

Kapitel 2

Grundbegriffe und Grundlagen

In diesem Kapitel werden einige allgemeine Grundlagen, Definitionen und Zusammenhänge dargestellt, die in den folgenden Kapiteln benötigt werden und auf die auch ohne Verweis zurückgegriffen wird.

2.1 Das Modell der Störbeeinflussung

Der Mechanismus der Störbeeinflussung wird üblicherweise mit den im Bild 2.1 dargestellten drei Blöcken beschrieben. In diesem Modell bedeuten [4]:



Bild 2.1 Modell der elektromagnetischen Beeinflussung

Störquelle:

Objekt, von dem eine Störung ausgeht.

Störsenke:

Elektrische oder elektronische Einrichtung (Masche, Stufe, Baugruppe, Gerät, Anlage), deren Funktion durch Störgrößen beeinträchtigt werden kann.

Störgröße:

Elektromagnetische Größe (Spannung, Strom, Feldstärke, Energie), die in einer elektrischen oder elektronischen Einrichtung eine unerwünschte Beeinflussung erzeugen kann. Sie kann zeitlich konstant, periodisch, aperiodisch, determiniert

oder stochastisch, leitungs- oder feldgebunden in Erscheinung treten.

Kopplungsmechanismus: Physikalischer Zusammenhang, über den eine von einer Störquelle ausgehende Störung auf eine Störsenke einwirkt.

Grundsätzlich kann die EMV durch Maßnahmen an jedem der 3 Blöcke – der Störquelle, der Störsenke und dem Kopplungsmechanismus – verbessert werden.

2.2 Spannungs- und Stromübertragung

Ein elektrischer Signalkreis besteht aus einer *Signalquelle* (Sender), einer *Signalsenke* (Empfänger) und den impedanzbehafteten *Verbindungsleitungen* zwischen beiden. Ein Signal kann prinzipiell durch verschiedene elektrische Größen realisiert werden. Hier sollen von ihnen diskutiert werden:

- Die *Spannung*: Die Signalquelle wird im Ersatzschaltbild (ESB) als ideale Spannungsquelle mit der Quellenspannung $\underline{U}_q$, deren Amplitude die Signalgröße ist, sowie dem in Reihe geschalteten Innenwiderstand R_i modelliert (s. Bild 2.2 a). Der Lastwiderstand R_L kann auch den Eingangswiderstand der Folgeschaltung darstellen. Im Allgemeinen wird für die Spannungsübertragung $R_L \gg R_i$ gelten, d. h. die Spannung $\underline{U}_q$ wird von der Quelle eingeprägt, der Strom wird praktisch durch R_L bestimmt und ist für einen hohen Lastwiderstand R_L vernachlässigbar.
- Der *Strom*: Die Signalquelle wird im Ersatzschaltbild als ideale Stromquelle mit dem Quellenstrom $\underline{I}_q$, dessen Amplitude die Signalgröße ist, und dem parallelgeschalteten Innenwiderstand R_i dargestellt (s. Bild 2.2 b). Für Stromübertragung gilt i. Allg. $R_i \gg R_L$, d. h. der Strom $\underline{I}_q$ wird von der Quelle eingeprägt, die Spannung an der Last wird praktisch durch R_L bestimmt und ist für $R_L \rightarrow 0$ vernachlässigbar. Die Stromübertragung ist in den Abschn. 2.4, 6.3.9 und 8.3 ausführlich beschrieben (s. [2]).

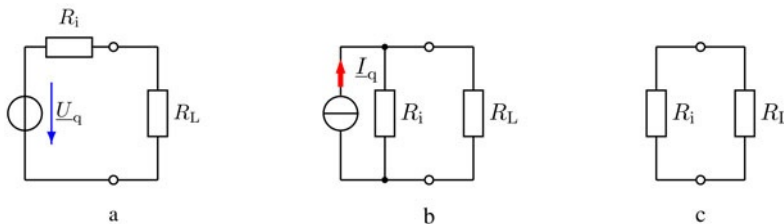


Bild 2.2 Signalkreise, Quellen im Spannungsquellen-ESB (a), im Stromquellen-ESB (b) und nur mit Innenwiderstand (c) modelliert

Auf *jeden* Signalkreis kann *jedes* der beiden Ersatzschaltbilder aus Bild 2.2 a und b angewandt werden. Beide können auch ineinander umgerechnet werden: Der Quellenstrom $\underline{I}_q$ der idealen Stromquelle entspricht dem Kurzschlussstrom $\underline{I}_K$ im Spannungsquellen-ESB ($\underline{I}_q = \underline{I}_K = \underline{U}_q/R_i$) und die Quellenspannung $\underline{U}_q$ der idealen Spannungsquelle der Leerlaufspannung $\underline{U}_L$ im Stromquellen-ESB ($\underline{U}_q = \underline{U}_L = \underline{I}_q \cdot R_i$). Welches ESB man anwendet, wird sich nach dem Verhältnis R_i/R_L richten. Bei $R_i/R_L \ll 1$ wird man das Spannungsquellenersatzschaltbild verwenden, es liegt Spannungsübertragung vor; bei $R_i/R_L \gg 1$ wird das Stromquellenersatzschaltbild zweckmäßiger sein (Stromübertragung).

Bei EMV-Betrachtungen interessieren häufig nur die eingekoppelten Störungen, nicht die Signalgröße. Dann kann der Wert der Signalgröße (der Quellenspannung oder des Quellenstromes) zu null gesetzt, die ideale Spannungsquelle durch einen Kurzschluss und die ideale Stromquelle durch eine Unterbrechung ersetzt werden. Mit der Darstellung der Quellen nur durch ihre Innenwiderstände werden die Ersatzschaltbilder von Spannungs- und Stromquellen gleich (s. Bild 2.2 c). Spannungs- und Stromübertragung unterscheiden sich nur noch durch das Verhältnis R_i/R_L . Auch der Fall des Abschlusses einer Leitung mit dem Leitungswellenwiderstand an beiden Enden zum Vermeiden von Reflexionen kann mit $R_i = R_L$ berücksichtigt werden; er entspricht formal der Leistungsübertragung. Die Betrachtungsweise, eine Quelle nur durch ihren Innenwiderstand darzustellen, ist für die EMV-Planung sehr zweckmäßig.

2.3 Der Störabstand als Gütekriterium

Der Störabstand dient der quantitativen Angabe der Qualität einer Übertragung. Für seine Berechnung muss neben der Störgröße ($U_{K, \text{stör}}$ im Bild 2.3) auch die Signalgröße berücksichtigt werden. Werden beide Quellen im Spannungsquellen-ESB modelliert, erhält man ein Ersatzschaltbild des gestörten Kreises, wie es Bild 2.3 wiedergibt; aus Gründen der Übersicht wurde hier der Innenwiderstand der Störquelle gegenüber den übrigen Widerständen im Kreis vernachlässigt.

Aus dem Verhältnis $U_S/U_{K, \text{stör}}$ ist der Störabstand zu berechnen¹:

$$\frac{a_{\text{stör}}}{\text{dB}} = 20 \log \left(\frac{U_S}{U_{K, \text{stör}}} \right) \quad (2.1)$$

Für die Bestimmung des Störabstandes bei *Stromübertragung* müsste entsprechend das Verhältnis des Signalstromes I_S zu dem in der Masche fließenden Störstrom gebildet werden. Der Störstrom müsste aus der Störspannung bestimmt werden. Stromübertragung wird man aber gerade anwenden, um Massepotentialdifferenzen wie $U_{K, \text{stör}}$ zu beherrschen – ein Hauptproblem in der EMV! Sehr viel einfacher ist der Störabstand deshalb über Gl. 2.1 zu ermitteln, wenn die im vorherigen Abschnitt dargestellte Umrechnung zwischen Spannungs- und Stromquellenersatzschaltbild angewendet wird. Die

¹ U_S und $U_{K, \text{stör}}$ sind die Beträge der komplexen Spannungen aus Bild 2.3

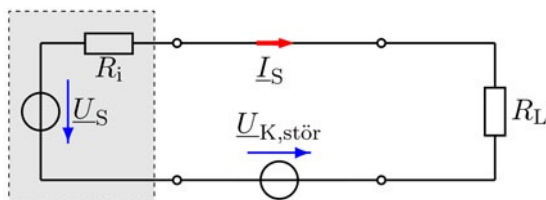


Bild 2.3 ESB des durch die eingekoppelte Spannung $U_{K,stör}$ gestörten Kreises

Quellenspannung U_S der Signalspannungsquelle aus Bild 2.3 wird durch die äquivalente Quellenspannung $U_{S,ä}$ der Signalstromquelle – das ist ihre Leerlaufspannung $I_S \cdot R_i$ – ersetzt. Der Störabstand bei Stromübertragung ist dann:

$$\frac{a_{stör}}{dB} = 20 \log \left(\frac{U_{S,ä}}{U_{K,stör}} \right) = 20 \log \left(\frac{I_S \cdot R_i}{U_{K,stör}} \right) \quad (2.2)$$

Auf diese Weise wird die Übertragungsqualität von Spannungsübertragung und Stromübertragung vergleichbar.

Der Störabstand kann bei Spannungsübertragung durch Erhöhen von U_S und bei Stromübertragung durch Erhöhen von $U_{S,ä}$ vergrößert werden. Zweckmäßigerweise wird deshalb für Stromübertragung neben dem Innenwiderstand auch die äquivalente Quellenspannung einer Stromquelle bestimmt; sie kann auch als bezogene Spannung angegeben werden z. B. bei einer Bezugsspannung von $U = 1$ V in dBV. Ist bei Stromübertragung der Strom vorgegeben, wie bei der 20 mA-Schnittstelle, dann wird der Innenwiderstand R_i als Optimierungsgröße verwendet.

Beispiel: Für ein 20 mA-Schnittstellen-Treiber-IC ist im Datenblatt eines Herstellers ein Innenwiderstand $R_i \geq 10$ M Ω bei 20 mA angegeben. Die äquivalente Quellenspannung beträgt dann $U_{S,ä} \geq 20 \text{ mA} \cdot 10 \text{ M}\Omega = 200\,000 \text{ V} = 106 \text{ dBV}$. Der damit erreichbare Störabstand ist, verglichen mit einer Spannungsübertragung mit einer Signalspannung von z. B. 10 V, um mindestens 86 dB höher.

2.4 Quellen und Empfänger für die Stromübertragung

Die wichtigste EMV-relevante Größe von Stromquellen ist ihre äquivalente Signalspannung $U_{S,ä}$. Sie sollte möglichst hoch sein, um einen möglichst hohen Störabstand bei der Übertragung zu erzielen. Für verschiedene Arten von Stromquellen wurde R_i aus den h -Parametern² errechnet und daraus die äquivalente Signalspannung $U_{S,ä}$ (in dBV) beispielhaft für einzelne Transistoren ermittelt (s. auch [2]).

Bei Spannungsübertragung können mehrere Lasten parallelgeschaltet werden; das ist ein großer Vorteil. Bei Stromübertragung müssten mehrere Lasten in Reihe liegen, was sich elektronisch weniger gut realisieren lässt. Für Punkt-zu-Punktverbindungen bietet sich allerdings die Stromübertragung mit ihrer hervorragenden Unempfindlichkeit gegenüber

² Leider werden die h -Parameter in neueren Transistor-Datenbüchern nicht mehr oder nicht mehr vollständig angegeben.

Massestörpotentialdifferenzen an. Sie hat ihre Grenzen in der Frequenzabhängigkeit der äquivalenten Signalspannung.

2.4.1 Stromquelle mit einem Operationsverstärker

Die mit einem Operationsverstärker aufgebaute Stromquelle in Bild 2.4 lässt Ströme in beide Richtungen zu. Mit der Vernachlässigung für die offene Spannungsverstärkung $V_0 \rightarrow \infty$ wird ihr Innenwiderstand:

$$R_i = R_1 R_3 \frac{R_1 + 2R_2}{(R_1 + R_2)(R_3 - R_2)}$$

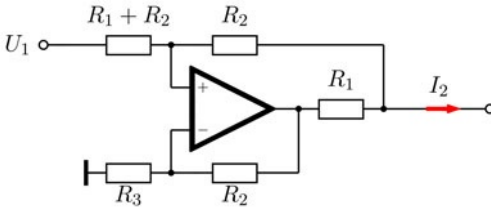


Bild 2.4 Stromquelle mit Operationsverstärker, Widerstände mit gleicher Bezeichnung besitzen den gleichen Widerstandswert

Die Gleichung hat eine Polstelle bei $R_3 = R_2$. Berechnet man nun mit $R_3 = R_2$ und endlicher Verstärkung V_0 den Innenwiderstand neu, erhält man mit der Näherung $R_2 \gg R_1$ die einfachen Ausdrücke:

$$R_i = \frac{1}{2} R_1 V_0, \quad I_2 = \frac{U_1}{R_1} \quad \text{und} \quad \frac{U_{S,\ddot{a}}}{\text{dBV}} = 20 \log \left(\frac{1}{2} V_0 \cdot \frac{U_1}{V} \right) \quad (2.3)$$

Der Störabstand würde danach gegenüber der Spannungsübertragung mit dem Faktor $\frac{1}{2} V_0$ vergrößert: Bei einer offenen Verstärkung von 10^6 also um 114 dB. Er ist von deren Frequenzgang abhängig. Die Polstelle $R_3 = R_2$ ist aber empfindlich gegenüber Exemplarstreuungen oder Drift der Widerstandswerte. Deshalb ist der berechnete Störabstand in der Praxis nicht zu erreichen. Besitzen alle Widerstände die Fehlerklasse von g , so werden Innenwiderstand und äquivalente Quellenspannung:

$$R_i \geq \frac{R_1}{4g} \quad \text{bzw.} \quad \frac{U_{S,\ddot{a}}}{\text{dBV}} \geq 20 \cdot \log \left(\frac{U_1}{V} \cdot \frac{1}{4g} \right) \quad (2.4)$$

Beispiel: Bei einer relativen Fehlergrenze (Fehlerklasse) der Widerstände von $\pm 1\%$ wird bei tiefen Frequenzen der Innenwiderstand $R_i \geq 25 R_1$; der Störabstand wird um $a_{\text{stör}} \geq 28$ dB gegenüber einer Spannungsübertragung mit U_1 verbessert, bei einer Fehlergrenze von $\pm 0,1\%$ um weitere 20 dB. Mit hochgenau abgeglichenen Widerstandsarrays sind also bessere Werte zu erreichen – auch wegen des geringeren Einflusses des Temperaturkoeffizienten.

2.4.2 Stromquelle mit einem Transistor

Bild 2.5 zeigt eine Stromquelle, bestehend aus einem Transistor mit Emittterwiderstand. Auf der Basisseite interessiert nur der wechselstrommäßig auftretende Quellenwiderstand R_q ; alle anderen Bauelemente, so auch die den Arbeitspunkt festlegenden, sind nicht gezeichnet. U_E ist die Gleichspannung am Emittterwiderstand (Arbeitspunkt).

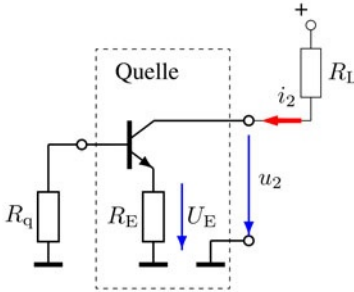


Bild 2.5 Stromquelle mit Transistor und Emittterwiderstand

Mit Hilfe der h' -Parameter der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung kann der Innenwiderstand dieser Stromquelle für niedrige Frequenzen berechnet werden:

$$R_i = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h'_{11} + R_q}{\Delta h' + h'_{22} \cdot R_q}$$

Darin ist $\Delta h' = h'_{11}h'_{22} - h'_{12}h'_{21}$. Mit der Umrechnung der h' -Parameter auf die h -Parameter und mit $h_{21} \gg 1$ wird

$$R_i = \frac{h_{11} + R_E h_{21} + R_q}{\Delta h + (R_E + R_q)h_{22}} \cdot (1 + R_E h_{22}) \approx \frac{h_{21}}{h_{22}} \quad (2.5)$$

Die für den Innenwiderstand angegebene Näherung $R_i = h_{21}/h_{22}$ ist sehr grob und gilt für $R_q = 0$. Sie stellt einen optimistischen Schätzwert dar.

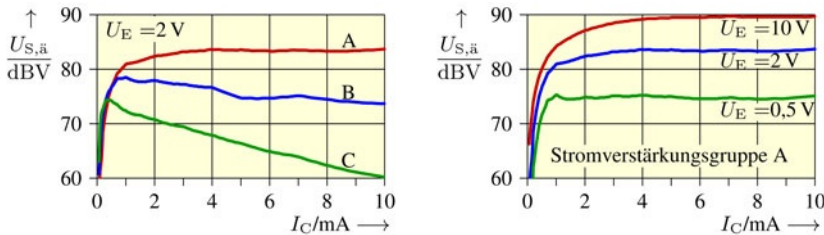


Bild 2.6 Äquivalente Quellenspannung der Stromquelle aus Bild 2.5, berechnet aus den h -Parametern des BC107. Parameter: Stromverstärkungsgruppen A, B und C (links), U_E (rechts),

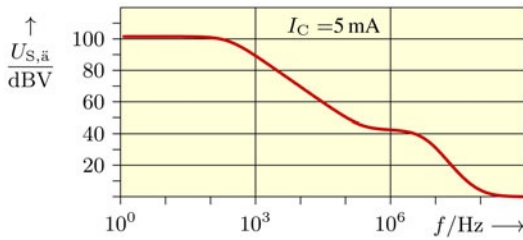


Bild 2.7 Frequenzabhängigkeit der äquivalenten Quellenspannung aus Bild 2.5 (berechnet aus gemessenen frequenzabhängigen Parametern des 2N2219, $U_E = 1\text{ V}$)

Im Bild 2.6 ist die äquivalente Quellenspannung in Abhängigkeit vom Kollektorgleichstrom (Arbeitspunkt) und der Emittorgleichspannung U_E aufgetragen. Sie gilt jeweils für Vollaussteuerung. U_E wurde über dem Kollektorstrom durch eine entsprechende Änderung von R_E konstant gehalten und $U_{CE} = 5\text{ V}$ angenommen. Eine hohe äquivalente Quellenspannung erhält man mit kleiner Stromverstärkung und hohem Emittorwiderstand. Günstig ist deshalb die Verwendung von HF-Transistoren mit niedriger Rückwirkungskapazität; sie ergeben außerdem eine hohe Grenzfrequenz. Bild 2.7 zeigt die Frequenzabhängigkeit der äquivalenten Quellenspannung bei Verwendung eines NF-Transistors (2N2219). Die 3 dB-Grenzfrequenz beträgt hier zwar nur knapp 1 kHz, bei 1 MHz ist aber noch eine Spannung von mehr als 40 dBV zu erwarten.

Ersetzt man in der Schaltung nach Bild 2.5 den Emittorwiderstand R_E durch den sehr hohen Ausgangswiderstand einer weiteren Stromquelle, so kann man den Ausgangswiderstand der gesamten Schaltung deutlich erhöhen bei vergleichsweise niedrigem Gleichspannungsanteil von u_2 . Anstelle der bipolaren Transistoren können auch Feldeffekttransistoren verwendet werden.

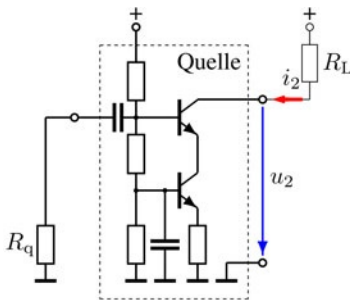


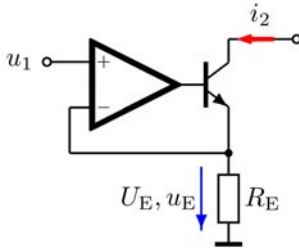
Bild 2.8 Stromquelle mit Transistor und weiterer Stromquelle als Emittorwiderstand

2.4.3 Stromquelle mit Operationsverstärker und Transistor

Der Innenwiderstand der Quelle nach Bild 2.9 lässt sich aus den h -Parametern (mit R_0 , dem Innenwiderstand, und V_0 , der offenen Verstärkung des Operationsverstärkers bei tie-

fen Frequenzen) berechnen:

$$R_i = \frac{V_0 R_E + \frac{1 + h_{22} R_E}{h_{21} - h_{22} R_E} (R_0 + h_{11} + V_0 R_E)}{\frac{h_{22}}{h_{21} - h_{22} R_E} (R_0 + h_{11} + V_0 R_E) - h_{12}} \approx \frac{h_{21}}{h_{22}} \quad (2.6)$$



$$u_E = u_1 \rightarrow i_2 = \frac{u_1}{R_E}$$

Bild 2.9 Stromquelle mit Operationsverstärker und Transistor

Den Bildern 2.10 und 2.11 sind die Einflüsse auf den Störabstand zu entnehmen. Die Einflüsse des Transistors sind durch die Gegenkopplung mit dem Operationsverstärker zurückgedrängt, die Grenzfrequenz wesentlich heraufgesetzt.

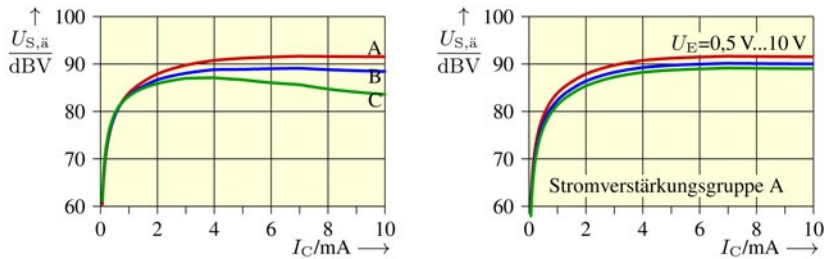


Bild 2.10 Äquivalente Quellenspannung der Stromquelle aus Bild 2.9, berechnet aus den h -Parametern des BC107. Parameter: Stromverstärkungsgruppen A, B und C (links), U_E (rechts),

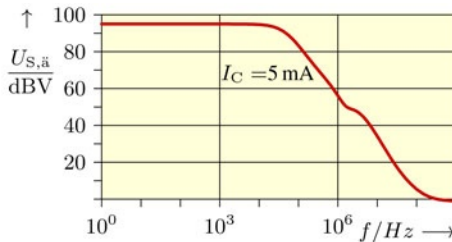


Bild 2.11 Frequenzabhängigkeit der äquivalenten Quellenspannung aus Bild 2.9 (berechnet aus gemessenen frequenzabhängigen Parametern des 2N2219, $U_E = 1 \text{ V}$)

2.4.4 Auswahl einer geeigneten Stromquelle

Die höchste äquivalente Quellenspannung, die höchste Grenzfrequenz und weitgehende Unabhängigkeit vom Arbeitspunkt wegen der Regelung der Emitterspannung bietet die Schaltung nach Bild 2.9. Mit einer sorgfältigen Transistorauswahl (h -Parameter) und Dimensionierung lässt sich eine vergleichbare äquivalente Quellenspannung auch mit der Schaltung der Stromquelle nach Bild 2.5 erreichen. Die Schaltungen mit einem Transistor lassen im Gegensatz zu der aus Bild 2.4 nur eine Stromrichtung zu. Abhilfe lässt sich schaffen durch eine Schaltung mit zwei komplementären Stromquellen – analog den komplementären Endstufen von Leistungsverstärkern.

Die Bilder 2.6 und 2.10 zeigen oberhalb etwa 1 mA eine vom Kollektorstrom nahezu unabhängige äquivalente Quellenspannung. Ursache dafür ist die Abhängigkeit des Innenwiderstandes R_i vom Kollektorstrom; das Produkt $I_C \cdot R_i$ ist etwa konstant; d. h. auch bei Strömen von deutlich unter 20 mA ist ein hoher Störabstand zu erreichen. Die Störabstände hängen von den h -Parametern des verwendeten Transistors ab. Obwohl die Abhängigkeit der Parameter vom Arbeitspunkt bei den verschiedenen Transistoren ähnlich ist, können besonders bei HF-Transistoren sich etwas andere Verläufe für den Störabstand einer Stromübertragung ergeben. Seine genaue Bestimmung bedarf deshalb der Berechnung aus den Transistor-Parametern. Bei Simulationen mit SPICE müssen geeignete Transistormodelle verwendet werden. Zu einfache Transistormodellierung führt zu unbrauchbaren Ergebnissen.

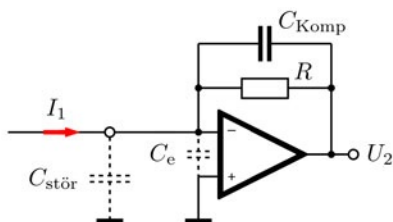
Der Einsatzbereich der Stromübertragung ist begrenzt durch den Abfall des Innenwiderstandes zu hohen Frequenzen.

2.4.5 Stromempfänger

Als Stromempfänger können folgende Schaltungen dienen:

- Ein *Widerstand*. Er setzt den Strom in eine Spannung um; er kann auch elektrisch lange Leitungen am Ende abschließen, wenn er dem Leitungswellenwiderstand entspricht.
- Ein *Transistor in Basisschaltung*.
- Eine *Operationverstärkerschaltung* nach Bild 2.12.

Der extrem kleine Eingangswiderstand der Operationsverstärkerschaltung hat zwei Vorteile: Der Aussteuerbereich der Quelle kann geringer sein und parasitäre Kapazitäten ($C_{\text{stör}}$) z. B. durch ein Kabel zwischen Quelle und Senke werden kurzgeschlossen und damit unwirksam. Die Schaltung ist jedoch instabil. Operationverstärker sind für eine bestimmte Mindestverstärkung (meist $V = 1$) frequenzkompensiert; die Verstärkung ist hier aber wesentlich geringer. Außerdem wird dem Eingang eine Kapazität parallelgeschaltet; das Gegenkopplungsnetzwerk besitzt damit einen anderen Phasengang und der Verstärker muss



Im Übertragungsbereich gilt: $U_2 = -I_1 \cdot R$

Bild 2.12 Stromempfänger mit einem Operationsverstärker

$$C_{\text{Komp}} \approx \frac{0,8}{\omega_0 R} \quad \text{mit}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{V_0 \omega_1}{R(C_{\text{Komp}} + C_{\text{stör}})}}$$

V_0 : Offene Verstärkung

ω_1 : Grenzfrequenz von V_0

neu frequenzkompensiert werden. Für den Fall einer möglichst hohen 3 dB-Grenzfrequenz wurde die Kompensationskapazität C_{Komp} berechnet (s. Bild 2.12).

Die Stromübertragung verhält sich bei kapazitiver Last – z. B. durch geschirmte Kabel – anders als die Spannungsübertragung. Bei der Spannungsübertragung wird diese Kapazität über den Innenwiderstand umgeladen. Das begrenzt die Grenzfrequenz. Um sie zu erhöhen, kann der Innenwiderstand verringert werden. Dann muss die Quelle aber einen höheren Strom aufbringen können. Bei einer Stromübertragung kann der Strom durch die Lastkapazität verringert werden, indem die Spannung an dieser Kapazität mit dem Empfängereneingangswiderstand R_L verkleinert wird. Beispiele für Schaltungen mit Stromübertragung finden sich im Abschn. 8.3.

2.5 Unsymmetrische und symmetrische Übertragung

Bei *unsymmetrischer* Übertragung liegt einer der beiden Leiter auf Masse (Bild 2.13). Masse ist damit Rückleiter für den Signalstrom. Dies führt zu EMV-Problemen, die noch ausführlich diskutiert werden müssen.

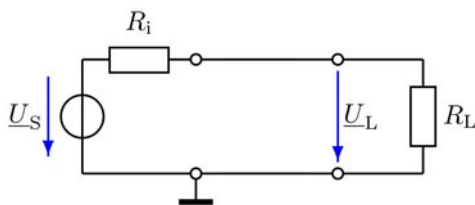


Bild 2.13 Unsymmetrisches System mit Spannungsübertragung

Eine Übertragung ist *symmetrisch*, wenn, wie im Bild 2.14, die Spannungen beider Signalleitungen gegen Masse gleich groß, aber von entgegengesetzter Polarität sind. Die Spannung $\underline{U}_{\text{DM}} = \underline{U}_{\text{L1}} - \underline{U}_{\text{L2}}$ ³ zwischen den Signalleitungen wird als *Gegentaktsignal* be-

³ DM: Differential Mode

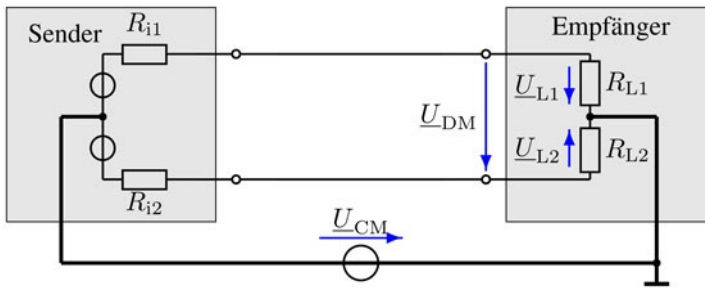


Bild 2.14 Symmetrisches System mit Spannungsübertragung

zeichnet. Die Impedanzen gegen Masse müssen jeweils in der Quelle und der Senke gleich groß sein ($R_{i1} = R_{i2}$, $R_{L1} = R_{L2}$). Der Signalstrom eines Gegentaktsignals ist auf der Masse – wie bei allen symmetrischen Systemen – null.

In einem solchen aus drei Leitern bestehenden System sind auf den Signalleitungen aber auch Signale möglich, die gleich groß sind und deren Polarität ebenfalls gleich ist, man nennt sie *Gleichtaktsignale* ($\underline{U}_{CM}$ ⁴). Häufig sind beide Signalformen gemischt. Aus den Spannungen $\underline{U}_{L1}$ und $\underline{U}_{L2}$ der beiden Signalleitungen gegen das Bezugspotential errechnet man den Anteil vom:

$$\text{Gegentaktsignal: } \underline{U}_{DM} = \underline{U}_{L1} - \underline{U}_{L2} \quad \text{und vom} \quad (2.7)$$

$$\text{Gleichtaktsignal: } \underline{U}_{CM} = \frac{\underline{U}_{L1} + \underline{U}_{L2}}{2} \quad (2.8)$$

Im Sonderfall $\underline{U}_{L1} = -\underline{U}_{L2}$ liegt ein reines Gegentaktsignal und im Sonderfall $\underline{U}_{L1} = \underline{U}_{L2}$ ein reines Gleichtaktsignal vor.

Grundsätzlich können sowohl Nutz- als auch Störsignale als Gegentakt- oder Gleichtaktsignale auftreten. Die angestellten Betrachtungen gelten also für beide Signalarten. Die symmetrische Übertragung ermöglicht eine Unterscheidung beider. Treten bei einer Übertragung eines Gegentakt-Nutzsignales Störsignale als Gleichtaktsignale auf und gelingt es, die Störung als Gleichtaktsignal zu erhalten, bleibt das Nutzsignal ungestört. Gelangt ein Teil der Störung in das Nutzsignal, ist er aus ihm nur noch durch Filterung oder Kompensation zu entfernen. Eine Filterung ist aber nur wirksam, sofern Nutz- und Störsignale in unterschiedlichen Frequenzbereichen liegen. Das Bemühen sollte also darin liegen, Störungen gar nicht erst als Gegentaktsignal auftreten zu lassen. Dies ist eine äußerst wichtige Erkenntnis.⁵

⁴ CM: Common Mode

⁵ In der EMV-Technik werden Gleichtaktstörsignale auch als *asymmetrische Störungen*, Gegentaktstörsignale als *symmetrische Störungen* und der (scheinbare) Sonderfall $\underline{U}_{L1} \neq 0$ und $\underline{U}_{L2} = 0$ (oder umgekehrt) als *unsymmetrische Störung* bezeichnet. Die Bezeichnung „unsymmetrische Störung“ ist nicht nur überflüssig, sondern aus zwei Gründen äußerst fragwürdig:

1. Die griechische Vorsilbe „ä-“ bedeutet im Deutschen „un-“; die Begriffe „unsymmetrisch“ und „asymmetrisch“ bedeuten *sprachlich* genau dasselbe, sollen aber unterschiedliche Fälle bezeichnen.

Das Phänomen, dass die Schaltung aus Signalquelle, -senke und Leitungssystem Anteile des Gleichtaktsignals in ein Gegentaktsignal umwandelt, nennt man Gleichtakt-Gegentakt-Konversion. Sie tritt auf, weil das Netzwerk in Bild 2.14, bestehend aus den Widerständen R_{i1} , R_{i2} , R_{L1} und R_{L2} – ggf. sind auch die Leitungsparameter zu berücksichtigen –, eine Brücke bildet. An deren einer Diagonale liegt das Gleichtaktsignal $\underline{U}_{CM}$. Wenn die Brücke abgeglichen ist ($R_{i1} = R_{i2}$ und $R_{L1} = R_{L2}$), steht am Empfängereingang, der anderen Brückendiagonale, ein Signal, das nur Anteile des Gegentaktnutzsignales $\underline{U}_{DM}$ und keine Anteile des Gleichtaktstörsignales enthält. Ist die Brücke aber nicht genau abgeglichen, enthält das Signal am Empfängereingang auch Anteile des Gleichtaktstörsignales: Die Unsymmetriedämpfung ist nicht mehr unendlich. Die Empfindlichkeit der Brücke und damit ihre Unsymmetriedämpfung ist auch abhängig vom Verhältnis R_i/R_L .

Ist $R_i = R_L$, z. B. bei mit dem Leitungswellenwiderstand an beiden Enden abgeschlossenen Leitungen, so ist die Brückenempfindlichkeit am größten. Haben die Widerstände alle die gleiche Fehlerklasse g_R , erhalten wir aus einer Fehlerrechnung eine Unsymmetriedämpfung:

$$a_{CM/DM} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{CM}}{U_{DM}} \right) = -20 \cdot \log (g_R) \quad (2.9)$$

Beispiel: Bei einer Fehlergrenze der Widerstände von z. B. $g_R = 1\%$ wird das Gleichtaktsignal nur um mindestens 40 dB gedämpft.

Die Verhältnisse sind bei Spannungs- und Stromübertragung wesentlich günstiger: Bei Spannungsübertragung ($R_i/R_L \ll 1$) ist die Unsymmetriedämpfung:

$$a_{CM/DM} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{CM}}{U_{DM}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{4 \cdot g_R} \cdot \frac{R_L}{R_i} \right) \quad (2.10)$$

und bei Stromübertragung ($R_i/R_L \gg 1$):

$$a_{CM/DM} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{CM}}{U_{DM}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{4 \cdot g_R} \cdot \frac{R_i}{R_L} \right) \quad (2.11)$$

Beispiel: Schon bei einem Widerstandsverhältnis R_i/R_L bzw. R_L/R_i von nur 1 000 hat man 48 dB mehr Dämpfung als bei abgeglicherer Brücke – also insgesamt mindestens 88 dB.

Über den beschriebenen Effekt hinaus wird *innerhalb* des angeschlossenen Empfängers infolge seiner begrenzten *Gleichtaktunterdrückung* ein Teil des Gleichtaktsignales in ein Gegentaktsignal konvertiert.

Symmetrische Übertragung verringert nicht nur die *Störempfindlichkeit* der Übertragung, sondern auch deren störende Wirkung auf andere Schaltungen durch Reduzierung (Kom-

Das Argument, ein Begriff sei allein durch seine Definition eindeutig, kann nicht akzeptiert werden: Eine Fallunterscheidung benötigt auch eine sprachliche Entsprechung.

2. Ein sogen. „unsymmetrisches“ Störsignal ist durch seinen Gegentakt- und Gleichtaktanteil bestimmt, und *diese Anteile* werden von den technischen Einrichtungen (von Gleichtaktdrosseln oder differenzbildenden Stufen) unterschieden; ein „unsymmetrisches“ Signal wird von ihnen gar nicht als solches erkannt. Es stellt aus EMV-Sicht keinen Sonderfall dar. Der Begriff trägt also nichts zur Erhellung eines Sachverhaltes bei und deshalb eher zum Gegenteil!

pensation) des Stromes auf der Masse. Deshalb sollte z. B. auch das dreiphasige Energieversorgungsnetz möglichst symmetrisch, also mit möglichst gleich auf die drei Phasen verteilter Last betrieben werden (Fallbeispiel s. Abschn. 8.11, S. 218).

Pseudosymmetrische Übertragung Im Bild 2.15 besteht der Sender nicht, wie es für eine symmetrische Übertragung verlangt wurde, aus zwei gleich aufgebauten Treiberstufen mit gleichen Innenimpedanzen gegen Masse, sondern nur aus einer „schwebenden“ Stufe ohne Masseverbindung. Die parasitären Kapazitäten C_{i1} und C_{i2} – ggf. auch die gegen das Netz liegenden Kapazitäten bei einer galvanisch getrennten Spannungsversorgung des Senders – sowie die Eingangswiderstände R_{L1} und R_{L2} bilden eine Brücke. Wenn die beiden Kapazitäten gleich sind, ist die Brücke (bei $R_{L1} = R_{L2}$) abgeglichen und die Unsymmetriedämpfung hoch. Ungleichheit führt zu ihrer Abnahme. Für parallel zu den Kapazitäten liegende Widerstände gelten die Überlegungen sinngemäß.

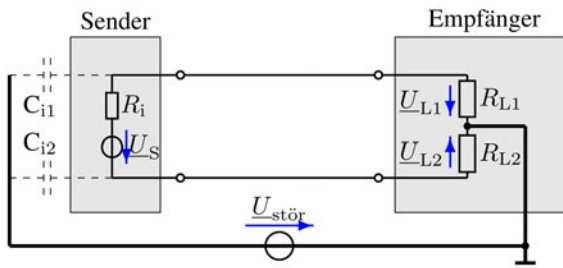


Bild 2.15 Übertragung mit schwebendem Sender

Ein Sonderfall dieser Übertragung wird erzeugt, wenn eine der beiden Klemmen des Senders auf Masse liegt (Bild 2.16). An dieser Klemme liegt, bezogen auf den Massebezugspunkt des Empfängers, die Spannung $\underline{U}_{\text{stör}}$, an der anderen die Spannung $(\underline{U}_S + \underline{U}_{\text{stör}})R_L/(R_i + R_L)$. Mit $R_i \ll R_L$ kann der symmetrische Empfänger die Störspannung durch Differenzbildung herausrechnen und das Nutzsignal richtig bestimmen, obwohl dieses sich auf ein anderes Potential bezieht (s. auch Abschn. 6.3.4, S. 137).

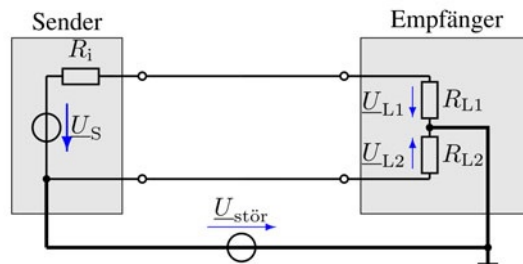


Bild 2.16 Übertragung mit einseitig auf Masse liegendem Sender und differenzbildendem Empfänger

2.6 Teilkapazität und Betriebskapazität

Die Kapazität von Zweielektrodenanordnungen (wie z. B. Plattenkondensatoren) ist bekanntlich unabhängig von der Spannung zwischen den Elektroden; sie ist ausschließlich abhängig von den geometrischen Gegebenheiten und den Eigenschaften des Dielektrikums⁶. Mehrelektrodenanordnungen verhalten sich dagegen anders: Zwar kann zwischen jeweils zwei der Elektroden dieser Anordnung eine Kapazität, die *Teilkapazität*, bestimmt werden, die – genau wie bei einer Zweielektrodenanordnung – nur von den geometrischen Verhältnissen und den dielektrischen Eigenschaften abhängt⁷. Die *wirksame* Kapazität zwischen zwei Elektroden ist jedoch auch von den Potentialverhältnissen abhängig: Diese Kapazität heißt *Betriebskapazität*. Die Ursache für dieses Verhalten der Betriebskapazität liegt in der Voraussetzung von Ladungen auf den Quellen- und Senkenelektroden für elektrische Felder. Die Feldverteilung in einer solchen Anordnung kann durch Potentialänderungen jeder einzelnen Elektrode verändert werden. Die Bedeutung von Teil- und Betriebskapazitäten muss unterschieden werden.

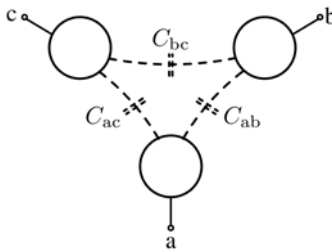


Bild 2.17 Teilkapazitäten einer Dreielektrodenanordnung

Dies sei an dem Beispiel im Bild 2.17 gezeigt. Die gezeichneten Kapazitäten C_{ab} , C_{bc} und C_{ac} zwischen den Elektroden a, b und c seien die von den Ladungen unabhängigen Teilkapazitäten der Anordnung. Ist z. B. die Elektrode c nicht angeschlossen, kann sich also ihre Ladung nicht ändern, so ist die Betriebskapazität zwischen den Elektroden a und b:

$$C_{ab,\text{Betr}} = \frac{C_{ac}C_{bc}}{C_{ac} + C_{bc}} + C_{ab}$$

Sind dagegen die Elektroden b und c verbunden – dies könnte als gemeinsame Masseverbindung interpretiert werden –, so ist die Betriebskapazität:

$$C_{ab,\text{Betr}} = C_{ac} + C_{ab}$$

Diese Eigenschaft von Mehrelektrodenanordnungen macht man sich bei der Schirmung zunutze. Die Wirkung des Schirms liegt allein in der Änderung der Betriebskapazität zwi-

⁶ Dabei wird vorausgesetzt, dass beide Elektroden gleich große Ladungen unterschiedlichen Vorzeichens besitzen, die Gesamtladung also null ist und die Materialeigenschaften des Dielektrikums unabhängig von der Spannung sind.

⁷ Zur Definition von Teil- und Betriebskapazität s. z. B. [3].

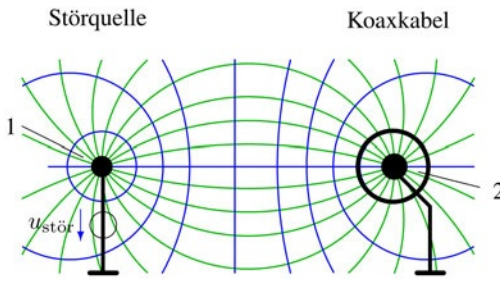


Bild 2.18 Koaxkabel im elektrischen Störfeld, Kabelinnenleiter auf Masse bezogen, Schirm nicht an Masse: Keine Schirmwirkung (Gesamtladung null vorausgesetzt)

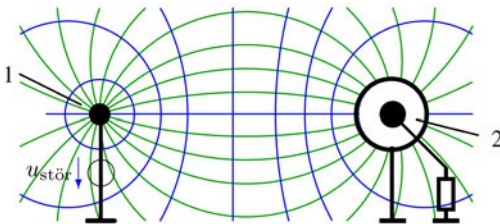


Bild 2.19 Schirm an Masse: Elektrostatische Schirmwirkung vorhanden (Gesamtladung null vorausgesetzt)

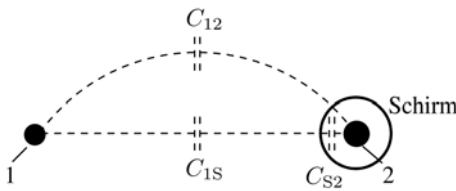


Bild 2.20 Teilkapazitäten für die Anordnung aus den Bildern 2.18 und 2.19

schen der störenden und der gestörten Elektrode durch Veränderung seiner Ladung und damit der Feldverläufe. Dies sei am Beispiel der Wirkung eines Kabelschirms erläutert. Im Bild 2.18 ist der Innenleiter (2) des geschirmten Kabels die Gegenelektrode für das störende elektrische Feld. Masseelektrode und Masseanschlüsse sollen den Feldverlauf nicht stören. Der Schirm ist nicht angeschlossen, kann seine Ladung also nicht ändern. Er verhält sich im Feld nahezu so, als wäre er nicht vorhanden; seine Leitfähigkeit erzwingt im Feldverlauf nur, dass seine Oberfläche eine Äquipotentialfläche wird. Die Betriebskapazität zwischen Innenleiter (2) und störender Elektrode (1) ändert sich erst dann wesentlich, wenn der Schirm angeschlossen wird und sich seine Ladung so verändern kann, dass diese Ladung Senke der von der Störelektrode ausgehenden Feldlinien (Bild 2.19) wird. Ist der Schirm nicht vollständig geschlossen, verringert sich die Betriebskapazität zwischen Störelektrode und Innenleiter des Kabels zwar durch den Schirm, wird aber nicht null. Das Bild 2.20 zeigt die Teilkapazitäten zwischen den einzelnen Elektroden der Anordnung. Die Teilkapazität C_{12} stellt die Betriebskapazität zwischen dem Innenleiter des Kabels (2) und der störenden Elektrode (1) bei auf Masse liegendem Schirm dar. Die Kapazität des Innenleiters gegen die Umgebung entspricht der *Transferadmittanz* (s. Abschn. 7.7.1) von Kabeln.

Die Schirmwirkung leitfähiger Teile kann in Geräten und auf Leiterplatten zur Stördämpfung durch geschickte geometrische Anordnung – also nur durch konstruktive und layout-

technische Maßnahmen – und ihren richtigen Anschluss systematisch genutzt werden. Als Beispiel sei die Schirmwirkung von Kühlkörpern oder Gehäuseteilen, von Masseflächen und Masseleitungen auf Leiterplatten genannt.

2.7 Selbstinduktivität und Gegeninduktivität

Der im Bild 2.21 in der Spule 1 fließende Strom I_1 erzeuge die Induktion $\vec{B}(I_1)$ und mit ihr in der Fläche A_1 der Spule 1 den Fluss:

$$\Phi_1(I_1) = \int_{A_1} \vec{B}(I_1) d\vec{A}_1$$

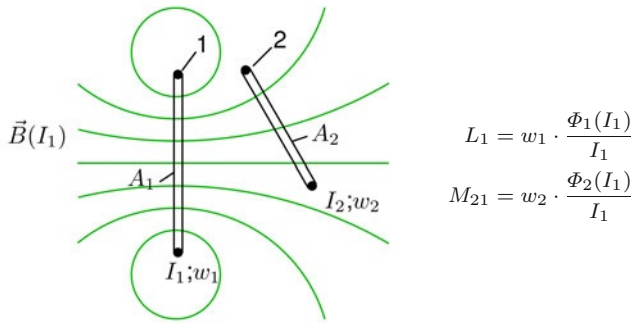


Bild 2.21 Selbst- und Gegeninduktivität von Spulen

Bei w_1 Windungen ergibt dies den Spulenfluss $\Psi_1 = w_1 \Phi_1(I_1)$. Die *Induktivität* (Selbstinduktivität) der Spule L_1 ist definiert als das Verhältnis dieses Spulenflusses Ψ_1 zum ihn erzeugenden Strom I_1 . Für die Spule 1 erhalten wir dann:

$$L_1 = w_1 \cdot \frac{\Phi_1(I_1)}{I_1} = \frac{w_1}{I_1} \cdot \int_{A_1} \vec{B}(I_1) d\vec{A}_1 \quad (2.12)$$

Als *Gegeninduktivität* der Spule 2 zur Spule 1 wird das Verhältnis des Spulenflusses $\Psi_2 = w_2 \Phi_2(I_1)$, erzeugt von $\vec{B}(I_1)$ in der Fläche A_2 der Spule 2, zum ihn erzeugenden Strom I_1 der Spule 1 definiert:

$$M_{21} = \frac{w_2 \Phi_2(I_1)}{I_1} = \frac{w_2}{I_1} \cdot \int_{A_2} \vec{B}(I_1) d\vec{A}_2 \quad (2.13)$$

Soll in unserem Beispiel im Bild 2.21 die Kopplung zwischen den Spulen besonders groß oder, wie meist in der EMV-Arbeit angestrebt, besonders klein gemacht werden, so muss man den vom Strom I_1 erzeugten Fluss $\Phi_2(I_1)$, der die Spule 2 durchsetzt, durch eine geschickte Anordnung möglichst groß bzw. klein machen. Sehr anschaulich erreicht man dies im Feldbild (Bild 2.21), wenn die Spule 2 von möglichst vielen bzw. wenigen Feldlinien der Spule 1 durchsetzt wird – eine wegen der Nichtberücksichtigung der Windungszahlen nur qualitativ gültige Aussage. Der Teil des in der Spule 1 erzeugten Feldes, der nicht die Spule 2 durchsetzt, wird *Streufeld* genannt. Die größte Kopplung erhält man, wenn beide Spulen den gleichen Durchmesser und den geringsten möglichen Abstand voneinander haben, z. B. bifilar gewickelt sind und eine geringe Kopplung, wenn der Abstand der Spulen voneinander groß und ihre Spulendurchmesser klein sind. Wird im Bild 2.21 die Spule 2 so gedreht, dass durch ihre Schleifenfläche keine Feldlinien von der Spule 1 mehr hindurchtreten, so wird die Kopplung null.

Induktivität, Induktivitätsbelag und partielle Induktivität Die Induktivität einer kreisrunden Spule ist mit der Windungszahl w , dem Radius r , Drahtdurchmesser d und unter der Voraussetzung $r \gg d$ und mit Vernachlässigung des Feldes im Leiter und damit der inneren Induktivität näherungsweise:

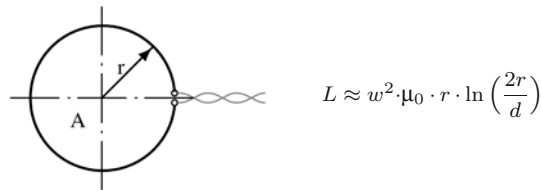


Bild 2.22 Kreisförmige Leiterschleife

Betrachten wir eine solche Spule mit einer einzigen Windung (Bild 2.22). Für ihre Induktivität ist die *gesamte, die Fläche A begrenzende Schleife* maßgebend, wie Gl. 2.12 zeigt. Eine kreisförmige Schleife hat, bezogen auf die Leiterlänge, die größte Fläche und damit die größte Induktivität und stellt daher einen ausgezeichneten Fall dar. Aus Symmetriegründen liegen für jede Stelle dieser Schleife gleiche Verhältnisse vor. Jedes Stück Leiterlänge trägt gleichermaßen zur Induktivität der Schleife bei. Deshalb können wir die Induktivität der Leiterschleife auf die Leiterlänge beziehen. Man nennt dies *Induktivitätsbelag* L' (Induktivität/Länge). Der Induktivitätsbelag ist unter den angenommenen Bedingungen über die Leiterschleife konstant. Ebenso können wir aus L' für einen Teil der Leiterschleife mit der Länge Δl eine Teilinduktivität $L_p = L' \cdot \Delta l$, auch *partielle Induktivität* genannt, angeben.

Beispiel: Für eine kreisrunde Leiterschleife mit der Drahtlänge von 1 m und einem Drahtdurchmesser $d = 0,1 \text{ mm}$ erhält man eine Induktivität von $L = 1,6 \mu\text{H}$ und einen Induktivitätsbelag von $L' = 1,6 \text{ nH/mm}$, mit $d = 0,3 \text{ mm}$ sind $L = 1,4 \mu\text{H}$ und $L' = 1,4 \text{ nH/mm}$.

Ein ebenfalls ausgezeichneter Fall ist eine Leiterschleife, bestehend aus zwei geraden, parallelen Leitern kreisförmigen Querschnitts mit der Länge l , dem Leiterabstand a und dem Drahtdurchmesser d ; mit der Vernachlässigung $a \gg d$ wird:

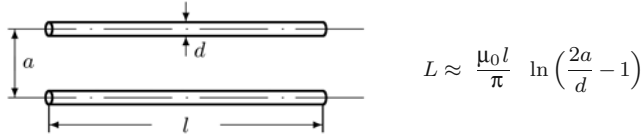


Bild 2.23 Paralleldrahtleitung

Beispiel: Für eine Drahtlänge insgesamt von 1 m und damit einer Leitungslänge von $l = 0,5$ m, einem Abstand $a = 20$ mm und $d = 0,1$ mm erhält man eine Induktivität der Leiterschleife von $L = 1,2$ μH und einen Induktivitätsbelag des Einzeldrahtes in dieser Anordnung von $L' = 1,2$ nH/mm, mit $a = 10$ mm werden $L = 1,06$ μH und $L' = 1,06$ nH/mm.

Für grobe Abschätzungen in der Praxis kann man also mit einem Anhaltswert für den Induktivitätsbelag von Schaltdrähten von etwa 1 nH/mm rechnen.

Der Wert des Induktivitätsbelages eines Leiters ist nicht nur abhängig von der Form der Leiterschleife und – in geringerem Maße – vom Drahtdurchmesser, sondern auch von der Form des *Leitungsquerschnitts*. In [5] sind Näherungsgleichungen für gerade Leiter angegeben – der Rückleiter ist in sehr großer Entfernung angenommen; damit berechnet sich die Abhängigkeit des Induktivitätsbelages L' eines sehr dünnen Leiters mit rechteckigem Querschnitt der Länge l und der Breite b von dem Verhältnis $s = b/l$ über folgende Gleichung (Bild 2.24):

$$\frac{L'}{\text{nH/mm}} \approx 0,2 \cdot (\ln(2/s) + 0,5 + 0,22 s) \quad (2.14)$$

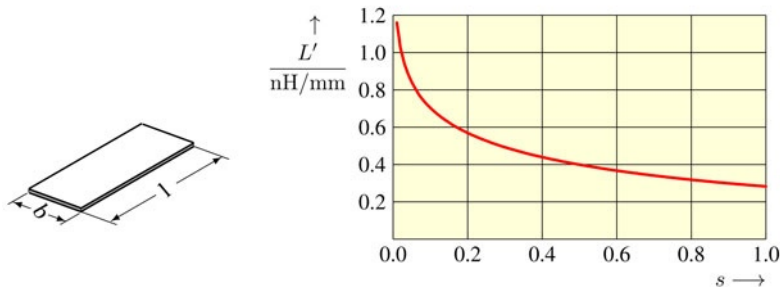


Bild 2.24 Abhängigkeit des Induktivitätsbelages eines beliebig dünnen Leiters vom Verhältnis $s = b/l$

Im Bild 2.24 ist L' über s aufgetragen. Es macht die Verringerung des Induktivitätsbelages eines Leiters mit zunehmender Breite deutlich. Dieser Zusammenhang erklärt die Bedeutung flächiger Leiter für Hochfrequenz. Beispiele für die Anwendung dieser Erkenntnis sind:

- die Verwendung möglichst kurzer, breiter Leiter zur niederimpedanten Verbindung von Gehäuseteilen und
- durchgehende Masse- und Versorgungslagen bei Leiterplatten in Multilayertechnik (s. Abschn. 5.9).

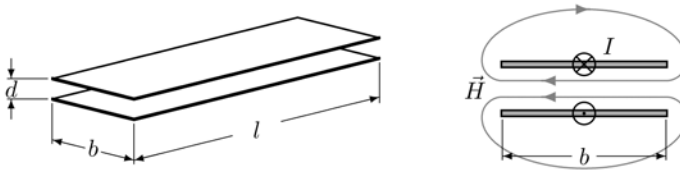


Bild 2.25 Leiterbahnen (Hin- und Rückleiter) auf einer Leiterplatte, *rechts* im Schnitt

Auf Leiterplatten liegen Hin- und Rückleiter meist sehr nahe beieinander, insbesondere auf Multilayern mit sehr geringem Lagenabstand (Bild 2.25). Mit einer Leitungslänge l , Leiterbahnbreite b , einem Lagenabstand d und der Annahme $b \gg d$ ergibt die Berechnung des magnetischen Feldes H einer solchen Anordnung zwischen den Leiterbahnen in Abhängigkeit vom verursachenden Strom I :

$$H \approx \frac{I}{b} \quad (2.15)$$

Über den Fluss Φ errechnet sich die Induktivität L der Leiterschleife:

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_A B \, dA = \mu \cdot H \cdot d \cdot l \approx \mu \cdot \frac{I}{b} \cdot d \cdot l \\ L &= \frac{\Phi}{I} \approx \frac{\mu \cdot d \cdot l}{b} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Beispiel: Bei einer Leiterschleife auf einem Multilayer (Bild 2.25) mit einem Lagenabstand von 0,1 mm, mit einer Leitungslänge von $l = 0,5$ m (Leiterlänge insgesamt 1 m) und einer Leiterbahnbreite von 1 mm ist der Induktivitätsbelag, bezogen auf die Leiterlänge (nicht Leitungslänge) nur etwa 63 pH/mm, bei einer Leiterbahnbreite von 10 mm sogar nur 6,3 pH/mm.

Eine stromdurchflossene Schleife besteht in der Praxis häufig nicht nur aus einem Stück Draht, sondern enthält mehrere Elemente wie Verbindungsleitungen zwischen Gehäuseteilen, Blechstücke, aber auch Bauelemente, wie z. B. Widerstände, Kondensatoren, Transistoren oder ICs. Es ist einzusehen, dass auch sie als ein Teil der Schleife entsprechend ihrer räumlichen Ausdehnung und Form zur Induktivität der Schleife beitragen. Ihr

Beitrag ist mit der *partiellen Induktivität* beschreibbar. Diese Erkenntnis ist u. a. wichtig für die Bildung von Ersatzschaltbildern von Bauelementen (s. Abschn. 2.8).

Die Begriffe *Induktivitätsbelag* und *partielle Induktivität* sind sehr nützlich. Dennoch ist bei ihrer Benutzung Vorsicht geboten. Wie aus Gl. 2.12 hervorgeht, ist die Induktivität einer Leiterschleife von der Schleifenfläche abhängig und damit nicht nur von der Leiterlänge, wie es diese Begriffe suggerieren könnten, sondern auch von der Form der Schleife. Dies zeigen auch die Rechenbeispiele. Induktivitätsbelag und partielle Induktivität von Elementen in einer Leiteranordnung sind also keine konstanten Eigenschaften der Elemente. Ändert sich die Form einer zusammen mit Bauelementen gebildeten Schleife, verändert sich bei gleicher Leiterlänge und Bauelementenabmessung die Induktivität der gesamten Schleife und damit auch die partielle Induktivität des Bauelementes. Dies ist bei Angabe partieller Induktivitäten als parasitäre Elemente bei Ersatzschaltbildern von Bauelementen zu berücksichtigen, auch bei implizierter Angabe in Darstellungen der frequenzabhängigen Impedanz; sie beziehen sich immer auf eine bestimmte Anordnung und sind mit einer Veränderung der Anordnung zu beeinflussen.

2.7.1 Dämpfung magnetischer Felder durch Kurzschlussringe

Eine kurzgeschlossene Leiterschleife (K im Bild 2.26) befinde sich in einem homogenen magnetischen Wechselstörfeld $\vec{B}_{\text{stör}}$. Das Feld verursache in diesem Kurzschlussring einen Fluss $\Phi_{K,\text{stör}}$. Idealisierend sei zunächst angenommen, dass der Ring den Widerstand $R_K = 0$ besitzt und damit seine Impedanz nur durch seine Induktivität L_K repräsentiert wird. Dann fließt in dem Kurzschlussring infolge der induzierten Spannung ein Strom $I_K = \Phi_{K,\text{stör}}/L_K$. Der Strom erzeugt wiederum einen Fluss Φ_K , der nach der Lenzschen Regel genau entgegengesetzt gleich dem Fluss $\Phi_{K,\text{stör}}$ ist, ihn also kompensiert.

$$I_K = \frac{\Phi_{K,\text{stör}}}{L_K} = -\frac{\Phi_K}{L_K}$$

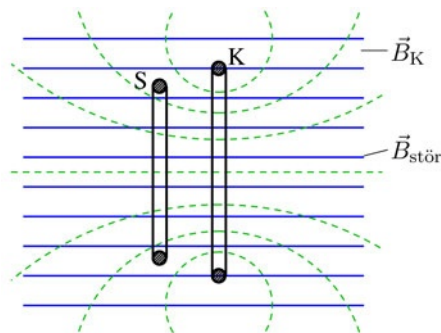


Bild 2.26 Signalschleife (S) und Kurzschlussring (K) mit einem homogenem Störfeld (*durchgezogen*) und Kompensationsfeld (*gestrichelt*)

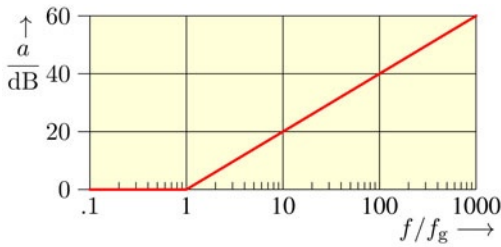


Bild 2.27 Frequenzabhängigkeit der Dämpfung eines Magnetfeldes durch einen Kurzschlussring

Die vollständige Kompensation des Störflusses in der Fläche des Kurzschlussringes bedeutet wegen der Inhomogenität des Kompensationsfeldes nicht auch eine vollständige Kompensation der Induktion $\vec{B}_{\text{stör}}$. Die resultierende Induktion innerhalb des Rings wird aber deutlich kleiner, außerhalb kann sie auch größer werden.

Dieser Effekt kann nun genutzt werden, um die induktive Einkopplung von Störungen in Signalkreise zu dämpfen. Fallen – wie im Bild 2.26 – die Ebenen von Signalkreis S und Kompensationsschleife K nicht zusammen, ist der Fluss des Kompensationsfeldes im Signalkreis kleiner als der des Störfeldes und kann ihn nicht vollständig kompensieren. Signal- und Kompensationsschleife sollten in derselben Ebene liegen, die Kompensationsschleife muss die Signalschleife einschließen. So können z. B. mit einem am Leiterplattenrand oder um eine zu schützende Schaltung umlaufenden Kurzschlussring induktive Einkopplungen durch homogene (und schwach inhomogene) Magnetfelder in allen Kreisen einer Leiterplatte gedämpft werden.

Eine Dämpfung *netzfrequenter* Magnetfelder ist jedoch damit kaum zu erreichen. Denn der tatsächlich von null verschiedene Wirkwiderstand des Kurzschlussringes führt zu einer unteren Grenzfrequenz der Kompensationswirkung. Diese kann aus der Zeitkonstanten $\tau = L_K/R_K$ mit $f_g = 1/2\pi\tau$ berechnet werden, worin L_K die Selbstinduktivität des Kurzschlussringes und R_K dessen Wirkwiderstand ist. Ist Φ_{rest} der durch das Vorhandensein von R_K nicht kompensierte Rest des Flusses im Kurzschlussring, so ist mit $\Phi_{\text{rest}} = \Phi_{K,\text{stör}} - \Phi_K$ die Flussdämpfung a :

$$a = 20 \cdot \log\left(\frac{\Phi_{K,\text{stör}}}{\Phi_{\text{rest}}}\right) = 20 \cdot \log(|1 + j f/f_g|)$$

Bild 2.27 zeigt ihre Abhängigkeit von der Frequenz. Für eine merkliche Dämpfung muss der Ring eine im Verhältnis zur störenden Frequenz niedrige Grenzfrequenz f_g besitzen.

Beispiel: Setzt man für übliche Schaltdrähte eine Grenzfrequenz von ca. 10 kHz an, erreicht man bei einer Frequenz von 100 kHz mit ihnen eine Dämpfung von ca. 20 dB.

Die Grenzfrequenz f_g kann herabgesetzt werden durch:

- Vergrößern der Windungszahl des Kurzschlussring; die Induktivität wächst quadratisch, der Widerstand linear mit der Windungszahl; die Grenzfrequenz nimmt mit der Windungszahl ab.

- einen größeren Leiterquerschnitt oder Bleche – die Stromverdrängung ist zu berücksichtigen.
- Vergrößern der Induktivität der Kurzschlusschleife z. B. durch Ferritringe.

Mit einem Kurzschlussring können auch Magnetfelder gedämpft werden, die von Schaltungsteilen oder Baugruppen ausgehen und deren Umgebung stören könnten. Dies soll nun hergeleitet werden.

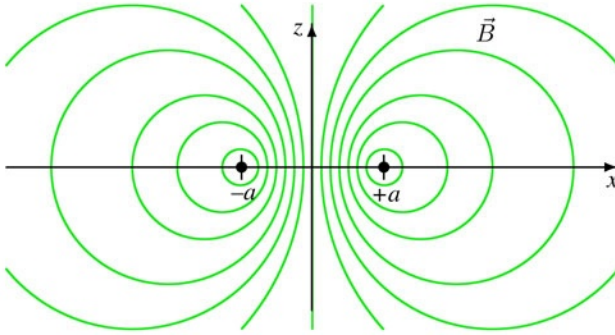


Bild 2.28 Feld einer ebenen stromdurchflossenen Schleife

Im Bild 2.28 ist das Feld einer ebenen stromdurchflossenen Leiterschleife (Drahtdurchmesser $d = 2r$) im Schnitt dargestellt. Der durch sie erzeugte Fluss Φ wird bestimmt durch Integration der Induktion $\vec{B}$ über die Fläche $\vec{A}_i$ (Flächennormalenvektor) in der Schleifen-ebene innerhalb der Leiterschleife (im Bild 2.28 der Bereich $-a + r < x < +a - r$):

$$\Phi = \int_{A_i} \vec{B} d\vec{A} = \int_{A_i} B dA.$$

Da alle Feldlinien von $\vec{B}$, die die Schleifen-ebene innerhalb der Schleifenfläche durchstoßen, dies auch außerhalb der Schleife tun, könnte man den Fluss ebenso durch Integration über die Fläche $\vec{A}_a$ außerhalb der Schleife (das ist im Bild 2.28 der Bereich $-\infty < x < -a - r$ sowie $+a + r < x < +\infty$) ermitteln. Beide Ausdrücke sind gleich.

$$\int_{A_a} B dA = \int_{A_i} B dA.$$

Der gleiche Zusammenhang gilt auch für den Kurzschlussring. Legt man um die im Bild 2.28 als störend angenommene Schleife einen Kurzschlussring in dieselbe Ebene, so tragen alle Feldlinien der störenden Schleife, die sich nicht im Inneren des Kurzschlussringes schließen, zu dem vom Kurzschlussring erfassten Fluss bei. Eben diese Feldlinien schließen sich im Außenraum des Kurzschlussrings. Der Kurzschlussring kompensiert den Fluss in seinem Innenraum. Damit wird aber auch der Fluss außerhalb des Ringes null. Dass der Fluss (im Idealfall) null wird, bedeutet wegen des unterschiedlichen Verlaufes

der inhomogenen Felder nicht, dass die resultierende Induktion ebenfalls überall null ist. Sie wird aber stark gedämpft.

Mit den hergeleiteten Erkenntnissen können magnetische Felder mit hoher zeitlicher Änderungsgeschwindigkeit und damit die induktive Kopplung von Schaltungsteilen zu anderen Teilen gedämpft werden. Ausgehen können solche Felder von Leiterschleifen, von Transformatoren oder Spulen. Durch geschickte Konstruktion, indem man die Form von Stör- und Kompensationsfeld möglichst ähnlich macht, können elektrische Schirme (z. B. Blechkäfige um Schaltnetzteile) auch magnetisch gut schirmen.

2.8 EMV-Ersatzschaltbilder von Bauelementen

Die Vorgänge in der Natur können wir nur physikalisch bearbeiten, wenn wir sie in die Sprache der Physik übersetzen, d. h. von ihnen ein Modell erstellen, das wir mathematisch beschreiben können. Modelle stellen Vereinfachungen dar. Je einfacher ein Modell ist, desto leichter lässt es sich bearbeiten, desto weiter wird es sich aber von den Realitäten entfernen. Wir müssen bei der Modellierung also einen geeigneten Kompromiss anstreben. Bei der Beurteilung von Ergebnissen sind die Fehler der Modellierung zu hinterfragen.

Vorgänge in der Elektrotechnik und Elektronik pflegen wir durch Ersatzschaltbilder (ESB) zu beschreiben. Wir können heute mit Rechnerunterstützung die Funktion elektronischer Schaltungen über Funktionsersatzschaltbilder recht gut simulieren. Für die Diskussion der EMV-Probleme bedarf die Modellierung der parasitären Effekte besonderer Aufmerksamkeit. Das macht die Ersatzschaltbilder komplizierter⁸. Dagegen ist für das Verständnis der EMV-Zusammenhänge die eigentliche Funktion der Schaltung oder ihrer Bauelemente nahezu unwichtig; man muss ihre EMV-relevante Struktur erkennen. Dies kann Ersatzschaltbilder, die ausschließlich für qualitative EMV-Betrachtungen genutzt werden sollen, ganz wesentlich vereinfachen.

Im Folgenden sollen für die verschiedenen Bauelemente sehr einfache Ersatzschaltbilder diskutiert werden, die sich für die Behandlung ausschließlich der EMV-Fragen eignen. Die Ersatzschaltbilder enthalten konzentrierte Elemente, die aber verteilte Effekte (z. B. Widerstands-, Selbstinduktivitäts-, Gegeninduktivitäts- und Kapazitätsbeläge) repräsentieren. Deshalb ist ihre Aussagekraft für hohe Frequenzen begrenzt. Außerdem können Selbstinduktivitäts-, Gegeninduktivitäts- und Kapazitätsbeläge von den Umgebungsbedingungen abhängen. Ersatzschaltbilder dürfen also nicht unkritisch für detailliertere Aussagen verwendet werden.

⁸ Ersatzschaltbilder von Bauelementen zur Simulation der Funktion einer Schaltung in LTspice unter Berücksichtigung der parasitären Elemente s. [1]

2.8.1 Das Ersatzschaltbild von Leitungen

Im Verhältnis zur Wellenlänge lange Leitungen werden durch eine Kettenschaltung von Leitungsstücken der infinitesimal kleinen Länge dl beschrieben. Bild 2.29 (links), zeigt das Modell. L' ist der Induktivitätsbelag (s. auch Abschn. 2.7), R' der Widerstandsbelag, G' der Leitwertsbelag und C' der Kapazitätsbelag der Leiterschleife (nicht der Einzelleiter). Eine Leitung heißt homogen, wenn sich die Beläge über der Leitungslänge nicht ändern.

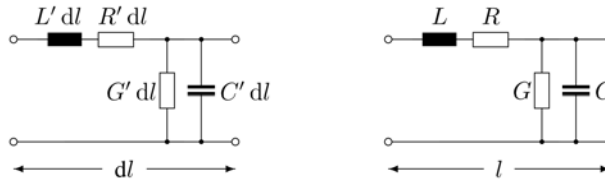


Bild 2.29 Beschreibung eines Leitungselementes dl durch Leitungsbeläge (*links*) sowie einer elektrisch kurzen Leitung der Länge l durch konzentrierte Bauelemente (*rechts*)

Leitungen müssen, damit keine Reflexionen an den Leitungsenden auftreten können, dort jeweils mit einer Impedanz abgeschlossen sein, die gleich der charakteristischen Impedanz $\underline{Z}_W$ der Leitung, dem sogenannten Leitungswellenwiderstand, ist:

$$\underline{Z}_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad \text{oder für } \omega L' \gg R' \text{ und } \omega C' \gg G'$$

$$\underline{Z}_W = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.17)$$

Es reicht aber schon ein Abschluss am Leitungsende, damit eine von der Signalquelle ausgehende Welle dort nicht reflektiert wird; stehende Wellen werden so vermieden. Diese Bedingung ermöglicht es, eine elektrisch lange Leitung auch mit einer Stromquelle, also einem hochohmigen Abschluss am Leitungsanfang, zu treiben.

Die Leitungsbeläge R' , L' , G' und C' sind über die Leitungslänge verteilte Elemente. Für elektrisch (im Verhältnis zur Wellenlänge) kurze Leitungen können als Ersatzschaltbild der ganzen Leitung näherungsweise konzentrierte Bauelemente verwendet werden (Bild 2.29, rechts), die aus den Leitungsbelägen und der Leitungslänge l berechnet werden:

$$L = L' \cdot l, \quad R = R' \cdot l, \quad C = C' \cdot l, \quad G = G' \cdot l$$

Diese konzentrierten Bauelemente beschreiben die Leitung nicht mehr genau, wenn die angegebene Bedingung nicht erfüllt ist.

Bei elektrisch kurzen Leitungen, bei denen die Spannung gegenüber der Umgebung sehr klein ist, wie man es für Masse- und Versorgungsleitungen anstrebt, können die Querbe-

läge (Kapazitäts- und Leitwertbelag) vernachlässigt werden. Man erhält ein vereinfachtes, größeres Leitungsmodell, bestehend aus einer Reihenschaltung eines Widerstandes und einer Induktivität (Bild 2.30). Diese Längsimpedanz von Leitungen wird oberhalb der Grenzfrequenz $f_g = R/(2\pi L)$ durch den induktiven Anteil bestimmt. Bei hohen Frequenzen werden nur die Leitungsinduktivität, bei Gleichstrom und sehr niedrigen Frequenzen nur der Wirkwiderstand berücksichtigt. Dieses vereinfachte Modell wird in den folgenden Betrachtungen für Masse- und Versorgungsleitungen zugrunde gelegt.



Bild 2.30 Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer elektrisch kurzen Masse- oder Versorgungsleitung; die Querbeläge sind vernachlässigt

Beispiel: Die Grenzfrequenz eines Kupferdrahtes mit einem Drahtquerschnitt von $A = 1 \text{ mm}^2$ ist mit einem überschlagsmäßig angenommenen Induktivitätsbelag von $L' \approx 1 \text{ nH/mm}$ $f_g = 2,7 \text{ kHz}$. Sie ist umgekehrt proportional dem Drahtquerschnitt und dem Induktivitätsbelag. Leiterbahnen auf Leiterplatten besitzen eine deutlich höhere Grenzfrequenz.

2.8.2 Das Ersatzschaltbild von Widerständen

Das Ersatzschaltbild eines Widerstandes kann als Kombination aus R , L und C angegeben werden (Bild 2.31). Diese drei Bauelemente sind verteilte Elemente, werden aber als konzentriert angenommen, was bei hohen Frequenzen einen Fehler verursacht. Der Widerstand R nimmt bei hohen Frequenzen infolge der Stromverdrängung zu. L repräsentiert die partielle Induktivität (s. Abschn. 2.7) des Bauelementes. Parallel zu der Serienschaltung aus R und L wirkt die Kapazität C der Anschlüsse und der Widerstandsschicht. L und C machen sich bei hohen Frequenzen als Impedanzfehler bemerkbar. Die Induktivität erhöht die Impedanz bei *niedrigen* Widerstandswerten und die Kapazität erniedrigt sie bei *hohen*. Die Frequenzabhängigkeit der Impedanz von Widerständen hängt sehr stark von der Bauform ab. Für Widerstände, die über einen großen Frequenzbereich eine geringe Abweichung vom Widerstandswert besitzen sollen, sollten SMD-Widerstände, bei Widerständen gegen Masse und bei höchsten Anforderungen Koaxial-Bauformen verwendet werden.

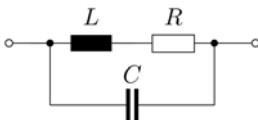


Bild 2.31 Ersatzschaltbild eines Widerstandes

Im Bild 2.32 ist die Frequenzabhängigkeit der Impedanz von SMD-Widerständen der Bauform 0805 mit über Näherungsgleichungen abgeschätzten Werten beispielhaft dargestellt. Der optimale Frequenzgang findet sich bei Widerstandswerten im Bereich von 100–200 Ω . Wenn man möglichst frequenzunabhängige Widerstände benötigt, sollte man SMD-Widerstände aus diesem Wertebereich verwenden; kleinere Widerstandswerte werden durch Parallelschaltung, größere durch Reihenschaltung von Widerständen aus diesem Wertebereich erzeugt.

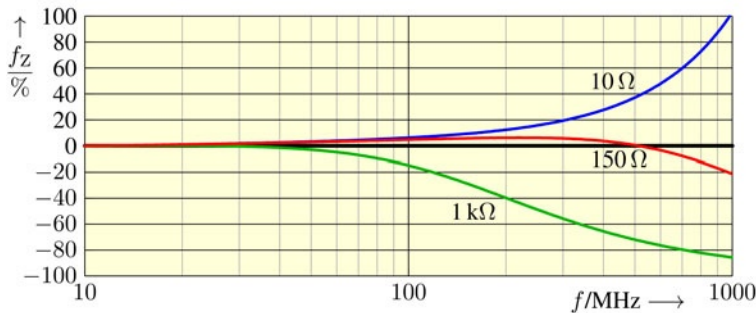


Bild 2.32 Frequenzabhängiger Fehler der Impedanz von SMD-Widerständen (Bauform 0805) mit einem Widerstandswert von 10 Ω , 150 Ω und 1 k Ω , berechnet mit $C = 1$ pF, $L = 2$ nH, Stromverdrängung berücksichtigt

2.8.3 Das Ersatzschaltbild von Kondensatoren

Die „Platten“ und die Anschlüsse eines Kondensators haben einen von null verschiedenen Widerstand. Da ein sie durchfließender Strom einen *strom*proportionalen Spannungsabfall erzwingt, wird man diesen Widerstand im Ersatzschaltbild zweckmäßigerweise als einen mit der Kapazität *in Reihe* liegenden Widerstand modellieren. Die wechselnde Polarisierung der Moleküle im Dielektrikum bei Anliegen einer Wechselspannung am Kondensator ruft Verluste hervor, die nicht vom durchfließenden Strom, sondern von der anliegenden *Wechselspannung* abhängen, deshalb werden diese Verluste durch einen *parallel* zur Kapazität geschalteten Widerstand richtig beschrieben. Der durch den Kondensator fließende Strom erzeugt ein magnetisches Feld, das durch eine Serieninduktivität (partielle Induktivität) berücksichtigt werden muss. Wir erhalten das im Bild 2.33 dargestellte Ersatzschaltbild. Dessen Bauelemente sind verteilte Elemente, werden aber als konzentriert angenommen, was bei hohen Frequenzen einen Fehler verursacht.

Kondensatoren werden üblicherweise aber nur durch einen Serienschwingkreis wie im Bild 2.34 beschrieben. Dieses vereinfachte Ersatzschaltbild reicht zur Charakterisierung eines Kondensators meist aus. Seine charakteristischen Größen C , R und L sind frequenzabhängig und werden deshalb für eine charakteristische Frequenz, meist die Resonanzfrequenz, angegeben. R wird als „Ersatzserienwiderstand“ (R_{ESR} oder ESR) und L als

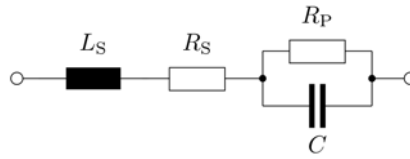


Bild 2.33 Ersatzschaltbild eines Kondensators mit getrennter Berücksichtigung strom- und spannungsabhängiger Verluste

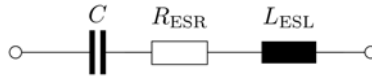


Bild 2.34 Vereinfachtes, übliches Ersatzschaltbild eines Kondensators

„Ersatzserieninduktivität“ (L_{ESL} oder ESL) bezeichnet. R_{ESR} enthält in diesem Ersatzschaltbild alle Verluste, auch die dielektrischen.

Die Werte für R_{ESR} und L_{ESL} können aus den Impedanzverläufen der Herstellerangaben entnommen werden. L_{ESL} wird mit der Kapazität aus der Serienresonanzfrequenz f_S (Gl. 2.18) berechnet. Dieser Wert ist nicht nur abhängig von den Abmessungen des Kondensators, sondern auch etwas von der Form und Fläche der Schleife, in der er gemessen wurde; er ist also keine bauteilspezifische Konstante (s. Abschn. 2.7). Der Wert für R_{ESR} ist gleich dem Impedanzwert bei der Resonanzfrequenz f_S oder kann aus dem frequenzabhängigen $\tan \delta$, dem Verhältnis von Ersatzserienwiderstand zu kapazitiver Reaktanz, berechnet werden.

$$L_{ESL} = \frac{1}{(2 \pi f_S)^2 C} \quad R_{ESR} = \frac{\tan \delta}{2 \pi f_S C} \quad (2.18)$$

Bild 2.35 zeigt den aus C , R_{ESR} und L_{ESL} berechneten Impedanzverlauf eines realen Kondensators sowie gestrichelt die Verläufe eines idealen Kondensators C , einer idealen Induktivität L mit dem Wert $L = L_{ESL}$ und eines idealen Widerstandes R mit dem Wert $R = R_{ESR}$. Der Impedanzverlauf zeigt drei charakteristische Bereiche. Man erkennt: Die Impedanz ist abhängig

- unterhalb der Resonanzfrequenz: Praktisch nur von der Kapazität,
- bei Resonanzfrequenz: Vom Ersatzserienwiderstand (R_{ESR}),
- oberhalb der Resonanzfrequenz: Praktisch nur von der Ersatzserieninduktivität (L_{ESL}).

Das heißt: Im Frequenzbereich unterhalb der Resonanzfrequenz strebt die Impedanz gegen den Verlauf der Kapazität des idealen Kondensators, wird also für Betrachtungen ausschließlich in diesem Bereich durch ihn allein bestimmt. Für den Frequenzbereich oberhalb der Resonanzfrequenz aber strebt die Impedanz gegen die einer Induktivität mit dem Wert von L_{ESL} , kann also für Betrachtungen ausschließlich in diesem Bereich durch sie ersetzt werden.

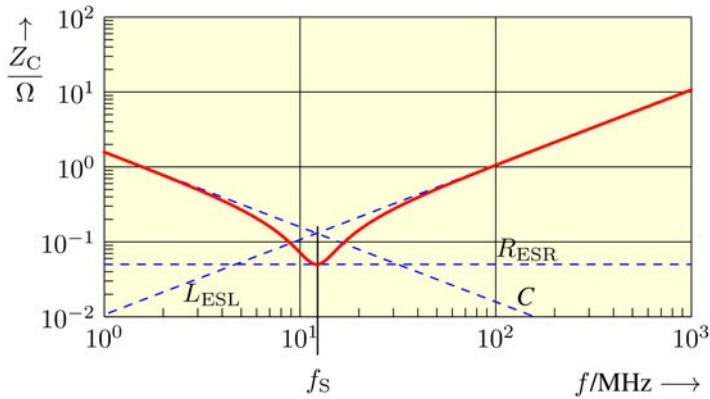


Bild 2.35 Impedanz $Z_C(f)$ eines Kondensators mit $C = 100 \text{ nF}$ (SMD-Bauform)

Diesen Sachverhalt verdeutlichen auch die Bilder 2.36 und 2.37. Im Bild 2.36 sind die errechneten Impedanzen $Z_C(f)$ von drei Kondensatoren unterschiedlicher Kapazität aufgetragen. Die charakteristischen Werte des 100 nF-Kondensators sind Herstellerangaben entnommen. Um die Zusammenhänge deutlicher zu machen, wurden für die anderen Kondensatoren R_{ESR} und L_{ESL} des ersten übernommen und als konstant und frequenzunabhängig angenommen⁹. Bild 2.37 enthält ergänzend die Impedanzverläufe für einen 10 nF-Kondensator mit verschiedenen Eigen- und Anschlussinduktivitäten.

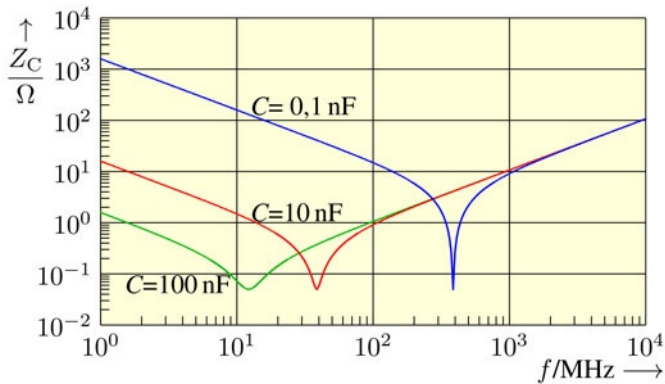


Bild 2.36 Impedanz $Z_C(f)$ von Kondensatoren unterschiedlicher Kapazität, aber mit gleich angenommenem R_{ESR} und L_{ESL}

⁹ Für die Impedanzverläufe von Kondensatoren einer Typ-Familie gilt dies nicht (sondern $\tan \delta \approx \text{konst.}$), sie sehen deshalb anders aus.

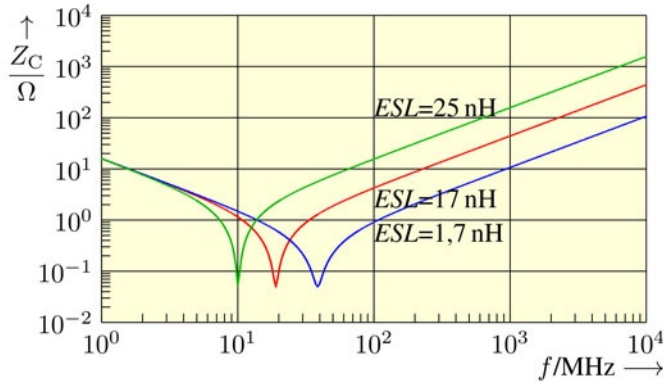


Bild 2.37 Impedanz $Z_C(f)$ von Kondensatoren mit gleicher Kapazität und gleichem R_{ESR} , aber unterschiedlicher Induktivität

Während Kondensatoren zum Zwecke einer hohen Schwingkreisgüte für schmalbandige Filter einen möglichst niedrigen $\tan \delta$ haben müssen, werden für EMV-Zwecke z. B. bei der Abblockung Kondensatoren mit einem hohen $\tan \delta$ benötigt (s. Kap. 5).

2.8.4 Das Ersatzschaltbild von Spulen

Ein anschauliches Ersatzschaltbild einer Spule mit Kern zeigt Bild 2.38 (links). Ähnlich wie bei Kondensatoren besitzt eine Spule vom hindurch fließenden Strom abhängige, als Serienwiderstand zu modellierende Verluste (Kupferverluste der Wicklung) und von der Spulenspannung abhängige, parallel zur Spule anzusetzende Kernverluste. Eine parallel zur Induktivität liegende Kapazität berücksichtigt die Kapazität der Anschlüsse sowie der Windungen und Lagen untereinander. Die Bauelemente im ESB sind wiederum verteilte Elemente, werden aber als konzentriert angenommen, was bei hohen Frequenzen einen Fehler verursacht.

Mit dem vereinfachten ESB im Bild 2.38 (rechts) lassen sich die Eigenschaften des Kerns über die komplexe Permeabilität $\underline{\mu}_r = \mu'_r - j\mu''_r$ beschreiben: Mit L_0 , der Induktivität der

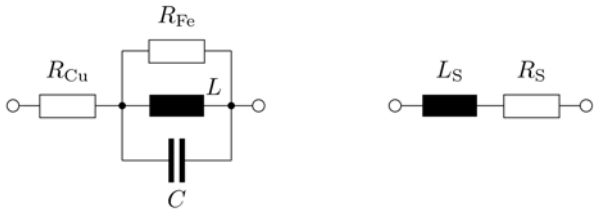


Bild 2.38 ESB einer Spule mit Kern (links) und vereinfachtes ESB (rechts)

kernlosen Spule, bestimmt μ'_r die Induktivität $L_S = \mu'_r L_0$ und den induktiven Blindwiderstand $X_S = \omega \mu'_r L_0$ und μ''_r die Kernverluste $R_S = \omega \mu''_r L_0$.

Für die Impedanz dieser Serienschaltung kann man schreiben:

$$\begin{aligned}\underline{Z}_L &= j\omega \mu_r L_0 = j\omega(\mu'_r - j\mu''_r)L_0 = jX_S + R_S \\ &= j\omega \mu'_r L_0 + \omega \mu''_r L_0\end{aligned}$$

Außerdem gilt: $\tan \delta = \frac{R_S}{X_S} = \frac{\mu''_r}{\mu'_r}$

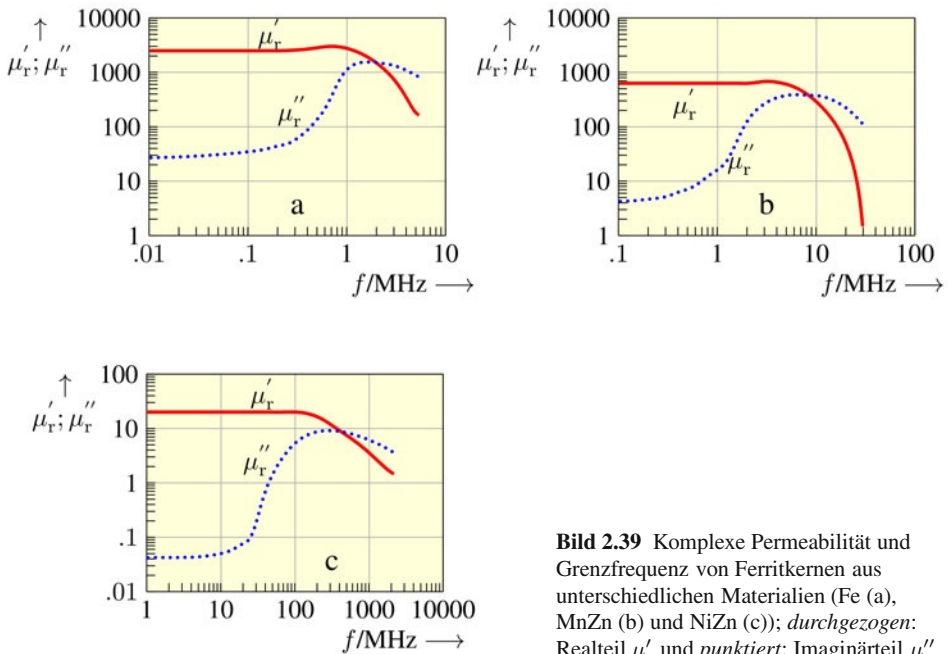


Bild 2.39 Komplexe Permeabilität und Grenzfrequenz von Ferritkernen aus unterschiedlichen Materialien (Fe (a), MnZn (b) und NiZn (c)); durchgezogen: Realteil μ'_r und punktiert: Imaginärteil μ''_r

Bild 2.39 zeigt typische Verläufe von Real- und Imaginärteil der komplexen Permeabilität von Kernen der zur Verfügung stehenden Materialien (Eisenpulver (Fe), Mangan-Zink (MnZn) und Nickel-Zink (NiZn)). Diejenige Frequenz, bei der μ'_r und μ''_r gleich sind, wird Grenzfrequenz des Kerns genannt. Sie bezeichnet den Bereich abnehmender Induktivität, in dem aber die Verluste sehr hoch sind. Die drei Materialien sind für unterschiedliche Frequenzbereiche geeignet. Das Produkt aus Anfangspermeabilität und Grenzfrequenz liegt nach [6] erfahrungsgemäß in einem relativ engen Bereich; Bild 2.39 bestätigt diesen Zusammenhang. Ein Kern mit höherer Grenzfrequenz wird also einen entsprechend geringeren Wert für die Anfangspermeabilität besitzen.

In der EMV wird nicht nur das induktive Verhalten von Spulen mit Ferritkernen (Induktivitäten oder Transformatoren) genutzt. Mit ihrem Verlustwiderstand können Störenergien auch absorbiert werden. Die Frequenzbereiche für eine optimale Nutzung gehen bei-

spielhaft aus den Bildern 2.40 und 2.41 hervor, in denen die Frequenzabhängigkeit des Blindwiderstandes X_S bzw. des Verlustwiderstandes R_S , jeweils bezogen auf den maximal erreichbaren Wert, für einzelne Kerne aus den drei unterschiedlichen Materialien aufgetragen ist (nach [1]¹⁰).

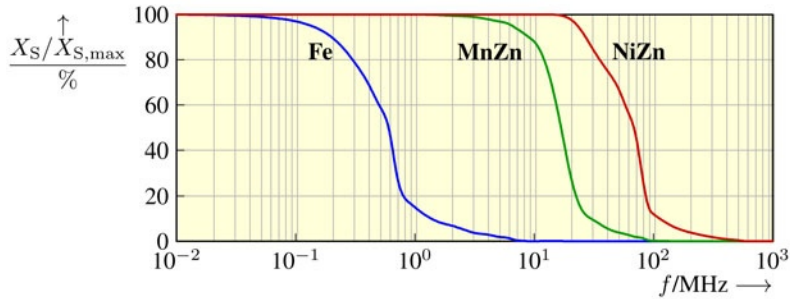


Bild 2.40 Frequenzabhängigkeit des relativen Blindwiderstandes verschiedener Kernmaterialien

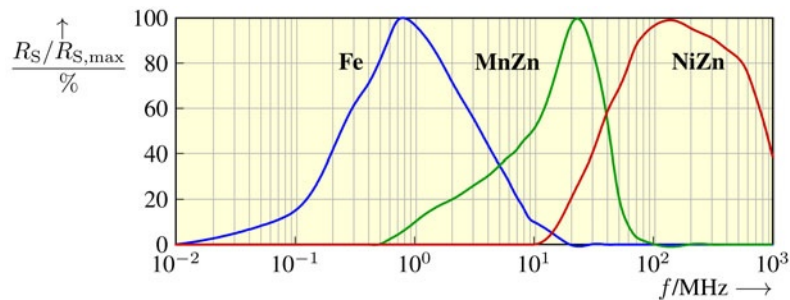


Bild 2.41 Frequenzabhängigkeit des relativen Verlustwiderstandes verschiedener Kernmaterialien

Berücksichtigt man noch die Kapazitäten der Anschlüsse und der Wicklung, die auch von den Materialeigenschaften des Kernmaterials (κ , ε_r) abhängig sind, erhält man das im Bild 2.42 (links) dargestellte Ersatzschaltbild. In [6] ist eine hinreichend gute Übereinstimmung von Rechen- und Messergebnissen für Amplitude und Phase der Impedanz über einen weiten Frequenzbereich nachgewiesen. Bild 2.42 (rechts) zeigt den Frequenzgang einer nach diesem praxisnahen ESB modellierten Spule im Vergleich zu einer idealen mit gleicher Induktivität.

¹⁰ Mit freundlicher Genehmigung von Würth Elektronik

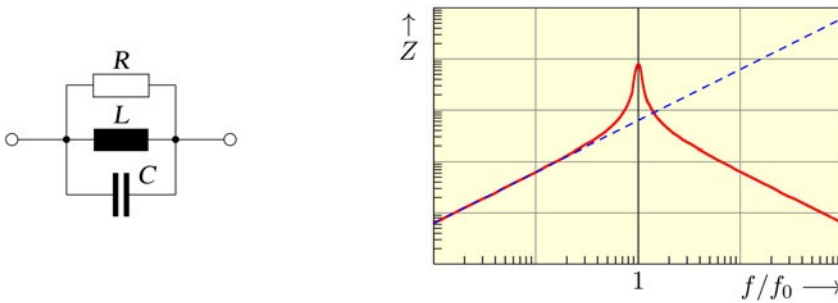


Bild 2.42 Vereinfachtes praxisnahes Ersatzschaltbild einer Spule nach [6] und Frequenzgang im Vergleich mit einer idealen Drossel (gestrichelt)

2.8.5 Das Ersatzschaltbild von Transistoren

Für die EMV-Analyse von Transistorschaltungen genügen sehr grobe Ersatzschaltbilder. Sie sollen nicht die Funktion der Schaltung beschreiben, sondern helfen, den geschlossenen Umlauf von Strömen zu finden.

Bild 2.43 zeigt das prinzipielle Ausgangskennlinienfeld eines Transistors. Die hier diskutierten Charakteristika gelten prinzipiell gleichermaßen für Bipolar- und Feldeffekt-Transistoren. Die Kennlinien haben zwei Bereiche: Einen nahezu horizontalen, dem ein sehr hoher dynamischer Widerstand zuzuordnen ist, und einen nahezu vertikalen, der einen niedrigen Widerstand kennzeichnet. Ein Transistor im *nicht übersteuerten* Betrieb wird im Bereich nahezu horizontaler Kennlinienteile betrieben, seine Kollektor-Emitter-Strecke besitzt einen hohen dynamischen Widerstand. Der Transistor kann also als Stromquelle – mit einem näherungsweise als unendlich hoch angenommenen Innenwiderstand¹¹ – modelliert werden; der von der Basisseite gesteuerte Kollektorstrom – und nur dieser – wird also in das an den Kollektor angeschlossene Netzwerk eingepreist. Über diese Kollektor-Emitter-Strecke kann ein Strom aus anderen Quellen (praktisch) nicht fließen.

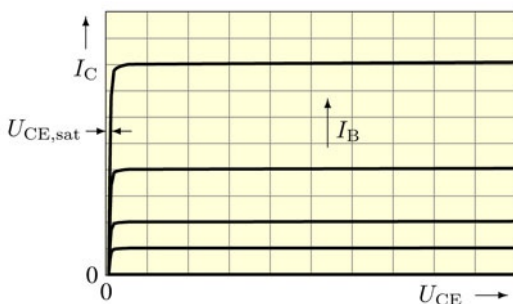


Bild 2.43
Ausgangskennlinienfeld
 $I_C = f(U_{CE})$ eines bipolaren
Transistors, I_B als Parameter

¹¹ Dieser Widerstand nimmt mit zunehmendem Kollektorstrom ab; dies ist jedoch für eine EMV-Analyse meist uninteressant.

Die Kollektor-Emitter-Strecke eines *durchgeschalteten* Transistors dagegen kann für den Fall, dass nur Wechselstromvorgänge betrachtet werden sollen, sehr vereinfacht als Widerstand mit kleinem Widerstandswert (vertikaler Kennlinienteil) angenommen werden; die Spannung $U_{CE,sat}$ (Sättigungsspannung) wird für EMV-Zwecke meist vernachlässigt.

Im Bild 2.44 sind die Ersatzschaltbilder der Kollektoranschlüsse von Transistoren in Emitterschaltung für die beiden erläuterten Betriebsbereiche gegen die Bezugsklemme (Masse oder eine Versorgungsspannung) angegeben. Sie gelten auch für die Drain-Anschlüsse von Feldeffekttransistoren.

Anders verhalten sich Transistoren in Kollektor- bzw. Drainschaltung (Emitterfolger bzw. Sourcefolger). Der Emitter- bzw. Sourceanschluss kann als Spannungsquelle mit geringem Innenwiderstand modelliert werden.



Bild 2.44 Für EMV-Betrachtungen ausreichendes Ersatzschaltbild von bipolaren Transistoren (Feldeffekttransistoren) für den Kollektor-(Drain)-Anschluss gegen Bezugspotential

Um die Ersatzschaltbilder integrierter Schaltkreise in Bezug auf ihre Versorgungs- und Ausgangsklemmen zu bestimmen, braucht man nur deren Endstufen zu betrachten, weil dort die größten Ströme fließen. In der Regel kann der Versorgungsanschluss als Stromquelle modelliert werden (Bild 2.45 links). Der Signalausgang, Spannungsübertragung vorausgesetzt, ist eine Spannungsquelle; setzt man für EMV-Betrachtungen die Signalspannung zu null und vernachlässigt ihren Innenwiderstand, kann sie als Kurzschluss dargestellt werden (Bild 2.45 rechts).

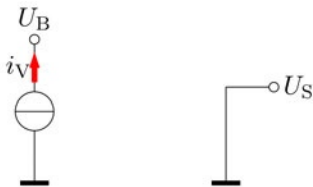


Bild 2.45 Für EMV-Betrachtungen ausreichendes Ersatzschaltbild für Versorgungsanschlüsse (*links*) und Signalausgänge (*rechts*) integrierter Schaltungen

2.8.6 Transformatoren und EMV

Transformatoren bedürfen unter EMV-Aspekten einer besonderen Betrachtungsweise. Zwei Aspekte müssen diskutiert werden:

1. Rush-Effekt:

Schaltet man eine Induktivität oder einen Trafo an eine sinusförmige Wechselspannung im Augenblick des Spannungsnulldurchganges – dem ungünstigsten Schalt Augenblick –, so liegt für diesen Moment folgender Zustand vor:

- Die Momentanwerte der Induktion und des Flusses im Einschaltmoment müssen null sein; denn beide Größen können sich nicht sprunghaft ändern.
- Aber auch die Änderungsgeschwindigkeit des Flusses $d\varphi/dt$ muss null sein: Denn die Verläufe von Induktion und magnetischem Fluss befinden sich nach dem Induktionsgesetz wegen des Spannungsnulldurchgangs gerade in einem Extremum.

Diese Bedingungen können nur gleichzeitig erfüllt sein, wenn der sinusförmige Verlauf der Induktion um den Spitzenwert verschoben ist – je nach Richtung des Nulldurchgangs nach oben oder nach unten.

Nach einer Halbwelle erreichen die Induktion $b(t)$ und der Fluss $\varphi(t)$ den anderen Extremwert, der etwa um den Spitze-Spitze-Wert von null verschieden sein muss. Die Induktion steigt also auf die doppelte Nenn-Induktion. Da Eisen schon bei einfacher Nenn-Induktion nahe an seiner Sättigungsgrenze betrieben wird, gerät es stark in die Sättigung, μ_r und die Induktivität werden sehr gering. Der Einschaltstrom wird praktisch nur noch durch den ohmschen Widerstand der Spule begrenzt. Der maximale Einschaltstrom, der dabei auftreten kann, lässt sich näherungsweise aus dem Quotienten aus dem Spitzenwert der Spannung und dem ohmschen Widerstand der Spule berechnen:

$$I_{\max} = \hat{U}/R$$

Transformatoren mit kleiner Kurzschlussspannung (höherem Wirkungsgrad), wie Ringkerntransformatoren, verhalten sich demnach in diesem Punkt kritischer als solche mit höherer Kurzschlussspannung (niedrigerem Wirkungsgrad).

In der Praxis hängt der Phasenwinkel, bei dem der maximale Einschaltstrom auftritt, noch von der Remanenz im Eisen und damit vom Phasenwinkel beim letzten Ausschalten ab; der Rush-Effekt kann also nicht einfach durch ein erzwungenes Einschalten im Spannungsmaximum verhindert werden.

Die Verschiebung der Induktion klingt in einem Ausgleichsvorgang mit der Zeitkonstanten $\tau = L/R$ ab, die sehr klein ist, solange sich das Eisen in der Sättigung befindet. Der Ausgleichsvorgang ist im Wesentlichen schon nach etwa einer Sinushalbwelle abgeklungen und kann deshalb näherungsweise als Sinushalbwelle mit dem Spitzenwert $I_{\max}$ modelliert werden. Der Effekt erzeugt also keine höherfrequenten Anteile und damit keine hochfrequenten Störungen. $I_{\max}$ kann aber sehr groß werden – z. B. bei einer Netzspannung von 230 V und einem Gleichstromwiderstand der Primärwicklung

von $5\ \Omega$ beträgt er $65\ \text{A}$ – und kann die Sicherung, die dem Transformator vorgeschaltet ist, auslösen; dies kann z. B. durch einen während des Einschaltvorganges zusätzlich wirksamen Widerstand verhindert werden. Ob der Strom auch durch induktive Kopplung oder Impedanzkopplung Schaltungen im Umfeld stören kann, ist zu prüfen.

2. Gleichtaktverhalten:

Der Transformator wird im normalen Betrieb mit einem Gegentaktsignal beaufschlagt. Die angelegte Spannung wird mit dem Windungszahlverhältnis transformiert, in Geräten in der Regel heruntertransformiert. Dies gilt sowohl für Nutzsignale als auch für Gegentaktstörsignale. Störung treten aber häufig als Gleichtaktsignal auf. Für diesen Fall ist der Transformator bei einer galvanischen Trennung der Wicklungen eigentlich eine Sperre. Aufgrund der unvermeidlichen Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung können aber trotzdem Wechselströme fließen – und zwar sowohl netzfrequente als auch höherfrequente – und zu entsprechenden Störungen führen. Gleichtaktstörungen werden nicht mit dem Windungszahlverhältnis heruntergeteilt. Der Transformator kann für derartige Signale als Kapazität zwischen Primär- und Sekundärkreis modelliert werden (s. Bild 2.46), deren Wert mit einem Kapazitätsmessgerät bei niedrigen Frequenzen (z. B. $50\ \text{Hz}$) zwischen den Wicklungen gemessen wird, indem zweckmäßigerweise die Enden jeder Wicklung miteinander verbunden werden. Ein solches einfaches Modell reicht für die meisten Betrachtungen aus. Für genauere Analysen muss das Gleichtaktübertragungsverhalten zwischen den Primär- und Sekundäranschlüssen des Transformators bei betriebmäßiger Beschaltung mit einem Netzwerkanalysator über der Frequenz bestimmt werden. Der z. B. aus dem Netz durch Gleichtaktstörsignale über die Wicklungskapazität influenzierte Wechselstrom muss sich von der Sekundärseite zur Quelle (Netz) zurück schließen. Sein Weg durch das Gerät ist zu untersuchen. Bei Netzfrequenz kann dieser Strom zwar sehr klein sein, dennoch kann er in empfindlichen Schaltungen (z. B. NF-Verstärkern) durch einen Spannungsabfall auf der Masse eine Brummspannung erzeugen. Bei hohen Frequenzen ist diese Kopplung sehr viel größer, so dass auch sehr unempfindliche Schaltungen, wie z. B. Digitalschaltungen gestört oder zerstört werden können. Auf demselben Wege und über denselben Mechanismus werden auch Störungen aus dem Gerät in das Netz gekoppelt. Wegen der galvanischen Trennung im Netzteil vermutet man diese Kopplung nicht! Hier liegt jedoch der Schlüssel zum Verständnis von Masseschleifen und Störkopplungen vom Netz in ein Gerät und umgekehrt.

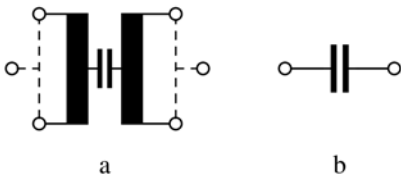


Bild 2.46 Einfaches Modell eines Transformators für Gleichtaktsignale (a) mit der Koppelkapazität zwischen den Wicklungen und den (gestrichelten) Anschlüssen zu ihrer Messung sowie (b) als ESB

Enthält der Transformator mehrere Sekundärwicklungen zur galvanischen Trennung verschiedener Netzteile, so sind ebenfalls kapazitive Kopplungen zwischen den Sekundärwicklungen zu berücksichtigen. Für hohe Frequenzen wird die galvanische Trennung also kapazitiv überbrückt.

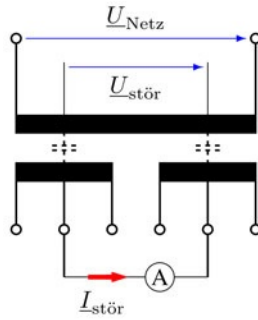


Bild 2.47 Kapazitiv eingekoppelter Massestrom zwischen Netzteilen, die aus den beiden Sekundärwicklungen versorgt werden

Sind die Sekundärwicklungen nebeneinander über unterschiedliche Teile der Primärwicklung gewickelt (Bild 2.47), wie dies z. B. bei Ringkerntransformatoren geschehen kann, so koppelt die Spannung zwischen den Teilen der Primärwicklung kapazitiv in die Schaltung auf der Sekundärseite ein. Werden aus den galvanisch getrennten Sekundärwicklungen Netzteile gespeist, die wiederum masseseitig miteinander verbundene Baugruppen versorgen, so kann über diese Masseverbindung der influenzierte Strom fließen. Wie man daraus resultierende Störungen mit Hilfe der Stromanalyse erkennt und ihnen begegnet, ist in den Kap. 6 und 7 beschrieben.

Literatur

1. Brander, Th., Gerfer, A., Rall, B. Zenkner, H.: Trilogie der induktiven Bauelemente, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG (Herausgeber), Swiridoff Verlag, Künzelsau, 4. Auflage
2. Franz, J.: Störungsunterdrückung durch Stromübertragung, Tagungsband „Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit“ '98, VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 1998
3. Frohne, H.: Einführung in die Elektrotechnik, Teubner Studienskripten, Band 2: Elektrische und magnetische Felder, Verlag Teubner, Stuttgart, 1972
4. Habiger, E.: Elektromagnetische Verträglichkeit, Hüthig Verlag Heidelberg, 1998
5. Meinke, H./Gundlach, F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg/New York, 1968
6. Rall, B.: New Methods in Modeling EMC Ferrites, ITEM Update 1995

EMV

Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen

Franz, J.

2013, XIII, 262 S. 253 Abb. Mit 19 Fallbeispielen.,

Hardcover

ISBN: 978-3-8348-1781-5