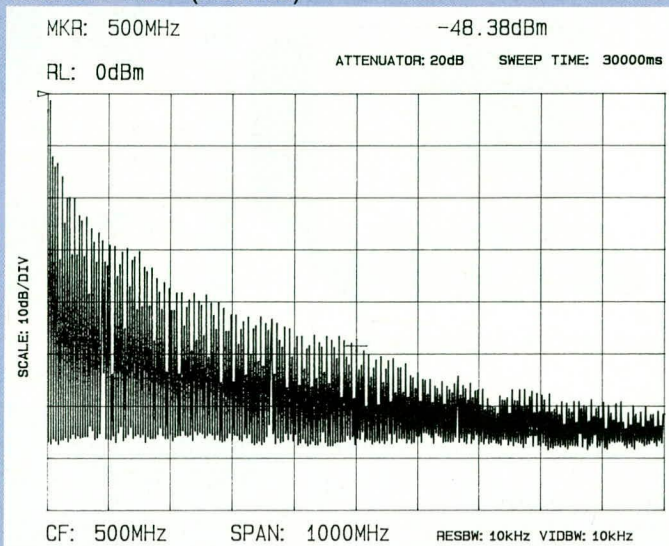
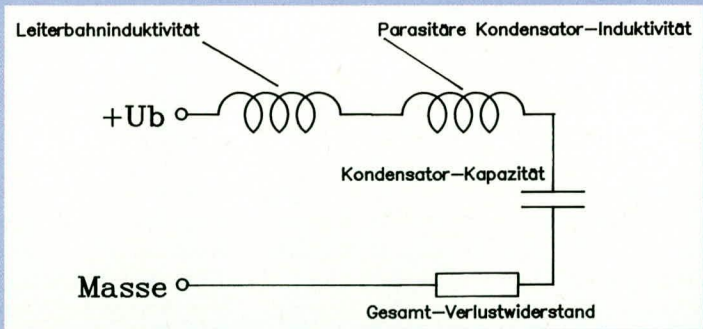


Bild 4: Ersatzbild der klassischen IC-Entkopplung



Entkopplungskondensator. Das Ersatzbild für diesen Aufbau ist in erster Näherung ein Serienresonanzkreis, bestehend aus der Leiterbahninduktivität plus der parasitären Induktivität des Kondensators, sowie der Kapazität desselben und seinem Verlustwiderstand, wie dies in Bild 4 dargestellt ist.

Der entscheidende Punkt für jede erfolgsversprechende Weiterarbeit, die sich nicht nur auf die „try and error“-Methode stützen will, ist an dieser Stelle die Kenntnis der numerischen Werte der parasitären Komponenten.

Die Messung derselben ist leider gar nicht einfach. Eine direkte Messung ist in der Regel sogar unmöglich.

Die Hersteller der Kondensatoren geben im allgemeinen auch keine brauchbaren Auskünfte in ihren Datenblättern. So ist z.B. die Angabe eines Gütewertes Q nur dann sinnvoll, wenn die Frequenz angegeben wird, bei der er gemessen wurde. Häufig ist aber nicht einmal das der Fall.

Ferner wird dieser Wert gerne bei NF gemessen. Wenn man die Frequenz wüßte, könnte man den Verlustwiderstand rechnerisch ermitteln. Dieser Widerstand ist aber nur für niedrige Frequenzen gültig und somit für die hier vorliegenden Probleme unbrauchbar. Der Verlustwiderstand von Kondensatoren ist nämlich stark frequenzabhängig.

Der numerische Wert von Widerstand und Induktivität der Leiterbahnabschnitte ist ebenso schwer zu ermitteln, so daß die Lösung dieser meßtechnischen Probleme den Schlüssel zur Synthese brauchbarer Entkopplungen bildet.

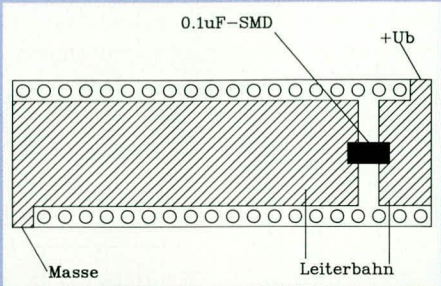


Bild 6: Induktionsarme Entkopplung einer IC-Fassung

Man findet die Lösung in Lit. 1 und Lit. 2. Hier ist ein Verfahren genau beschrieben, das zur Messung einen Network-Analyser verwendet und die numerischen Werte der parasitären Komponenten, die im Gesamtmeßergebnis eingebettet sind, mit Hilfe des Hochfrequenz-CAD-Programms SUPERCOMPACT rechnerisch extrahiert. Auf dieses Verfahren soll hier aus Platzgründen nicht näher eingegangen werden.

In Bild 5 ist eine Tabelle gezeigt, in der verschiedene Kondensatoren mit ihren numerischen Ersatzdaten aufgeführt sind. Man beachte besonders die Werte, die für die parasitären Induktivitäten angegeben sind. Hier fällt auf, daß normale keramische Scheibenkondensatoren und Folienkondensatoren ungefähr fünf mal so viel Induktivität haben wie SMD-Kondensatoren. Dies ist besonders deswegen bemerkenswert, weil die Anschlußdrähte der bedrahteten Kondensatoren für die Messung bis auf jeweils 1mm abgetrennt wurden, um die kleinstmögliche Induktivität dieser Kondensatoren zu erhalten.

Auf dem gleichen Wege kann man natürlich auch die parasitären Komponenten

anderer Bauelemente ermitteln. Z.B. haben die Leiterbahnabschnitte der Entkopplung nach Bild 3 für eine 28polige DIL-Fassung ungefähr 30nH Induktivität, abhängig vom konkreten Aufbau.

Bild 5: Ersatzdaten von Kondensatoren

Kapaz.	Bauform	Ftest(MHz)	Rs [Ohm]	Ls [nH]
10pF	Trapez	1376	0.26	1
39pF	Keramik-Scheibe	360	0.24	4.4
12pF	Keramik-Scheibe (stehend)	610	0.2	5
12pF	Keramik-Scheibe (liegend)	719	0.2	3.5
10nF	Keramik-Scheibe	30	0.52	2.53
22nF	MKT	15	0.44	4.1
8pF	Keramik Kolbentrimmer	960	0.21	3
80pF	Folientrimmer	200	0.78	7.9
1200pF	Styroflex	45	0.37	7.9
680pF	Styroflex	90	0.13	5.5
8pF	Keramik-SMD	1500	0.25	1
47pF	Keramik-SMD	600	0.25	1

Insbesondere wirkt sich hier die Leiterbahnbreite aus: Je breiter sie ist, desto geringer ist die parasitäre Induktivität.

Einen recht konsequenten Ansatz bildet hier eine Entkopplung, wie sie in einer IC-Fassung eingebaut wird (siehe Bild 6): Die gesamte verfügbare Breite unterhalb der integrierten Schaltung wird als Leiterbahn für die Entkopplung durch einen SMD-Kondensator von 0.1uF verwendet. Die parasitäre Induktivität ist in diesem Aufbau nur noch ca. 10nH. Wie sich das im Vergleich zur Standard-Entkopplung (Bild 3) hinsichtlich der verbleibenden, schädlichen Restimpedanz breitbandig auswirkt, ist in Bild 7 zu sehen.

Hier wird auch das ganze Ausmaß des Problems deutlich: Die Impedanz der Entkopplung fällt mit wachsender Frequenz

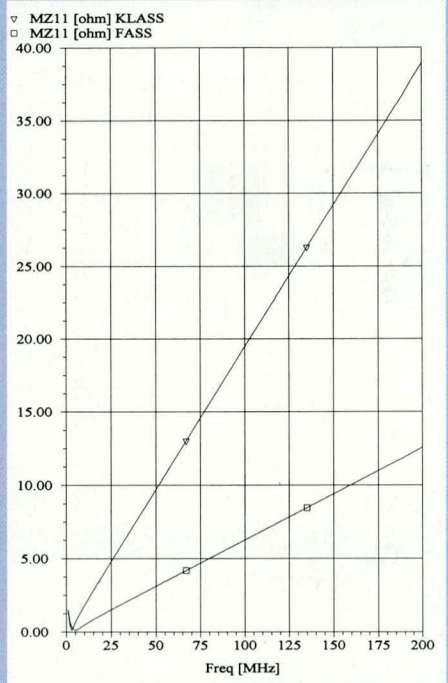


Bild 7: Vergleich der Impedanzverläufe: klassische/induktionsarme Entkopplung

rasch ab - bis zum Erreichen der Serienresonanz. Dann wird der Aufbau induktiv, und die Impedanz wächst bald wieder auf unverträgliche Werte an.

Eine Minderung der parasitären Induktivität macht den Verlauf flacher, ändert aber nichts an dessen Charakter. Man könnte die Resonanzstelle durch Wahl eines kleineren Kondensators höher legen, verliert dann aber bei niedrigen Frequenzen die Wirkung der Entkopplung. Außerdem wird ein Kondensator von ca. 0.1uF oft schon deswegen gebraucht, weil die Stromaufnahme der betreffenden integrierten Schaltung in kurzen Impulsen verläuft, und der Kondensator hier mit seiner Ladung puffern muß: Beispiel: dynamische RAM.

Gelegentlich findet man Schaltungen, in denen einfach zwei oder mehrere Kon-

densatoren parallelgeschaltet sind. Ein solches Vorgehen kann geradezu katastrophale Folgen auf den Impedanzverlauf haben. In Bild 8 ist ein solches Beispiel dargestellt: Es wurden zwei keramische Scheibenkondensatoren von 0.1uF und 2.2nF parallel geschaltet.

Man sieht zwar - wie erwartet - die zwei Serienresonanzstellen der Kondensatoren (bei 7MHz und 45MHz), aber zwischen ihnen erreicht die Impedanz der Entkopplung bei 30MHz ein Maximum, das die gewünschte Wirkung völlig aufhebt.

Das Maximum entsteht durch Parallelresonanz der Kapazität des kleineren Kondensators mit der parasitären Induktivität

des größeren, der bei dieser Frequenz schon jenseits seiner Serienresonanz liegt.

Aus diesem Grunde kann man solche Entkopplungen, die mit parallel geschalteten Kondensatoren eine erhöhte Bandbreite der Wirksamkeit erreichen sollen, nicht durch Probieren ermitteln. Die Kapazitätswerte müssen genau errechnet werden, damit die Parallelresonanzen, die solche Kondensatorgruppen immer aufweisen, nicht zu schädlichen Impedanzüberhöhungen führen.

Ein modernes EMV-Programm, das unter anderem solche Kondensatorgruppen zur Entkopplung von Versorgungsspannungen auf Leiterplatten errechnet, ist SILENT

(Simulation und Optimierung von Leiterplatten-Entkopplung). Man findet es im ELV-Katalog 1994 auf Seite 116.

Bild 9 zeigt den praktischen Aufbau einer solchen Kondensatorgruppe auf einer Leiterplatte. Unter der gezeigten Konstruktion befindet sich eine durchgehende Massefläche.

Das Resultat sieht man im Vergleich der Impedanzverläufe, wie sie in Bild 10 gezeigt sind. Der flachste Verlauf, der deswegen auch wirksamsten Entkopplung, gehört zu dem breitbandigen Aufbau, der mit SILENT ermittelt wurde.

Hierdurch erhält man eine sehr breitbandige Entkopplung, die mit ihrer Impedanz

Bild 9: Breitband-Entkopplung (SILENT)

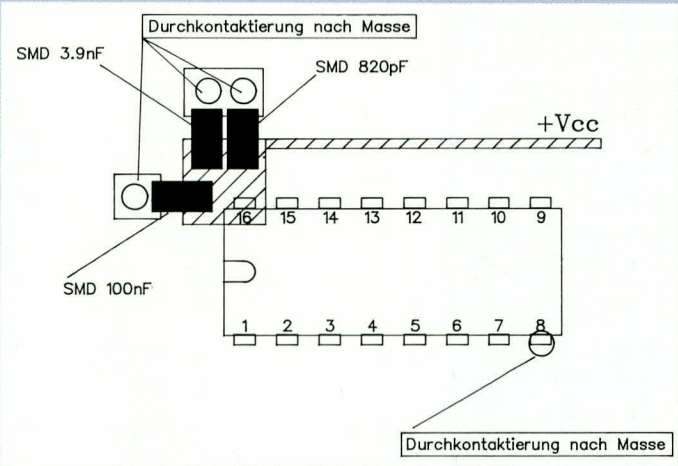


Bild 11: Meßergebnis: Breitband-Entkopplung (SILENT)

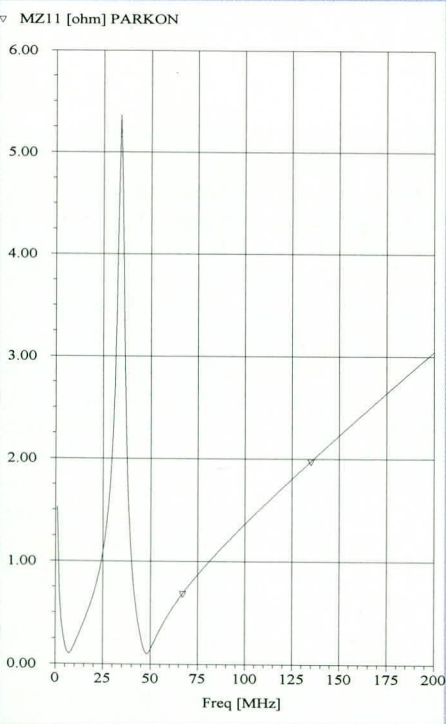
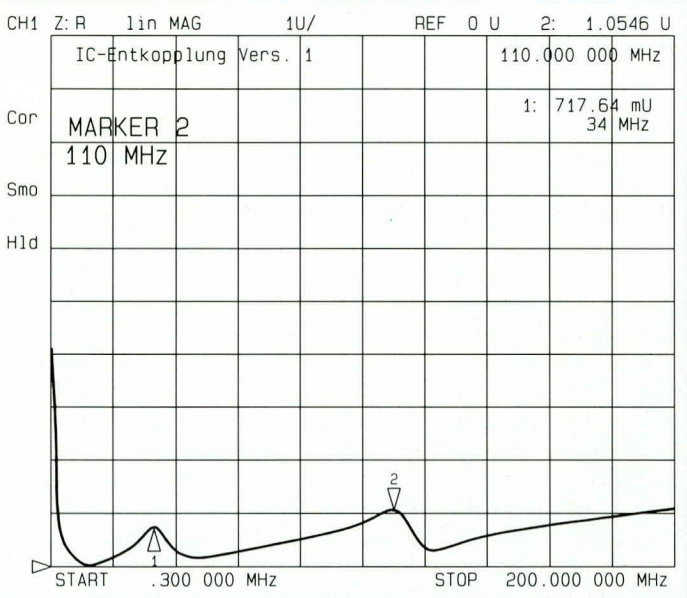


Bild 8: Impedanzverlauf bei Parallelschaltung zweier Kondensatoren

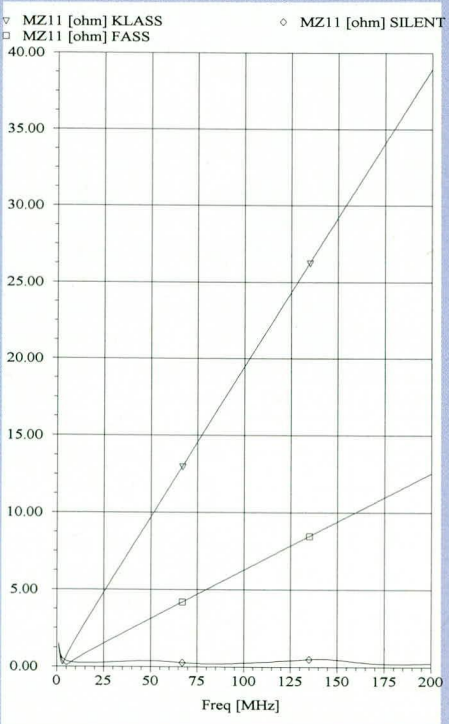


Bild 10: Impedanzverläufe klassische/ induktionsarme/SILENT-Entkopplung

im Frequenzbereich bis 200MHz unter 1 Ω bleibt. Zum Vergleich: die Standard-Entkopplung erreicht bei 200MHz bereits 40 Ω !

In Bild 11 ist der Impedanzverlauf der SILENT - Entkopplung noch einmal als Meßergebnis dargestellt, da viele Praktiker der Simulation mit Recht etwas skeptisch gegenüber stehen, aber auch hier bleibt die Impedanz innerhalb 1 Ω .

Vor dem Hintergrund der Tatsache, daß heutige Digitallogik immer größere Geschwindigkeiten erreicht, ist eine wirksame, breitbandige Entkopplung solcher Schaltungen von herausragender Bedeutung.

In einem separaten Artikel im „ELV-journal“ 2/94 wird das Programmpaket „SILENT“ ausführlich beschrieben. Praktische Beispiele zeigen, wie auf einfache Weise optimierte Entstörmaßnahmen bereits während der Entwicklungsphase eines Gerätes oder auch zur nachträglichen Verbesserung einer Schaltung durchführbar sind.

ELV

Literatur:

- 1) Dirks: Hochfrequenz - CAD - Programme Hüthig Verlag 1989; ISBN 3-7785-1833-X
- 2) Dirks: HF- Kondensatoren auf dem CAD-Prüfstand (Elektronik 8/1989 S112ff)