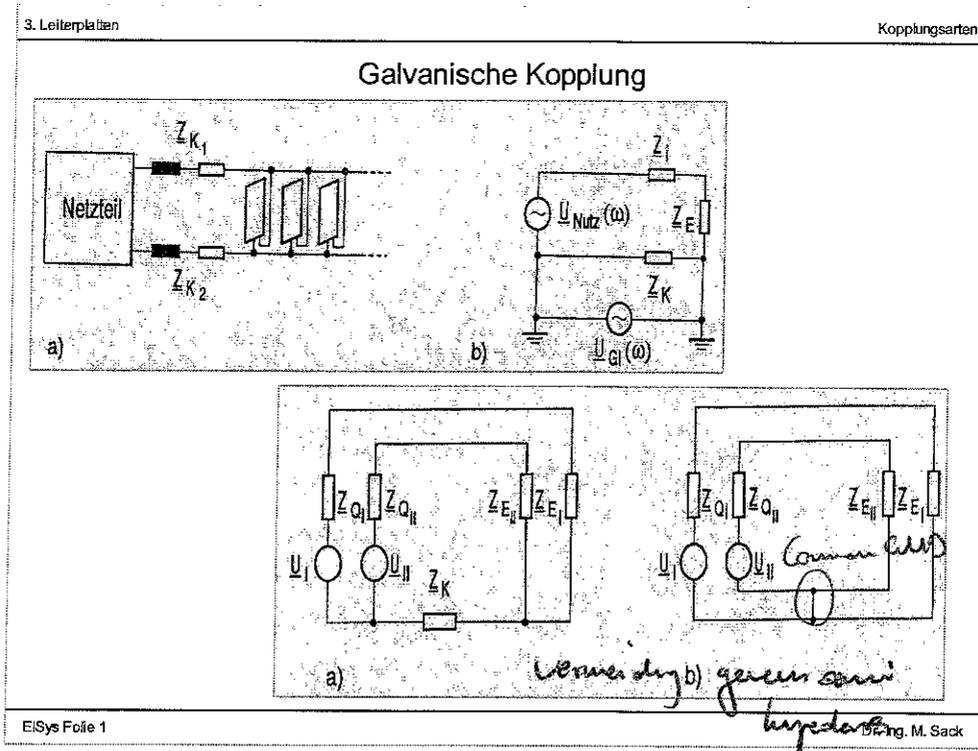


3 EMV gerechter Leiterplatten Entwurf



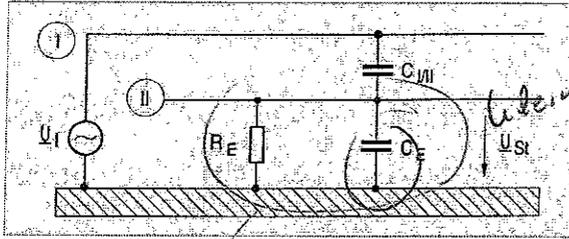
Bisher haben wir uns mit Verstärkern und der AD-Wandlung beschäftigt. Gerade bei der Verstärkung schwacher Signale und bei der Kombination von kleinen Signalpegeln und Digitalsignalen auf engem Raum muss man das Platinenlayout sorgfältig durchführen, damit die Analogsignale nicht gestört werden. Daher befasst sich dieses Kapitel mit den Grundlagen zum Entwurf gedruckter Schaltungen.

Damit ein Signal ein anderes Signal beeinflussen kann, muss es über einen Kopplungspfad in die andere Signalbahn eingekoppelt werden können. Man unterscheidet die Kopplungsarten: Galvanische Kopplung, kapazitive Kopplung, magnetische Kopplung und elektromagnetische Kopplung.

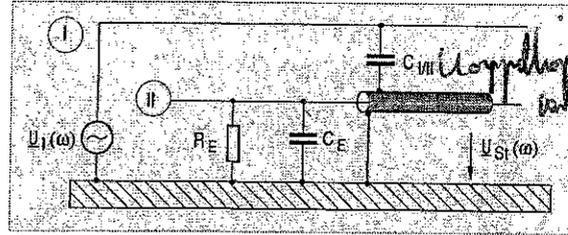
Bei der galvanischen Kopplung teilen sich zwei oder mehr Stromkreise eine gemeinsame Impedanz. Das kann beispielsweise die Verbindung zu einem Netzteil oder eine Masseleitung sein. Dann verursacht ein Strom im einen Strompfad über den Spannungsabfall am gemeinsamen Widerstand einen Stromfluss im anderen Stromkreis.

Galvanische Kopplung
 → physische Verbindung der Stromkreise

Kapazitive Kopplung



System II nicht geschirmt



System II geschirmt

hypothese
Sender/Empfänger
2. System

Kopplungskapazität
abhängig
Schirm

Eine kapazitive Kopplung kann zwischen zwei ungeschirmten Leitungen, unsymmetrischen Leitungssystemen auftreten. Auf dem Bild repräsentiert C_{MI} die Streukapazität zwischen zwei Systemen und C_E sowie R_E die Eingangs- und ausgangseitigen Impedanzen von Sender und Empfänger des 2. Systems. Diese Komponenten bilden einen Spannungsteiler mit einem frequenzabhängigen Teilverhältnis. Dieses Verhältnis bestimmt, welcher Spannungsanteil vom System I in das System II eingekoppelt wird.

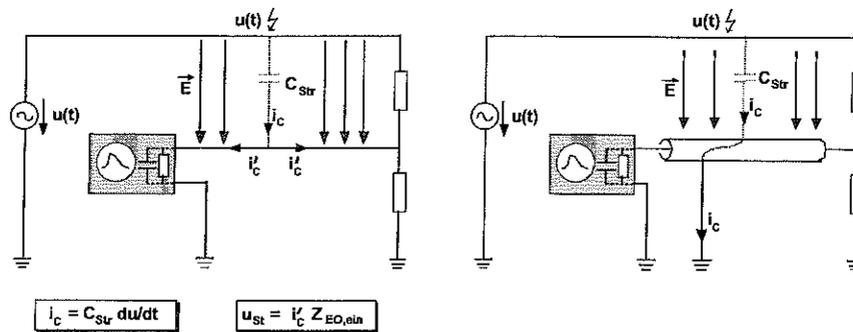
Die eingekoppelte Spannung kann man reduzieren, indem man entweder mindestens eines der Systeme schirmt, oder indem man das Teilverhältnis verringert. Das erreicht man, indem man entweder die Kapazität C_{MI} verringert und damit die Kopplungsimpedanz erhöht, oder indem man R_E und C_E verringert. Die Kapazitäten C_{MI} kann man verkleinern, indem man entweder die Leitungen weiter voneinander entfernt, oder den Bereich, in dem sie nahe beieinander liegen, verkürzt. Doch meist wird die Leitungsführung durch die räumlichen Gegebenheiten vorgegeben. Dann bleibt nur die andere Möglichkeit, das System möglichst niederimpedant auszulagern.

Kapazitive Einstreuungen können beispielsweise bei zu hochförmig ausgelegten OP-Verstörkern beobachtet werden. Baut man ein Rückkopplungsnetzwerk statt mit Widerständen in der Größenordnung von 10 kOhm mit welchen im MOhm-Bereich auf, streut bereits das 50Hz-Wechselfeld ein, wenn man sich mit den Fingern nähert. Die Kopplung erfolgt dann kapazitiv von einer Phase zum Körper und ebenfalls kapazitiv vom Finger in die Schaltung.

keine Optimal
Schaltung
im MOhm
Bereich

Maßnahme A: Teilverhältnis verringern →
→ weniger Einfluss von C_{MI}
oder (I) und (II) weiter voneinander entfernen
B Schirmung - C_{MI} wirkt gegen den Schirm

Kapazitive Einkopplung in Messleitungen



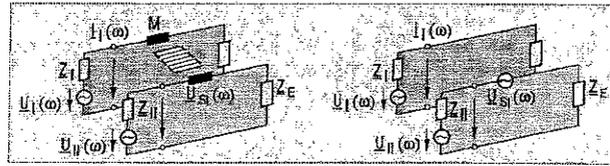
Diese Folie zeigt ein weiteres Beispiel für kapazitive Kopplung, wie sie insbesondere bei der Messung von Hochspannung auftreten kann. Die Hochspannung wird über einen Teiler auf ein für die Messung geeignetes Niveau heruntergeteilt und einem Oszilloskop zugeleitet. Das elektrische Feld koppelt auf die Leitung ein (modelliert durch Streukapazitäten). Ein Teilstrom fließt durch das Oszilloskop und bewirkt einen Spannungsabfall am Innenwiderstand R_i . Dieser verursacht einen Messfehler. Bei geschirmter Messleitung enden die Feldlinien auf dem Leitungsschirm, der Strom fließt vollständig gegen Masse ab.

Der Teiler ist hier nur allgemein durch zwei Impedanzen Z angedeutet. Je nach zu messender Spannungsform setzt man verschiedene Teilerarten ein:

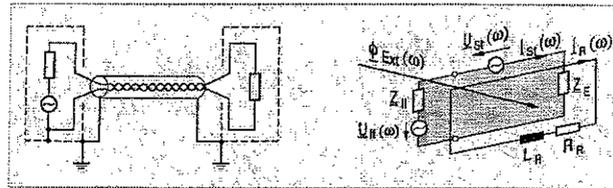
- kapazitive Teiler für niederfrequente Wechselspannung
- gedämpft kapazitive Teiler für Stoßspannung
- ohmsch-kapazitiv gemischte Teiler für breitbandige Spannungsmessungen.

Hochohmige rein ohmsche Teiler eignen sich nur für Gleichspannung. Sie haben zur Messung hoher Spannungen Widerstände im Gigaohm-Bereich, um die Verlustleistung gering zu halten. Zur Messung von Blitzstoßspannungen kommen auch niederohmige ohmsche Teiler zum Einsatz (1 kOhm ... 15 kOhm).

Induktive Kopplung



Induktive Kopplung zweier Kreise



Methoden zur Verringerung induktiver Einkopplung

Wenn zwei Stromkreise über den magnetischen Fluss gekoppelt sind, bewirkt eine Stromänderung in einem Kreis nach dem Induktionsgesetz eine Induktionsspannung im anderen Kreis (und umgekehrt). Im Ersatzschaltbild wird der Einfluss der Kopplung entweder durch Kopplungsinduktivitäten oder eine Ersatzspannungsquelle modelliert.

Die magnetische Kopplung kann man reduzieren, indem man die vom Fluss senkrecht durchsetzte Fläche reduziert. Eine übliche Methode ist das Verdrillen der Leitungen. Einerseits wird dadurch die Fläche zwischen den Leitern wesentlich kleiner als bei einer Parallelführung, andererseits ändert sich mit jedem Halbschlag die Orientierung der induzierten Spannung, so dass sich im Idealfall die induzierten Teilspannungen über die gesamte Länge der Leitung gegenseitig aufheben. Im Beispiel ist zusätzlich die Schirmung auf Massepotential eingezeichnet, die kapazitive Einstreuungen abhält.

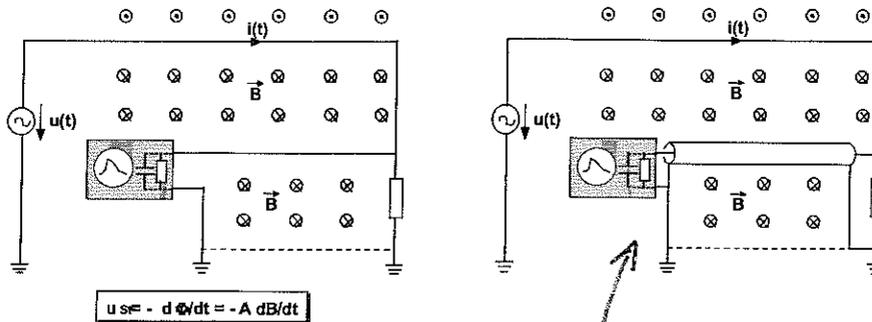
Eine andere Methode ist die Parallelverlegung eines Reduktionsleiters. Das ist eine kurzgeschlossene Leiterschleife, die vom gleichen Fluss durchsetzt wird wie der zu schirmende Kreis. Durch Induktion wird in ihr ein Stromfluss erzeugt, dessen Fluss den ursprünglichen Fluss schwächt, und damit auch die Induktionsspannung im zu schirmenden Kreis verringert. Man kann sich die Anordnung wie einen Transformator mit einer dritten, kurzgeschlossenen Wicklung vorstellen. Da der Reduktionsleiter jedoch keinen verschwindend kleinen Widerstand aufweist, kann das magnetische Feld nicht vollständig kompensiert werden. Es verbleibt immer eine eingestreuete Restspannung.

A. Verdrillen

B. senkrecht durchsetzte Fläche reduzieren

C. Reduktionsleiter

Induktive Einkopplung in Messleitungen

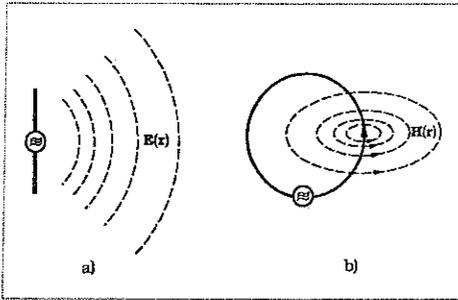


Das Beispiel zur induktiven Einkopplung zeigt einen Stromkreis mit einer Strommessung über einen Shunt. Das Magnetfeld des Laststromkreises verursacht durchsetzt auch die Meßschleife und verursacht am Oszilloskop einen Störspannungsabfall u_s .

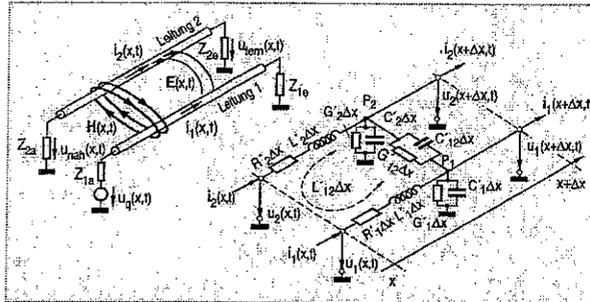
Setzt man einen Koaxialleiter zwischen Shunt und Oszilloskop ein, verringert sich die von der Meßschleife aufgespannte Fläche A und damit die Induktionsspannung. Durch die doppelte Erdung des Messkreises sowohl am Oszilloskop als auch am Shunt treibt die Induktionsspannung in dieser Schleife einen Strom über den Kabelschirm. Dieser Kabelmantelstrom verursacht einen Spannungsabfall über dem Schirm, der eine galvanische Störspannungseinkopplung bewirkt.

Abhilfe schafft ein Auftrennen der Schleife, also eine Erdung des Messgeräts nur über die Koaxialleitung.

Elektromagnetische Kopplung - Nahfeld

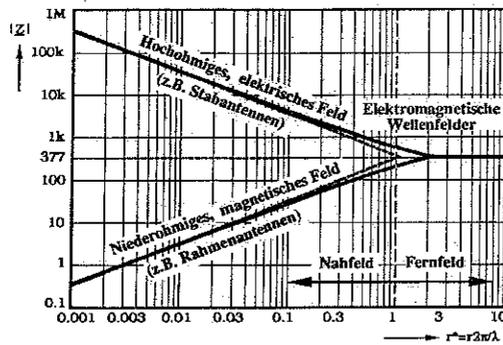


a) Stabantenne
b) Rahmenantenne

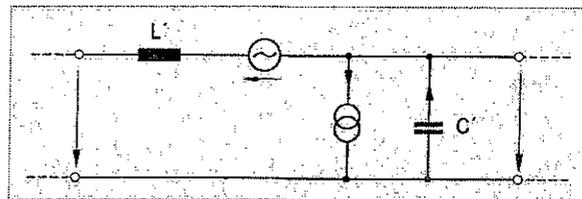


Ersatzschaltbild: Elektromagnetische Kopplung

Bei elektromagnetischer Kopplung koppeln magnetisches und elektrisches Feld simultan ein. Auf einer elektrisch langen Leitung sind Spannungen und Ströme nicht voneinander unabhängig, sondern über den Wellenwiderstand miteinander verknüpft. Leitfähige Teile eines Systems können als Antennen fungieren und elektromagnetische Strahlung empfangen. Im Ersatzschaltbild ist dies mit verteilten Strom- und Spannungsquellen modelliert.



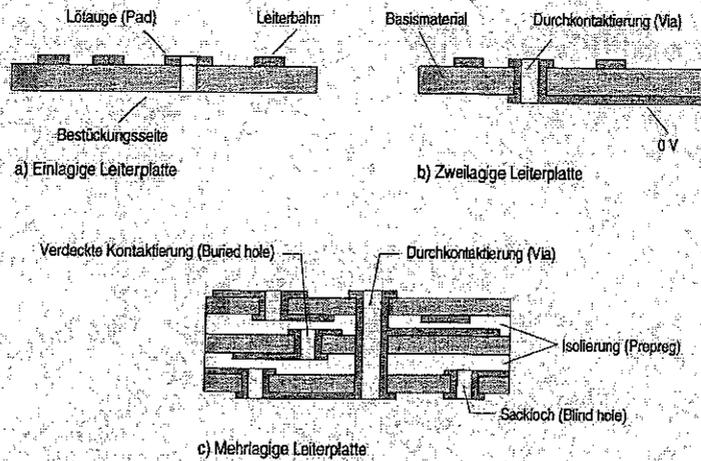
Elektromagnetische Kopplung - Fernfeld



Elektromagnetische Kopplung: Ersatzschaltbild

Die elektromagnetische Kopplung betrachtet man im Fernfeld von Antennen. Im Nahfeld unterscheidet man abhängig vom Antennentyp magnetische und elektrische Kopplung.

Gedruckte Schaltungen: Leiterplatte

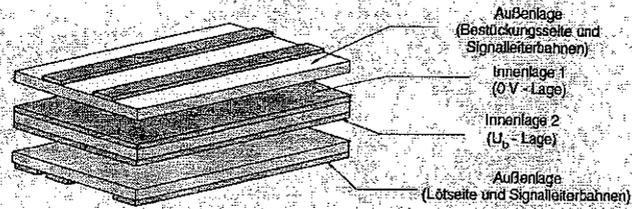


Beim Entwurf einer Baugruppe kann man verschiedene Maßnahmen treffen, um Kopplungen zwischen Strompfaden zu vermeiden oder ihren Einfluss auf die Schaltung zumindest zu reduzieren.

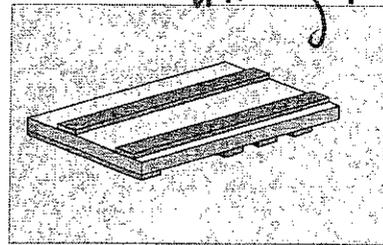
Betrachten wir die Leiterplatte:

Je nach Bedarf entwirft man die Leiterplatte einlagig, zweilagig oder auch mehrlagig. Die Zeichnungen zeigen eine einlagige Leiterplatte mit einem Lötlage, um ein Bauteil einzulöten, eine zweiseitige Leiterplatte mit einer Durchkontaktierung, um zwei Leiterbahnen auf unterschiedlichen Seiten miteinander zu verbinden, und eine mehrlagige Leiterplatte mit vergrabenen Löchern und Blindlöchern. Die mehrlagige Leiterplatte besteht aus mehreren zweilagigen Leiterplatten, die zueinander isoliert sind. Dazu werden die zweilagigen Leiterplatten zusammengedrückt und verklebt. Üblicherweise setzt man die mehrlagigen Leiterplatten für komplexere Schaltungen ein. Aber der Einsatz kann auch bei weniger komplexen Schaltungen sinnvoll sein, die schnelle Logikbausteine oder HF-Komponenten enthalten, denn sie ermöglichen niederinduktive Verbindungen und elektrische Schirmung.

Gedruckte Schaltungen: Leiterbahnen



Mehrlagige Leiterplatte

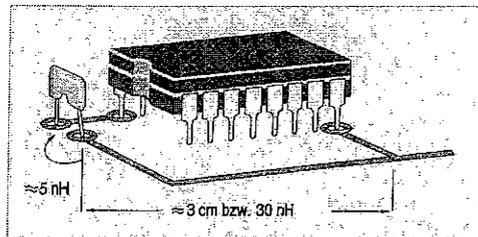


Doppelseitige Leiterplatte

Das Bild zeigt ein Beispiel für eine 4-lagige Leiterplatte. Die Ober- und die Unterseite tragen beide die Signalleitungen, während die beiden inneren Lagen mit Masse und Versorgungsspannung verbunden sind. Beide Signallagen sind daher zueinander geschirmt. Darüber hinaus kann man die Leitungen als Streifenleiter entwerfen.

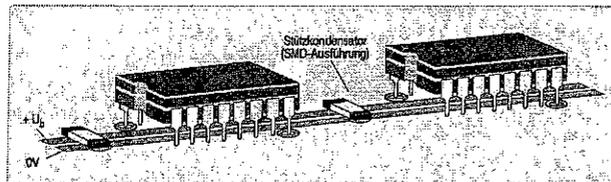
Bei einer 2-lagigen Leiterplatte platziert man die Signalleitungen auf beiden Seiten am besten orthogonal zueinander. Dadurch werden magnetische und elektrische Kopplungen minimiert.

Versorgungsleitungen

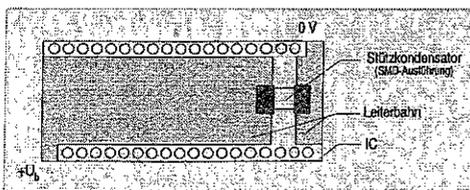


$$C \approx \frac{\Delta I \cdot \Delta t}{\Delta U}$$

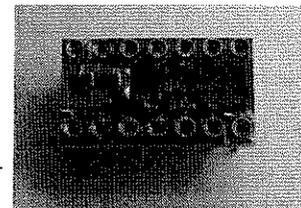
a) Schlechte Anordnung: hohe Induktivität



b) Gute Anordnung: niederinduktiv



c) Sockel mit Stützkondensator



Auf einer gedruckten Schaltung bilden insbesondere Masse- und Versorgungsleitungen eine häufige Quelle für Störungen. Ein Spannungsabfall entlang dieser Leitungen wirkt sich auf die Versorgung der ICs aus. Damit die Bausteine nicht durch Schwankungen der Versorgungsspannung gestört werden, müssen die Versorgungsleitungen einen geringen ohmschen Widerstand und eine geringe Induktivität aufweisen. Auch diese Forderung spricht für mehrlagige Leiterplatten, wo ganze Versorgungs- und Masseebenen eingesetzt werden.

Der Versorgungsstrom von Bausteinen wie Operationsverstärkern oder Logikbausteinen ändert sich abhängig vom Betriebszustand. Wenn beispielsweise ein Treiberbaustein eine Leitung treibt, entstehen durch die Lade- und Entladeströme steile Stromflanken in den Versorgungsleitungen. Darüber hinaus treten bei CMOS-Schaltungen Stromspitzen beim Schalten auf.

Die Stromspitzen induzieren eine Spannung in den Versorgungsleitungen $U \approx L \cdot di/dt$, die zum Absinken der Versorgungsspannung und zu einer kurzzeitigen Verlagerung des Massepotentials führen können. Die Leitungsinduktivität üblicher Leiterbahnen kann man zu 10 nH/cm abschätzen. Ein Stromanstieg von 10 mA/ns bewirkt am Ende einer 5 cm langen Leitung einen kurzzeitigen Spannungsabfall von 500 mV . Digitale Bausteine der 74er-Serie tolerieren Änderungen der Versorgungsspannung von ca. 10% . Analoge Schaltungen reagieren auf Versorgungsspannungsschwankungen in der Regel empfindlicher, denn sie stören das Nutzsignal – je nach Schaltung mehr oder weniger.

Aber ein niederinduktiver Aufbau allein reicht in der Regel nicht aus, um einen Spannungsabfall klein genug zu halten. Üblicherweise wird die Spannung mittels Kondensatoren gestützt. Der Kondensator wird dazu möglichst nahe an die Versorgungsanschlüsse des ICs platziert. Die Größe richtet sich nach der benötigten Ladung und dem erlaubten Spannungseinbruch. Man kann die erforderliche Größe abschätzen gemäß $C = \Delta I \cdot \Delta t / \Delta U$.

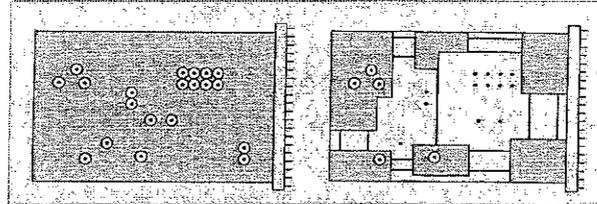
Die Verbindung zwischen Kondensator und Versorgungsanschlüssen des ICs muss niederinduktiv ausgeführt sein. Aber auch der Kondensator selbst muss niederinduktiv aufgebaut sein. Bei Digitalschaltungen setzt man üblicherweise einen Keramik Kondensator pro IC ein. Eine SMD-Bauform (surface mount device) ist besonders klein und damit niederinduktiv. Üblicherweise wählt man den Kondensator zu 100 nF . Bei Analogschaltungen setzt man parallel zu diesem Keramik Kondensator noch einen ca. $10 \mu\text{F}$ großen Elektrolytkondensator. Diese Kombination findet man häufig bei AD-Wandlern, Operationsverstärkern oder anderen Verstärkern. Diese Schaltungen vertragen einerseits für einen störungsfreien Betrieb nur einen kleinen Betriebsspannungseinbruch, denn sonst kommt es zu einer Einkopplung in den Signalpfad. Andererseits können Stromimpulse höher sein, insbesondere wenn längere Leitungen oder Leitungen mit geringem Wellenwiderstand (50 Ohm) getrieben werden (Video-Verstärker etc.).

Warum setzt man eine Parallelschaltung aus einem großen und einem kleinen Kondensator ein?

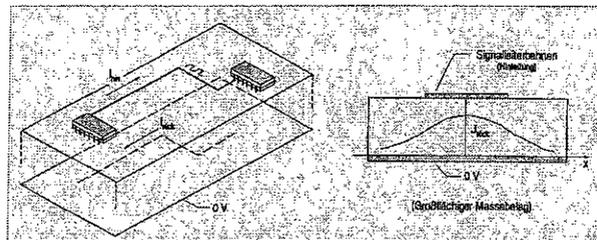
Der $10 \mu\text{F}$ -Kondensator ist üblicherweise ein Elektrolyt- oder Tantalkondensator. Deren Hochfrequenzverhalten ist schlechter als das der Keramik Kondensatoren. Bei höheren Frequenzen beeinflusst der aufbaubedingte innere Serienwiderstand zunehmend das Verhalten des Bauteils.

Das obere Bild auf der Folie zeigt ein schlechtes Design: Während die Induktivität über dem Kondensator nur etwa 5 nH beträgt, ist die Induktivität der verbleibenden Schleife viel größer. Besser ist es, die Fläche zwischen Versorgungs- und Masseleitung zu minimieren, um die Induktivität zu reduzieren (Bild (b)). Darüber hinaus werden niederinduktive SMD-Kondensatoren verwendet.

Massefläche



Masseflächen



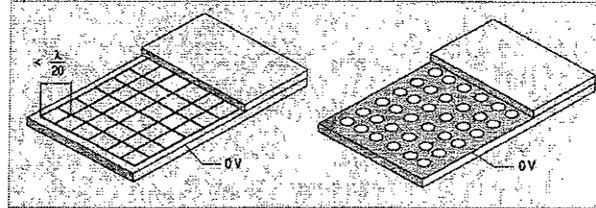
Proximity Effekt: Stromrückfluss in der Massefläche im Bereich des Hin-Leiters

Insbesondere bei schnellen Logik-Bausteinen ist es vorteilhaft, den Stützkondensator direkt unter das IC zu platzieren und niederinduktive Flächen für die Zuleitungen zu verwenden. Wenn das IC einfach auswechselbar sein soll, wird es meist nicht direkt auf die Platine gelötet, sondern gesockelt. Logik-ICs der gängigen Logik-Familien haben ihre Betriebsspannungsanschlüsse an den Gehäuse-Ecken. Für solche Bausteine gibt es Sockel mit integriertem Stützkondensator.

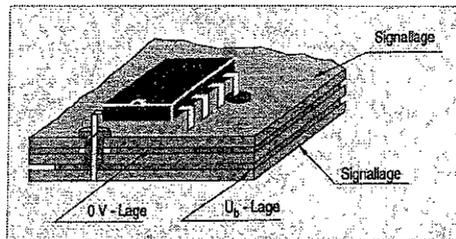
Zusätzlich zu den Stützkondensatoren nahe der ICs baut man einen Kondensator von ca. 1...2,2 μF an den Ausgang des Spannungsreglers. Der Kondensator dient nicht nur zum Stützen der Betriebsspannung, sondern verhindert auch Reglerschwingungen. Ohne Kondensator müsste der Regler schnelle Spannungseinbrüche ausregeln und könnte bei bestimmten Betriebszuständen schwingen. Sitzt der Spannungsregler auf einer anderen Platine, kann man einen ca. 1 μF -großen Kondensator nahe den Versorgungsanschlüssen der Platine positionieren. Er wirkt als Ladungsspeicher für die kleineren Kondensatoren und puffert Schwankungen in der Baugruppenzuleitung ab.

Oft teilen sich viele Signale die Masseleitung als Rückleitung. Dann ist die einzige Möglichkeit, um Einstreuungen zu vermeiden, eine geringe Impedanz der Leitung. Das erreicht man durch den Einsatz einer durchgehenden Massefläche. Wegen des Proximity-Effekts fließt der Strom in der Massefläche nahezu auf dem gleichen Weg wie der zugehörige Versorgungsleiter verläuft, daher kann man die Massefläche auch in mehrere kleine Flächen aufteilen, um Freiflächen für weitere Leiter oder Durchbrüche bekommen. Ein Massegitter hat auch eine geringe Induktivität, solange die Maschenweite kleiner als $1/20$ der Wellenlänge ist.

Massefläche



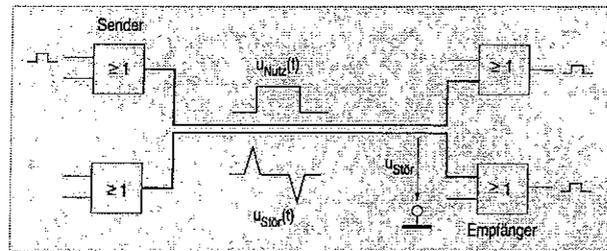
Verschiedene Arten von Masseflächen



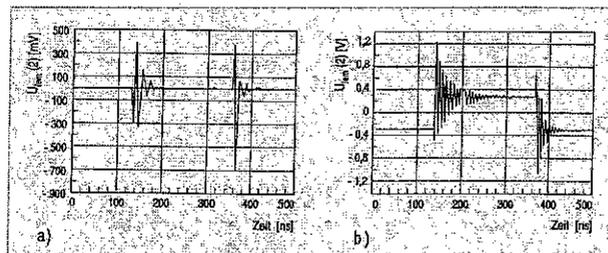
Mehrlagige Leiterplatte: Benutzung verschiedener Lagen

Wie bereits erwähnt gibt es bei mehrlagigen Leiterplatten üblicherweise ganze Lagen für Masseflächen und Versorgung. Darüber hinaus kann man eine Lage für die Schirmung einführen, die von der Massefläche verschieden ist. Bei gemischten analogen und digitalen Baugruppen ist es üblich, zwei Masseflächen zu benutzen, eine für die analoge Masse und eine für die digitale Masse. Beide Massen sind nur an einer einzigen Stelle miteinander verbunden. Üblicherweise ist dies entweder bei der Spannungsversorgung oder unter den AD-Wandler.

Nebensprechen



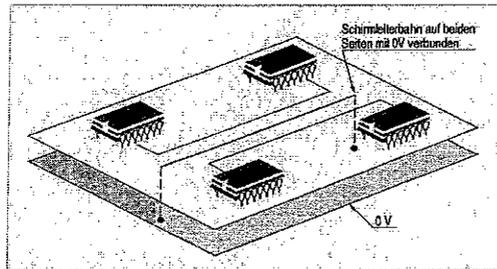
Nebensprechen bei Digital-Signalen

Spannungseinkopplung
in ein System:
a) System auf LOW-Level
b) System auf HIGH-Level

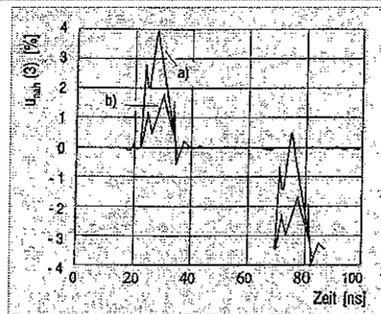
Erden zwei Signale über eine längere Strecke parallel geführt, kommt es zum sog. Nebensprechen. Nebensprechen bedeutet, dass ein Teil der Signalenergie der einen Leitung in die andere Leitung einkoppelt. Wenn der Pegel eine bestimmte Grenze überschreitet, können Störungen bis hin zu Fehlfunktionen auftreten. „Nebensprechen“ ist ein Sammelbegriff für die Störbeeinflussung, wenn der Wirkmechanismus und die beeinflussenden Faktoren noch nicht näher bestimmt sind.

Das obere Bild zeigt eingestreuete Spannungspegel auf einem gestörten Digitalsystem. Spannungsamplitude und Form sind abhängig vom Schaltzustand des gestörten Systems. Auf Low-Pegel weisen die Ausgangstreiber eine geringere Impedanz als auf High-Pegel auf (TTL-Logik), daher sind bei Low-Pegel die Störspannungspegel geringer.

Reduktionsleiter



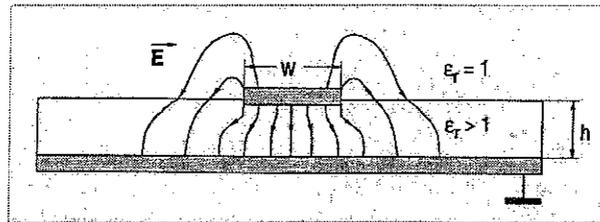
Reduktionsleiter
zwischen zwei Stromkreisen



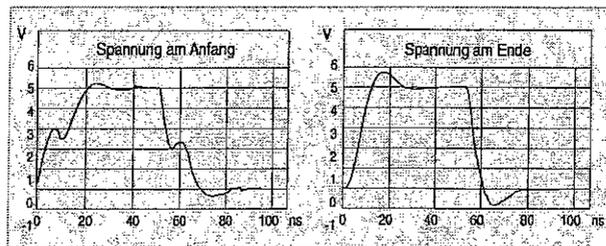
Spannungseinkopplung in ein System:
a) ohne Reduktionsleiter
b) mit Reduktionsleiter

Ein Reduktionsleiter ist eine kurzgeschlossene Leiterschleife, die zwischen die Leiter der Stromkreise gelegt wird, die sich gegenseitig stören. Die Fläche des Reduktionsleiters wird vom magnetischen Fluss des störenden Stromkreises durchsetzt. Eine Flussänderung induziert eine Spannung, die im kurzgeschlossenen Leiter einen Stromfluss hervorruft, dessen Fluss verringert den erregenden Fluss und damit die Störbeeinflussung. Schließt man den Reduktionsleiter an Massepotential an, wirkt er gleichzeitig als elektrischer Schirm und reduziert die magnetische Kopplung.

Streifenleiter



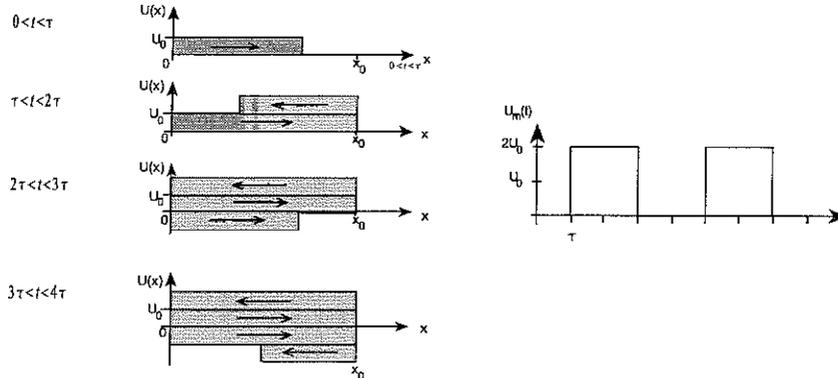
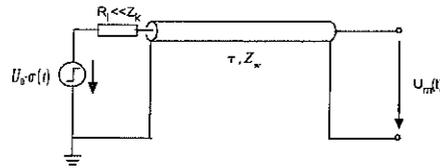
Streifenleitung



Streifenleiter ohne angepassten Abschluss

Bei elektrisch langen Leitungen können Reflexionen auftreten, verursacht durch Diskontinuitäten im Wellenwiderstand auf der Leitung oder Widerständen an den Leitungsenden, die nicht an den Wellenwiderstand der Leitung angepasst sind. Fehlanpassungen zeigen sich in Stufen in der Signalfanke oder Überschwüngen am Leitungsende. Beides kann ungewolltes Schalten und darüber hinaus ein größeres Übersprechen zu einer Nachbarleitung und vermehrte elektromagnetische Aussendung bewirken.

Wanderwellenschwingung



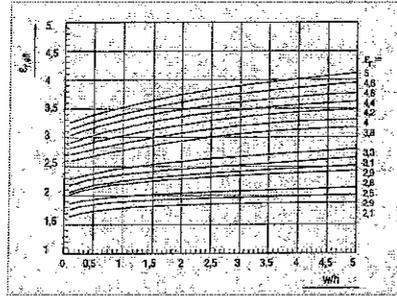
Eine Wanderwellenschwingung tritt auf, wenn eine Leitung an einer Seite niederohmiger als mit dem Wellenwiderstand und an der anderen Seite höherohmig als mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen ist. Im Beispiel speist eine niederohmigen Spannungsquelle eine offene lange Leitung.

Die Leitung besitzt den Wellenwiderstand Z_w und die einfache Signallaufzeit t in der eine Signalfanke die Leitungslänge x_0 überwindet. Ein eingespeister Spannungssprung U_0 läuft die Leitung entlang und wird am offenen Ende mit dem Reflexionsfaktor $r = 1$ reflektiert, hier ist die Spannung $2 U_0$ als Überlagerung von hin- und rücklaufender Welle messbar.

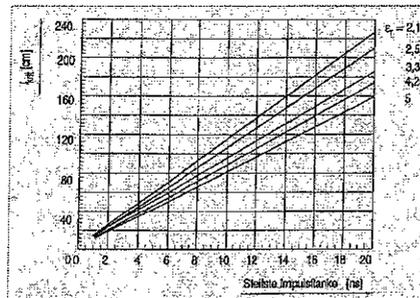
Nach einer weiteren Kabellaufzeit trifft die reflektierte Signalfanke am Leitungsanfang ein und wird mit einem Reflexionsfaktor $r = -1$ (bei vernachlässigbarem Quellenninnenwiderstand) reflektiert. Nun läuft eine negative Signalfanke zum offenen Ende, wo sie ebenfalls mit $r = 1$ reflektiert wird. An der Leitung kann zu jeder Zeit die Überlagerung aller hin- und rücklaufenden Wellenfronten als Summenspannung gemessen werden. Entsprechend ergibt sich am offenen Ende eine Rechteckspannung mit einer charakteristischen Periodendauer entsprechend der vierfachen Signallaufzeit t .

Unter realen Bedingungen klingt die Schwingung dämpfungsabhängig ab.

Effektive Dielektrizitätszahl und kritische Länge



$$\epsilon_{\text{eff}} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-0.5}$$



$$l_{\text{krit}} = \frac{1}{2} \frac{(\tau_r, \tau_f)_{\text{min}}}{\tau_L} \quad \tau_L = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c_0}$$

Bei Digitalsystemen muss man Reflexionen berücksichtigen, sobald die Leitungslänge mehr als die kritische Länge beträgt. Leiter auf einer gedruckten Schaltung über einer Massefläche nennt man Mikrostreifenleitung. Ihre kritische Länge lässt sich gemäß der Beziehung auf der Folie abschätzen. Von der Anstiegs- und Abfallzeit ist die kürzere Zeit zu berücksichtigen. Die spezifische Zeitkonstante τ_L ist die Signallaufzeit auf 1 m Leitungslänge. Sie ergibt sich aus der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c_0 und der effektiven Dielektrizitätszahl der Leitung. Die effektive Dielektrizitätszahl berücksichtigt, dass das Dielektrikum aus zwei Lagen besteht. Die Feldlinien verlaufen durch Luft und das Leiterplattenmaterial. Daher hängt die effektive Dielektrizitätszahl von der Geometrie der Leitung ab, z.B. Breite und Abstand zur Massefläche (siehe Diagramm oder Formel).

Das untere Schaubild zeigt die kritische Länge einer Mikrostreifenleitung abhängig von der Signalanstiegszeit und unterschiedlichen effektiven Dielektrizitätszahlen.

Wellenwiderstand eines Streifenleiters

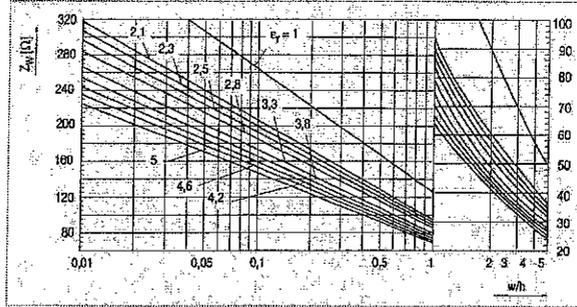
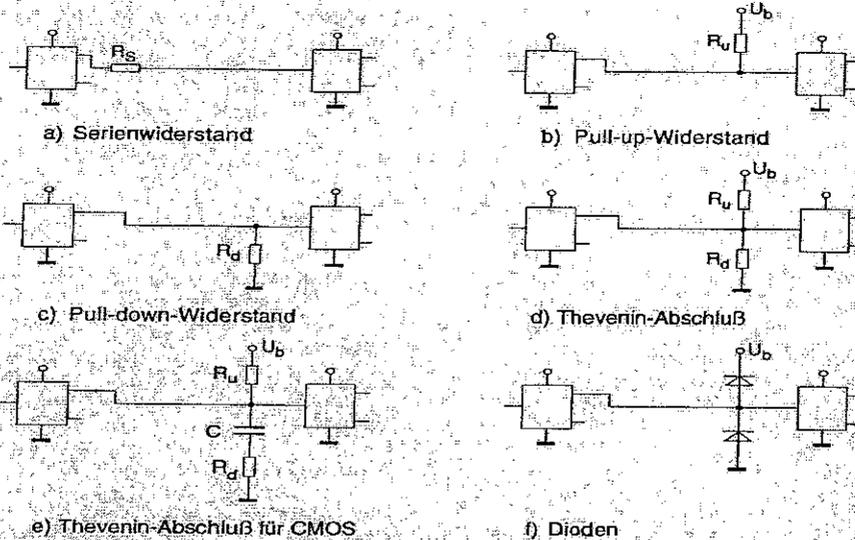


Diagramm: Wellenwiderstand eines Streifenleiters

Leitungsabschluss bei Digitalsystemen



Die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen von analogen und digitalen ICs kann man durch Anpassungsnetzwerke an den Wellenwiderstand der Übertragungsleitung anpassen. Die Folie bietet einen Überblick über verschiedene Anpassungsnetzwerke:

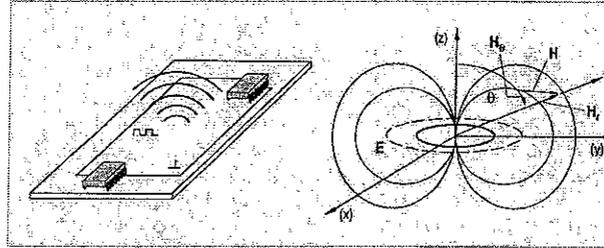
Der Serienwiderstand nahe dem Ausgang eines ICs dämpft Reflexionen. Zusammen mit der Ausgangsimpedanz des ICs bildet er den Wellenwiderstand der angeschlossenen Übertragungsleitung nach. Die Energie einer einlaufenden Welle wird absorbiert und eine Reflexion verhindert. Koppelt man ein Signal in die Leitung ein, arbeitet der Längswiderstand zusammen mit dem Wellenwiderstand der Leitung im elektrisch langen Fall als Spannungsteiler mit dem Verhältnis 2. Weil die Eingangsimpedanz des Empfängers eher hoch ist, wird das Signal am offenen Ende mit dem Reflexionsfaktor 1 reflektiert. Dadurch verdoppelt sich die Spannung. Daher erscheint am Empfänger die Originalspannung des Senders. Manche Leitungstreiber-ICs haben den Abschlusswiderstand schon eingebaut.

Ein Widerstand zur Masse hin (pull down resistor) kann zusammen mit dem viel größeren Eingangsimpedanz des Empfängers als Leitungsabschluss ausgelegt werden. Er legt die Leitung gleichzeitig auf Massepotential, wenn der Sender hochohmig geschaltet wird, wenn die Leitung nicht angewählt ist (tri-state). Ein Widerstand zur Versorgungsspannung hin (pull up resistor) kann ebenfalls als Leitungsabschluss dienen. Wechsellspannungsmäßig ist die Versorgungsspannung über die Stützkondensatoren mit Massepotential verbunden.

Der Thevenin-Abschluss stellt eine Kombination aus Pull up und Pull down Methode dar. Im symmetrischen Fall beträgt der Wert jedes Widerstands dem doppelten des Wellenwiderstands der Leitung. Dadurch vergeht sich zusammen mit dem hochohmigen Eingangsimpedanz des Bauteils der Wellenwiderstand. Möchte man Strom sparen, kann der Gleichstrom durch die Widerstände unterbunden werden, indem man einen Kondensator in Reihe schaltet.

Dioden schützen die Eingänge vor Überspannung. Überspannung kann durch eine Signalfanke verursacht werden, die an einem hochohmigen Eingang reflektiert wird. Aber so ein Schutz ist auch gegen andere Überspannungen sinnvoll, solange sie zur Strombegrenzung durch eine genügend große Impedanz eingekoppelt werden oder in der Energie begrenzt sind (z.B. elektrostatische Aufladungen).

Elektromagnetische Abstrahlung - Rahmenantenne



$$\underline{H}_\theta = \frac{\hat{i} A \sin \theta}{j^2 4 \pi r^3} \left[1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r + \left(j \frac{2\pi}{\lambda} r \right)^2 \right] \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} r \right) ,$$

$$\underline{H}_r = \frac{\hat{i} A \cos \theta}{j^2 2 \pi r^3} \left[1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r \right] \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} r \right) ,$$

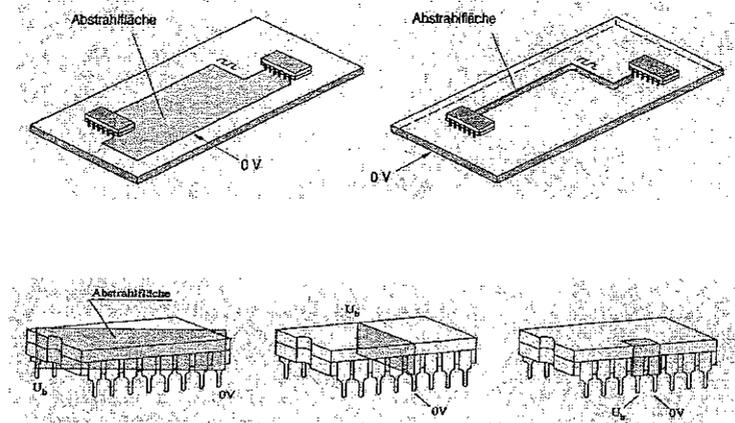
$$\underline{H}_\phi = -\frac{\hat{i} A Z_0 \cos \theta}{j 2 \lambda r^2} \left[1 + j \frac{2\pi}{\lambda} r \right] \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} r \right) .$$

Komplexe Amplituden

Leiterschleifen können elektromagnetische Strahlung emittieren. Sie fungieren als Rahmenantenne. Das Bild zeigt eine solche Schleife und das elektrische sowie magnetische Feld in ihrer Nähe.

Die Gleichungen geben die komplexen Amplituden des magnetfeldvektors um eine Leiterschleife mit einer Windung und einer Fläche A in sphärischen Koordinaten an. Man sieht, dass das magnetische Feld zu einem von der Amplitude des Stroms in der Schleife, aber auch seiner Frequenz bzw. Wellenlänge und dem Abstand r zwischen Sender und Empfänger abhängt.

Leiterschleifen als Rahmenantennen



Um die Strahlungsaussendung zu reduzieren helfen folgende Maßnahmen:

Die Fläche zwischen den Leitern sollte so klein wie möglich sein. Für einlagige Leiterplatten bedeutet das, dass man die Leiter möglichst eng nebeneinander verlegt. Bei einer zwei- und mehrlagigen Leiterplatte sollte die gegenüberliegende Seite oder die Masse-Ebene mit einer leitfähigen Fläche belegt sein (Kupfer-Fläche). Dann wirkt nur noch die Fläche zwischen beiden Lagen zur Abstrahlung.

Darüber hinaus kann bei getakteten Digitalschaltungen eine geringere Taktfrequenz gewählt werden, sowie die Flankensteilheit reduziert werden. Das verringert die obere Grenzfrequenz.

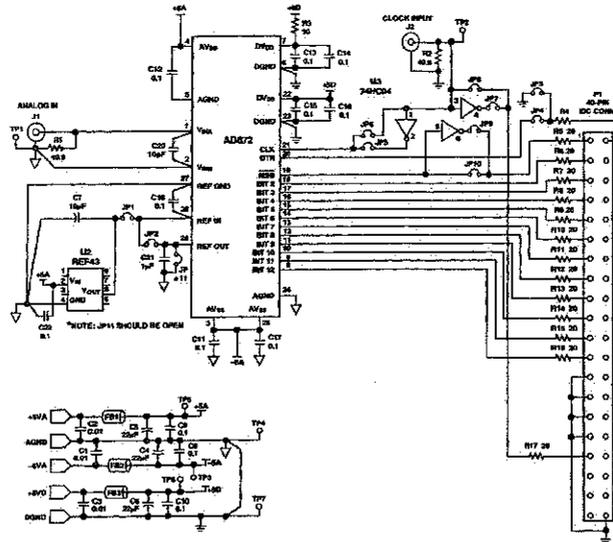
In Platinenbereichen, die nicht benutzt werden, sollte man die Kupferlage stehen lassen, damit sie einen Reduktionsleiter bilden kann. Damit jedoch kapazitive Kopplungen nicht begünstigt werden, empfiehlt es sich, die Fläche an ein Potential (Masse oder Versorgung) anzuschließen. Experimente zeigten, dass ein Kupferband um die Schaltung herum die magnetische Feldstärke im Abstand von 3 m um 6 dB reduziert. Eine durchgehende Kupferebene bringt 10 dB.

Die Anschlussbelegung integrierter Schaltungen hat einen Einfluss auf die elektromagnetische Abstrahlung. Die Verbindungsdrähte im Gehäuseinnern und die Leiterbahnen auf dem Siliziumchip können als Antennen arbeiten.

Insbesondere die Versorgungsleitungen sind eine Quelle für die Strahlung. Legt man die Spannungsversorgung auf zwei benachbarte Anschlüsse, ist die Fläche der Rahmenantenne minimal. Darüber hinaus ergibt eine solche Anordnung Vorteile bei der Leiterplattenentflechtung: Die Kondensatoren zur Spannungsstabilisierung können ganz nahe an die Schaltung herangeführt werden. Die Bilder auf der Folie zeigen noch zwei andere Anschlussbelegungen: Der Anschluss an den Ecken des ICs (eingesetzt für die meisten ICs der 74-er Serie) und der Anschluss in der Mitte des ICs.

Um das Layout einer Platine zu vereinfachen, kann es vorteilhaft sein, Schaltkreise zu verwenden, die mit relativ geringer Taktrate an den Anschlüssen auskommen, und intern ihren Takt zu erhöhen. Diese Technik wird z.B. beim PC eingesetzt.

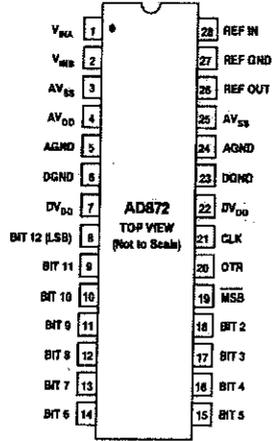
Beispiel: ADC AD872



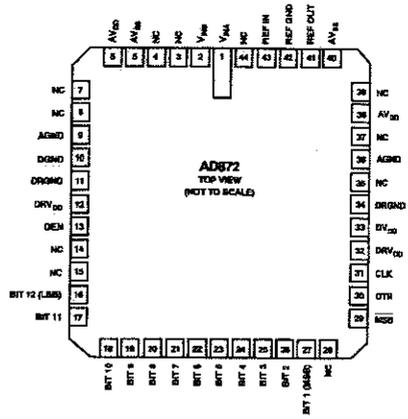
Der Analog-Digital-Wandler vereint Analog- und Digitalsignale in einem Bauteil. Analogsignale sind empfindlich gegenüber Störspannungen und die Digitalsignale können nicht geglättet werden. Für einen störungssicheren Betrieb ist daher eine Entkopplung von Analog- und Digitalteil wichtig. Diese und die folgenden Folien zeigen einen Referenzentwurf für einen Flash-AD-Wandler.

Clock so kurz wie möglich
 TP Filtering der Versorgung
 getrennt Analog und digital Masse
 verbündet unter ADC
 fluchtbaue Digitalleitungen

Beispiel: ADC AD872

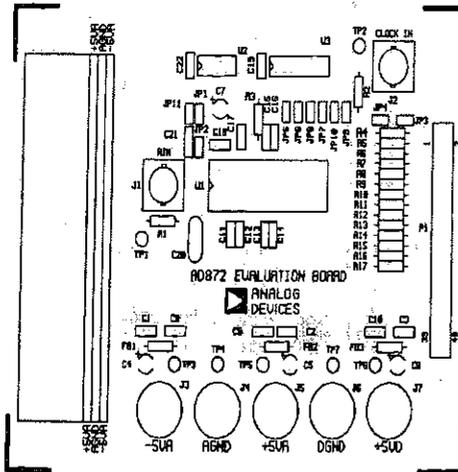


28-Pin Ceramic DIP



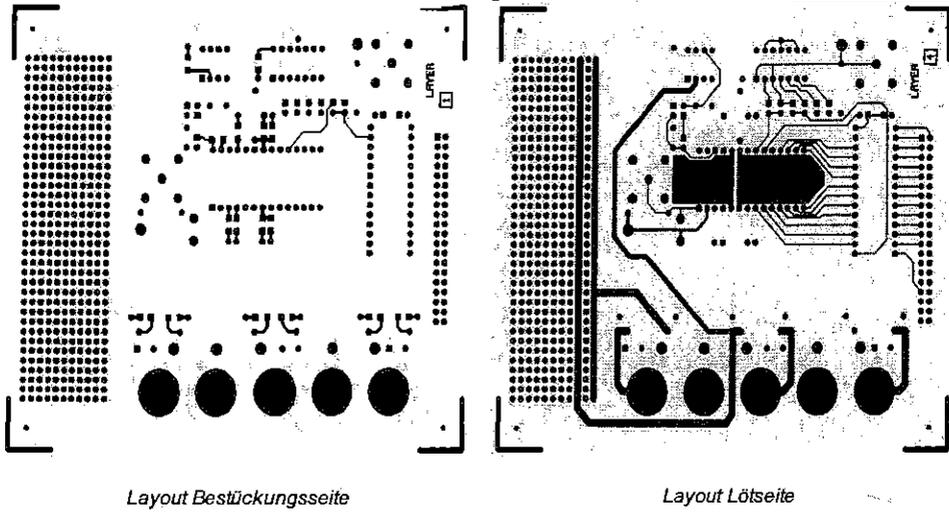
44-Pin LCC

Beispiel: ADC AD872



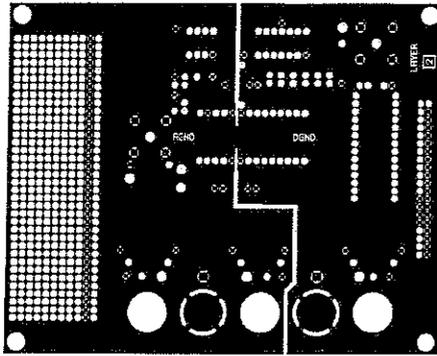
Reference Designator	Description	Quantity
R1, R2	Resistor, 1%, Metal Film, 49.9 Ω	2
R3	Resistor, 1%, Metal Film, 10	1
R4-R17	Resistor, 1%, Metal Film, 20	14
C1-C3	SMD Chip Capacitor, 0.01 μF	3
C4-C6	Capacitor, Tantalum, 22 μF	3
C7	Capacitor, Tantalum, 10 μF	1
C8-C19, C22	SMD Chip Capacitor, 0.1 μF	13
C20	Capacitor, Mica, 10 pF	1
C21	Capacitor, Ceramic, 1 μF	1
U1	AD872	1
UZ	REF-438	1
U3	74HC00N	1
FB1-FB3	Ferrite Bead	3
J1, J2	BNC Jack	2
JP2, 3, 5, 7, 10	Jumpers	5
JP1-JP11	Headers	11
P1	40-Pin IDC Connector	1

Beispiel: ADC AD872

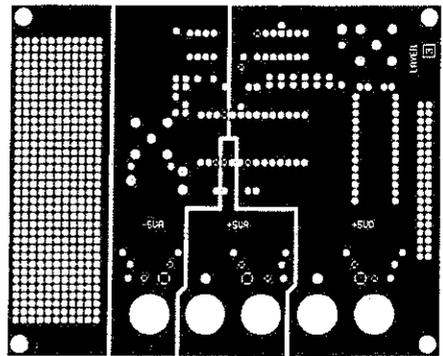


Merkmale
gehört zu Analog und digital Teil

Beispiel: ADC AD872



Layout Massefläche



Layout Versorgungsebene