

# EMV: Vorteile dünner Substrate in Ground- / Powerplane - Systemen

von  
Prof. Chr. Dirks

Durch das neue EMV - Gesetz und die ständig schneller werdende Digitalelektronik ist in zunehmendem Maße die Notwendigkeit zur Schaffung EMV - gerechter Leiterplatten entstanden. Die alten doppelt kaschierten Platinen erweisen sich zunehmend als Versager bei der EMV - Abnahme und müssen den moderneren Multilayern weichen.

Die vermehrten Kosten werden durch eine Fülle von Vorteilen aufgewogen, die ihre Ursache zu einem großen Teil in den dünnen Substraten zwischen Groundplane und Powerplane haben. Im folgenden soll dies näher untersucht werden.

Es ist sinnvoll, in Multilayern die Versorgungsspannungssysteme als Flächen, sogenannte Ground- / Powerplane - Systeme auszubilden. Damit man aber mit diesen Systemen nicht Schiffbruch erleidet, ist es wichtig, die Zusammenhänge verstanden zu haben. Solche flächigen Systeme werden in der Literatur gerne als Plattenkondensatoren angesehen. Diese Betrachtungsweise gestattet zwar, die Stützkondensatorgruppen richtig auszurechnen, aber sie kann nicht eine Reihe von Überhöhungen der Impedanz solcher Systeme erklären, die auf diskreten Frequenzen in der Praxis beobachtet werden können.

Diese Impedanzüberhöhungen können auf bestimmten Frequenzen die gewünschte Entkopplung zunichte machen und zu erhöhter Abstrahlung auf diesen Frequenzen führen. Sie lassen sich leicht erklären, wenn man die Ground- / Powerplane - Systeme nicht als Plattenkondensatoren, sondern als Leitungen auffaßt.

Da die Versorgungsspannungsflächen -gemessen an ihrem Wellenwiderstand- in erster Näherung mit einem Leerlauf abgeschlossen sind, ist die erste Überhöhung der Impedanz bei der Frequenz zu erwarten, auf der die elektrische Länge der Fläche die halbe Wellenlänge erreicht.

In Abb. 1 ist der Impedanzverlauf einer Versorgungsspannungsfläche mit den Abmessungen 9 x 7cm zu sehen.

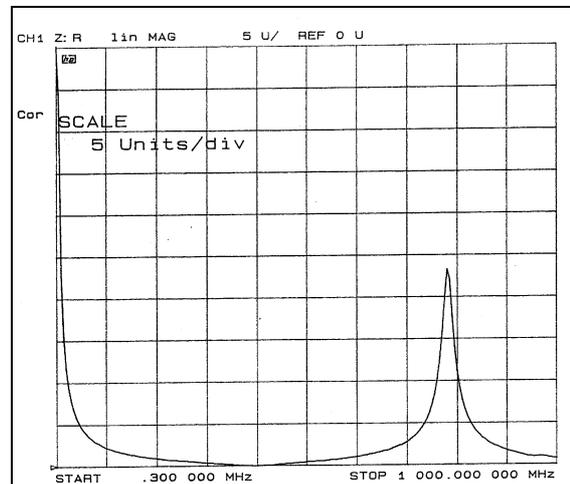


Abb. 1:  $\lambda/2$  - Resonanz der Stromversorgungsfläche

Man erkennt die Resonanz bei ca. 780MHz. Im freien Raum entspricht diese Frequenz einer Wellenlänge von 38.5 cm. Die halbe Wellenlänge ist dann 19.25 cm. Die Länge der o.g. Fläche ist 9cm. Die Verkürzung entsteht durch die verringerte Geschwindigkeit der Welle, verursacht durch das  $\epsilon_r=4.5$ .

Der Betrag der Überhöhung der Impedanz ist mit 24Ohm erheblich, denn von der Kapazität der Fläche allein ist bei dieser Frequenz eine Impedanz von weniger als 1 Ohm zu erwarten.

Man kann den Problemen, die diese Leitungsresonanzen hervorrufen, dadurch aus dem Wege gehen, indem man die Versorgungsspannungsflächen so klein macht, daß die erste Resonanz außerhalb des Frequenzbereichs liegt, den das Spektrum der verwendeten Logikfamilie abdeckt. Diese Lösung ist aber bei schneller Logik nicht realisierbar, da dann die verfügbaren Flächen zu klein werden. Immerhin deckt das Spektrum moderner CMOS - Logikfamilien bereits den Bereich bis 2000Mhz ab. Für eine solche Frequenz würde die maximale Kantenlänge bei nur 3,5cm liegen.

Es ist also erforderlich, zu untersuchen, von welchen Faktoren der Betrag dieser Resonanzüberhöhung der Impedanz abhängt. Für eine ideale Leitung ist die Eingangsimpedanz der leerlaufenden Leitung:

$$Z_{in} = -j * Z_0 * \cot(b_l)$$

Hierin ist  $Z_0$  der Wellenwiderstand und  $b_l$  die elektrische Länge der Leitung in Grad. Für die halbe Wellenlänge ist  $b_l = 180$  Grad und damit der  $\cot(b_l) = \infty$ . Dieser Wert wird in der Praxis nicht erreicht, da die Leitung nicht wirklich im Leerlauf betrieben wird, sondern an den Kanten dem Wellenwiderstand des freien Raums (377 Ohm) ausgesetzt ist. Ferner ist die Leitung nicht verlustfrei.

Je verlustreicher die Leitung, desto geringer die Resonanzüberhöhung. Es sind hierbei sowohl die ohmschen Verluste in den Kupferbelägen als auch die dielektrischen Verluste im Isolierstoff beteiligt. Die quantitative Ermittlung dieser Verluste ist für solche flächigen Leitungssysteme außerordentlich schwierig. Grundsätzlich wäre es möglich, dem üblichen Isolierstoff (Epoxidharz) ein Keramikpulver beizumischen, das entsprechend hohe dielektrische Verluste aufweist.

Für gängige Leiterplattenmaterialien sind diese Verluste vom Anwender jedoch nicht beeinflussbar. Daher muß dem Wellenwiderstand des Leitungssystems besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Mit ihm läßt sich die Resonanzüberhöhung ebenfalls beeinflussen. Hierzu gilt es, einen möglichst kleinen Wellenwiderstand zu erreichen.

Man findet in der Literatur verschiedene Formeln, mit denen man den Wellenwiderstand von Leiterbahnen über der Massefläche (microstrip) berechnen kann. Für die Berechnung von Ground- / Powerplane - Systemen eignen sich diese Formeln jedoch nicht, da sie bei Breiten- / Höhenverhältnissen von ca. 100 ihre Grenze der Gültigkeit finden. Die zugehörigen Wellenwiderstände liegen dann für gängige Epoxy - Materialien bei ca. 2 Ohm, einem Wert, der für Ground- / Powerplane - Systeme deutlich zu hoch ist.

Außerdem kommt hinzu, daß die bei diesen Formeln vorausgesetzten durchgehenden Flächen in der Praxis bei Versorgungsflächen kaum vorkommen, da die erforderlichen Durchkontaktierungen eine große Anzahl von Löchern mit sich bringen.

Im folgenden soll daher der Wellenwiderstand bei einigermaßen realistischen Objekten meßtechnisch ermittelt werden.

Die Messungen wurden an einseitig kurzgeschlossenen Flächen vorgenommen. Für die kurzgeschlossene, verlustfreie Leitung gilt:

$$Z_{in} = j * Z_0 * \tan(b_l)$$

Für die Achtel - Wellenlänge wird  $\tan(b_l) = 1$ , und man erkennt unmittelbar den Wellenwiderstand. Hierbei muß ein gewisser Fehler in Kauf genommen werden, da die Leitung natürlich nicht verlustfrei ist. Die Ergebnisse sind aber für praktische Belange ausreichend.

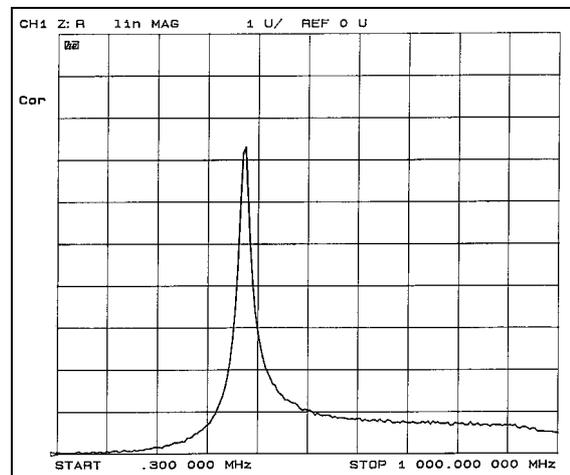


Abb.2: Impedanz d. kurzgeschlossenen Flächensystems

In Abb. 2 sieht man eine Messung an einer 9 x 7 cm großen Fläche, die auf einem Substrat von 100µm Dicke über der Massefläche liegt. Diese ist flächig alle 5mm mit einem Loch von 2mm Durchmesser versehen. Man sieht eine Viertel - Wellenlängen - Resonanz bei 380MHz mit etwa 7,5 Ohm. Bei 190MHz entnimmt man den Wellenwiderstand mit ca. 0.12 Ohm.

Man kann den Wellenwiderstand, auch wenn die Abmessungen der Fläche vorgegeben sein sollten, immer mit der Dicke des Substrates beeinflussen. Es ergeben sich für die Fläche mit den 2mm - Löchern folgende Wellenwiderstände in Abhängigkeit von der Substratdicke:

- 350µm >>>  $Z_0 = 0.9$  Ohm
- 100µm >>>  $Z_0 = 0.12$  Ohm
- 60 µm >>>  $Z_0 < 0.07$  Ohm

Leider hat der Ansatz eine Schwachstelle: Die Formel, auf die hier zurückgegriffen wurde, ist zwar für verlustarme Leitungen durchaus brauchbar, aber es liegt ihr die Voraussetzung zu Grunde, daß die Länge der Leitung groß ist gegenüber ihrer Breite. Sonst spielt sich das Reflektionsgeschehen nicht, wie vorausgesetzt, gleichsam entlang einer Geraden ab. Bei einem flächigen System, wie es hier vorliegt, spielen die Breitenabmessungen bereits eine erhebliche Rolle. Die am Koax-Übergang in die Fläche eingespeiste Welle breitet sich zunächst kreisförmig in alle Richtungen aus. Sie wird dann von allen Kanten der Fläche reflektiert. Die gemessenen Impedanzen entstehen also nicht einfach aus der Überlagerung von hinlaufender und rücklaufender Welle entlang einer Geraden, sondern es überlagern sich mehrere reflektierte Wellenzüge mit dem hinlaufenden.

Ein interessanter Vergleich mag hier weiter helfen: Entnimmt man die Wellenwiderstände in der o.g. Weise aus Messungen, die an der leerlaufenden Leitung vorgenommen wurden, erhält man andere Werte, als die oben dargestellten und der Messung an kurzgeschlossenen Leitungen entnommenen:

$$\begin{aligned} 350\mu\text{m} &>>> Z_0 = 0.88 \text{ Ohm} \\ 100\mu\text{m} &>>> Z_0 = 0.53 \text{ Ohm} \\ 60\mu\text{m} &>>> Z_0 = 0.3 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

Für die Substratdicke von  $350\mu\text{m}$  stimmt der gefundene Wert recht gut mit dem ersten Ergebnis überein. Bei den dünnen Substraten ist die Abweichung jedoch erheblich.

In einer weiteren Untersuchung soll die Auswirkung der Substratdicke über den Wellenwiderstand auf die Resonanzüberhöhung bei leerlaufender Leitung geklärt werden. Dies ist der Betriebsfall, der den Ground- / Powerplane - Systemen in der Praxis am nächsten kommt: Es werden jeweils Flächen der bisher verwendeten Abmessungen mit den 2mm - Löchern verglichen.

Es ergeben sich nun folgende Werte für die Resonanzüberhöhungen:

$$\begin{aligned} 350\mu\text{m} &>>> R_o = 24 \text{ Ohm} \\ 100\mu\text{m} &>>> R_o = 4,4 \text{ Ohm} \\ 60\mu\text{m} &>>> R_o = 2,1 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

Bildet man den Quotienten aus dem Wert der Resonanzüberhöhung und dem Wellenwiderstand und setzt diesen als Gütefaktor Q der Resonanz an, so erhält man für die Substratdicke  $350\mu\text{m}$  ein  $Q = 30$ . Für das Substrat  $100\mu\text{m}$  ergibt sich  $Q = 36$ .

Der Mittelwert aus beiden ist  $Q_m = 33$ . Wenn man mit diesem Wert  $Q_m$  und der Resonanzüberhöhung für das  $60\mu\text{m}$  - Substrat auf den Wellenwiderstand schließt, so erhält man ein  $Z_0 = 0.06 \text{ Ohm}$ .

Macht man die gleiche Untersuchung an den Werten, die mit der leerlaufenden Leitung gewonnen wurden, so ergibt sich für die Substratdicke  $350\mu\text{m}$  ein Gütefaktor von 30. Dieser entspricht dem ersten Ergebnis. Bei  $100\mu\text{m}$  Dicke erhält man ein  $Q = 8$  und bei  $60\mu\text{m}$  ist  $Q = 7$ .

Der Gütewert von 30 entspricht in etwa den Erwartungen. Bei Leitungen mit „normalen“ Wellenwiderständen, z.B. 50 Ohm, kann man je nach Leiterplattenmaterial (FR4, G10) und Frequenz Gütewerte bei 30 erwarten. So hat z.B. ein Lambda-Halbe-Resonator aus einer 50-Ohm-Microstrip-Leitung auf 1.5mm dickem FR4-Material bei 300MHz genau eine Güte von 30. Daher kann man annehmen, daß eher die zuerst angegebenen Werte den richtigen Wellenwiderständen entsprechen.

Für den Praktiker ergibt sich in beiden Fällen, daß eine Resonanzüberhöhung von 2 Ohm, wie man sie bei dem  $60\mu\text{m}$  - Substrat vorfindet, bereits brauchbar gedämpft ist. Da einer der größten deutschen Leiterplattenmaterialhersteller die  $60\mu\text{m}$  - Dicke bereits in seinem Programm hat, kann man dies als eine praktikable Lösung zur Beseitigung von Strukturresonanzen in Leiterplatten ansehen. Dies bedeutet, daß Flächen ausreichender Breite (ca. 7cm) in ihrer Länge nicht mehr durch Strukturresonanzen begrenzt sind. Natürlich dürfen die 7cm Breite überschritten werden. Sie stellen schließlich nur einen Mindestwert dar.

Die dünnen Substrate haben aber noch einen zweiten, wesentlichen Vorteil: Je dünner das Substrat, desto weniger Kondensatoren braucht man zur Stützung des Ground- / Powerplane - Systems, weil die Anzahl und Art der benötigten Stützkondensatoren vom Wellenwiderstand des Systems direkt abhängig ist.

Zum Verständnis dieses Faktums sollen die Zusammenhänge bei der Abblockung von flächigen Stromversorgungssystemen näher betrachtet werden.

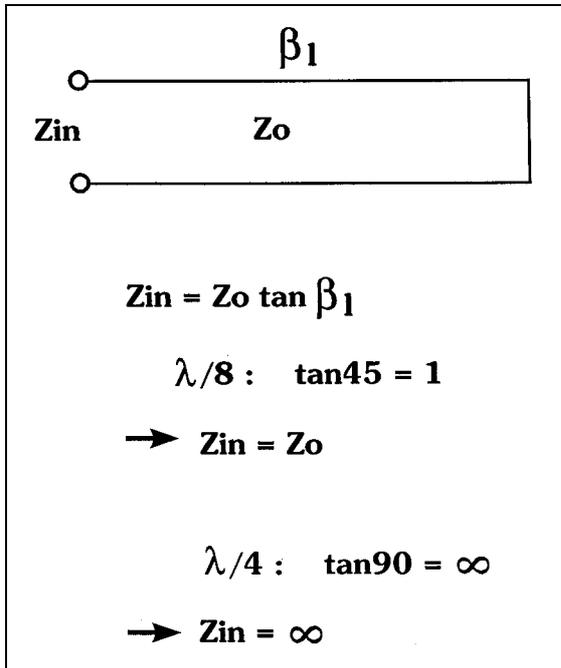


Abb. 3: Stark vereinfachtes Modell der Abblockung

Als erstes soll hierzu ein stark vereinfachtes Modell des Stützkondensators und der Leiterbahnen, die ihn mit der integrierten Schaltung verbinden, gebildet werden: Man betrachte den Kondensator als Kurzschluß und die verbindenden Leiterbahnen als verlustfreie Leitung. In Abb. 3 ist dieses Modell gezeigt. Der Kondensator ist hier sehr vereinfacht als Kurzschluß dargestellt. Er liegt nicht direkt an der integrierten Schaltung, sondern seine Impedanz wird durch die Leitung transformiert. Zwei interessante Sonderfälle werden hier skizziert:

Erstens, wenn die Leitung eine Länge von  $\lambda/8$  hat, dann erscheint an den Anschlüssen der integrierten Schaltung - wie bereits oben gezeigt - genau der Wellenwiderstand der Leitung.

Zweitens, oberhalb einer Länge von  $\lambda/8$  steigt die Impedanz dann rasch an, um bei  $\lambda/4$  den Wert  $\infty$  zu erreichen ( $\lambda/4$ -Resonanz).

Für den Anwender ist der Bereich zwischen 0 und  $\lambda/8$  besonders interessant, da hier die Impedanz des Aufbaus stets zwischen 0 und dem Wellenwiderstand der Leitung liegt. Gelingt es also, den Wellenwiderstand der Leitung, die den Stützkondensator mit der integrierten Schaltung verbindet, sehr

niederohmig zu gestalten, und den Abstand der integrierten Schaltung vom Stützkondensator innerhalb von  $\lambda/8$  zu halten, dann ist das Problem der Entkopplung perfekt gelöst.

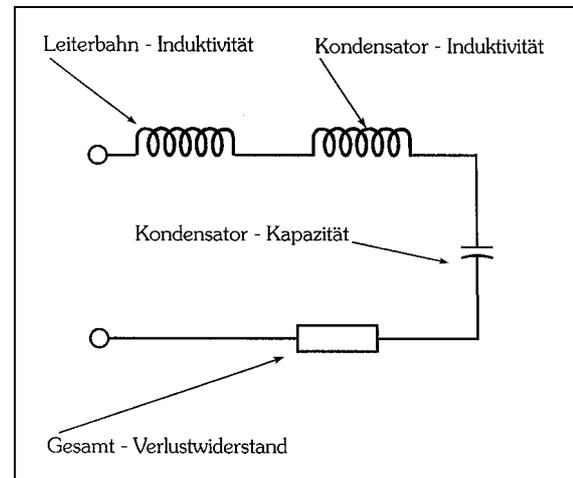


Abb. 4: Diskretes Ersatzbild der Abblockung

Um zu zeigen, wie sich dieser Ansatz von dem unterscheidet, was heute üblicherweise gemacht wird, soll Abb. 4 betrachtet werden. Hier ist der Stützaufbau in diskreten Bauelementen modelliert. Die Impedanz des Kondensators läßt sich für niedrige Frequenzen leicht durch die Wahl hoher Kapazitäten mindern. Jedoch machen die Induktivitäten jeden Versuch, niedrige Impedanzen bei hohen Frequenzen zu erzielen, zunichte.

Dieses Modell richtet die Bemühungen des Entwicklers strikt auf die Minderung der Induktivitäten des Aufbaus. Da kommen solche Regeln her, wie z.B. „Den Kondensator so dicht wie möglich an der integrierten Schaltung placieren“ oder „Die Leiterbahnen möglichst kurz und möglichst breit machen“.

Leider muß man in der Praxis sehr bald feststellen, daß auch bei der Bereitschaft diese Regeln strikt zu befolgen, die Induktivitäten realer Aufbauten kaum unter 20nH zu mindern sind. Dies heißt aber, daß solche Entkopplungen dann nur noch bis etwa 10MHz wirksam sind. Vor dem Hintergrund der Tatsache, daß die Störspektren moderner Mikroprozessor - Systeme heute bereits 2000MHz überschreiten, ist eine Entkopplung, die nur bis rund 10MHz wirkt, praktisch unbrauchbar.

Zum Glück eröffnet die Behandlung des Problems durch Betrachtung des Wellenwiderstandes zusätzliche Möglichkeiten. Man kann den Wellenwiderstand einer Leitung auch durch ihre Induktivitäts- und Kapazitätsbeläge beschreiben:

$$Z_0 = \sqrt{L'/C'}$$

Man erkennt auch hier die ungünstige Wirkung des Induktivitätsbelages  $L'$ , aber als zweiter Freiheitsgrad wird der Kapazitätsbelag  $C'$  erkennbar, was in dem Modell aus diskreten Bauelementen (Bild 4) nicht sichtbar war.

Damit der Wellenwiderstand einer Leitung in einer Leiterplatte minimal wird, muß der Induktivitätsbelag möglichst klein und der Kapazitätsbelag möglichst groß werden. Praktisch heißt dies, daß die Leiterbahnen flächig ausgebildet werden (möglichst breit) und der Abstand zwischen den in direkt benachbarten Ebenen liegenden Flächen möglichst klein werden muß. Wie bereits oben gezeigt, lassen sich so Wellenwiderstände von weniger als 0.2 Ohm erzielen.

Als Vergleich möge der Wellenwiderstand einer aus zwei nebeneinander liegenden Leiterbahnen bestehenden Leitung dienen, wenn deren Breite 1mm und ihr Abstand 3mm beträgt: 132 Ohm. Der Unterschied ist ca. 3 Zehnerpotenzen!

Das heißt entsprechend den Überlegungen gemäß Abb. 3, daß Stützkonstruktionen, die Leiterbahnen verwenden, praktisch keine Zuleitungslänge dulden können. Insofern ist der Rat, den Kondensator ganz dicht an die zu stützende integrierte Schaltung zu setzen, theoretisch durchaus richtig. Praktisch nützt er jedoch wenig, da man die Zuleitung kaum tausendmal kürzer machen kann, als in einem flächigen System.

Da alle bisherigen Überlegungen anhand eines sehr einfachen Modells gemacht wurden, um zunächst die wesentlichen Tendenzen heraus zu arbeiten, muß jetzt gezeigt werden, daß diese auch unter realistischen Bedingungen dieselben sind.

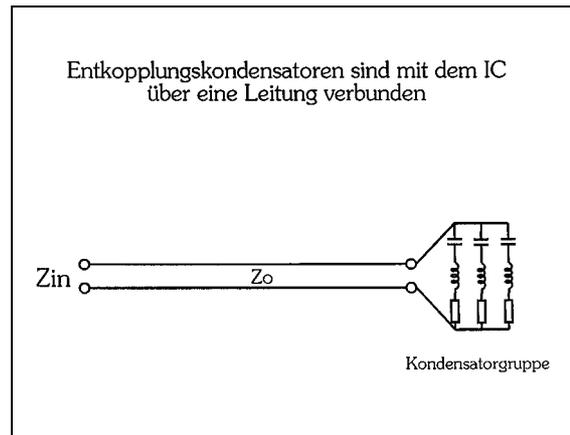


Abb. 5: Kondensatoren über Leitung mit IC verbunden

In der Praxis ist der Stützkondensator natürlich kein Kurzschluß.

In Abb. 5 sieht man eine realistische Konstruktion: Eine korrekt -z.B. mit dem Programm SILENT- ausgelegte breitbandige Kondensatorgruppe bildet den Abschluß der Leitung. Am Eingang dieser Leitung findet man die Impedanz  $Z_{in}$ , die an der zu stützenden integrierten Schaltung vorliegt.

Abb. 6 zeigt den Verlauf dieser Impedanz in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Leitung ist immer 3cm lang. Parameter der Kurvenschar ist der Wellenwiderstand der Leitung. Die oberste Kurve gehört zu einem  $Z_0$  von 50 Ohm. Die unterste Kurve gehört zu einem  $Z_0$  von 3 Ohm. Die Tendenz ist wie erwartet: Wirklich breitbandige, niederohmige Stützkonstruktionen sind nur mit extrem niederohmigen Wellenwiderständen der Zuleitung, also in flächigen Stromversorgungssystemen, möglich. Die größte Dicke des Dielektrikums zwischen Versorgungsspannungsfläche und Massefläche, die gute Ergebnisse breitbandig zuläßt, ist  $120\mu\text{m}$ , wie bereits in /1/ gezeigt wurde.

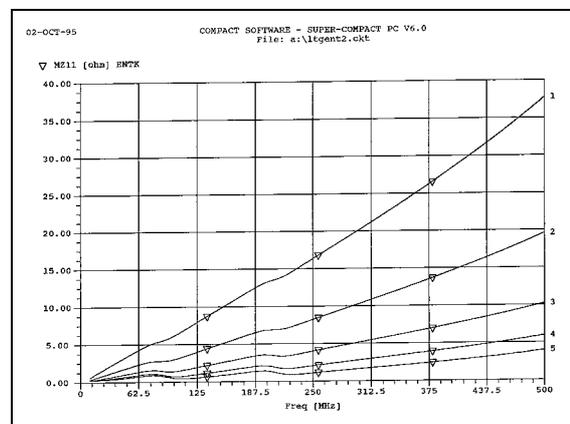


Abb. 6: C-Gruppe mit 3cm Leitung,  $Z_0=50/25/12/6/3$  Ohm

An dieser Stelle taucht die Frage auf, welches bei einem breitbandigen Spektrum eigentlich die Frequenz ist, auf die sich die Angabe von  $\lambda/8$  bezieht. Man könnte annehmen, daß sie die höchste im Spektrum vorkommende Frequenz sein muß. Dies ist aber glücklicherweise nicht der Fall. Zur Klärung dieser Frage mag folgende Überlegung dienen:

Die Leitung soll die Kondensatorgruppe mit der integrierten Schaltung verbinden. Dies macht nur bis zu der Frequenz Sinn, bei der die Kondensatorgruppe noch wirksam ist. Als Daumenregel kann man sagen, diese Frequenz ist die Serienresonanzfrequenz des kleinsten Kondensators der Gruppe, denn oberhalb dieser Frequenz wird die gesamte Kondensatorgruppe induktiv und somit als Stützung unwirksam.

Diese Eigenschaft von Kondensatoren und Kondensatorgruppen, oberhalb ihrer Serienresonanz induktiv zu werden, verlangt bei der Auslegung der Stützkondensatoren in Flächen zu berücksichtigen, daß diese als kurze, leerlaufende Leitungen kapazitiven Charakter haben und deshalb mit induktiv gewordenen Kondensatoren gefährliche Parallelresonanzen bilden können. Gefährlich deshalb, weil die Parallelresonanz hochohmigen Charakter hat und damit die Stützung auf der betreffenden Frequenz unwirksam wird. Deshalb sollte man die Entkopplung von Versorgungsspannungsf lächen nie „erbasteln“.

Den Impedanzverlauf eines korrekt ausgelegten flächigen Stromversorgungssystems zeigt Abb. 7. Es handelt sich um eine kleine Fläche von nur 7 x 7cm. Die Substratdicke ist mit 60µm sehr dünn. Deshalb werden nur zwei Kondensatoren zur vollständigen Abblockung dieser Fläche benötigt. Es sind dies 1µF und 2,2nF. Bis auf zwei Parallelresonanzstellen, die 1,3 Ohm erreichen, bleibt die Impedanz bis 1.3GHz innerhalb von 1 Ohm. Die Strukturresonanzen bleiben bis 3GHz innerhalb 2,5 Ohm.

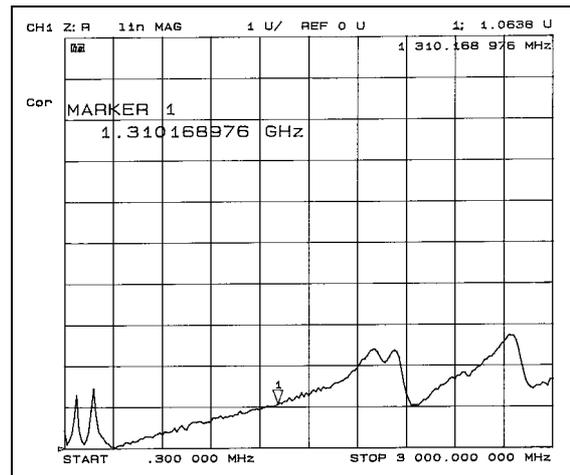


Abb. 7: Impedanz eines Flächensystems

Oben wurde die Faustregel aufgestellt, daß der Abstand von der Kondensatorgruppe etwa  $\lambda/8$  der Serienresonanzfrequenz des kleinsten Kondensators der Gruppe werden darf. Der kleinste Kondensator ist hier 2.2nF. Die parasitäre Induktivität eines SMD - Kondensators ist ca. 1.5nH. Also ist die Serienresonanzfrequenz 90Mhz. Die Wellenlänge für diese Frequenz ist im freien Raum 333cm. Weil die Leiterplatte ein Er von ca. 4 hat, verkürzt sich diese Wellenlänge in der Platine auf die Hälfte.  $\lambda/8$  ist also 20,8cm. Dies bedeutet, daß mit den verwendeten 2 Kondensatoren die gesamte Fläche entkoppelt ist. Es entfallen deshalb auch alle weiteren Stützkondensatoren, auch wenn die Fläche mit zahlreichen integrierten Schaltungen besetzt ist.

#### Literatur:

- /1/ Dirks, Chr. : „Wege zur EMV-gerechten Leiterplatte“  
Elektronik 25/95, S.48 ff
- /2/ EMV Praxis 98,  
Seminarunterlage „EMV von Leiterplatten in der Praxis“ Teil II
- /3/ Dirks, Chr. / Margieh, U.: „Breitbandige Entkopplung“  
Elektronik 17/93, S.58 ff

Herausgegeben von:  
Nils Dirks Corporate Consulting, 78166 Donaueschingen