# Gut abgestimmt mit dem EMI-Filter

*In diesem Artikel werden die Analyse- und Entwurfsrichtlinien für herkömmliche passive Gleichtakt/Gegentakt-EMI-Filter vorgestellt, die man typischerweise in EKG- und Bioimpedanz-AFE-Schaltungen (BioZ) implementiert.*

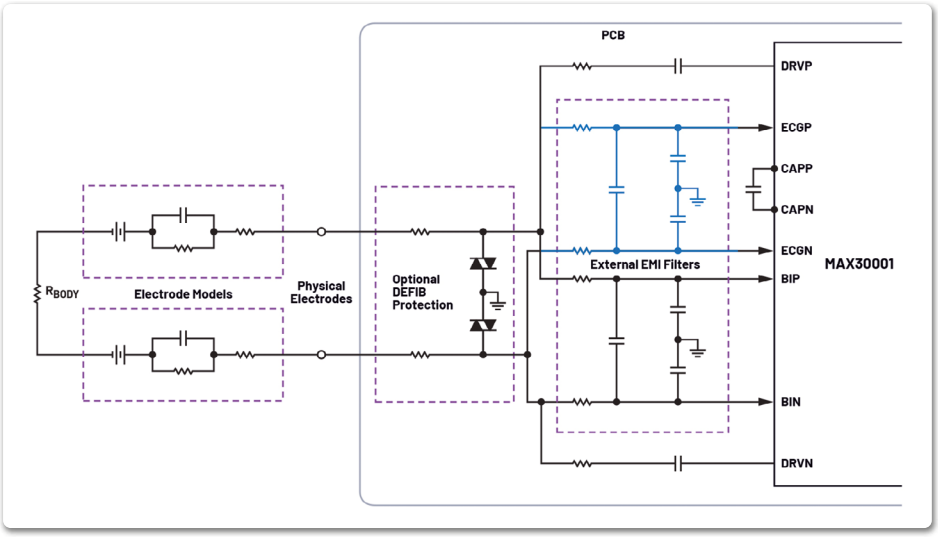


*Bild 1: Zweielektroden-EKG und Atmungsüberwachung*

Man erfährt detailliert, wie ein asymmetrisches EMI-Filter das Übersprechen von Gleichtaktstörungen in den differentiellen Signalpfad erleichtert und dadurch die SNR-Leistung verringert. Dies nennt man Gleichtakt-zu-Differentialmodus-Umwandlung (CM-zu-DM-Umwandlung). Durch sorgfältige Komponentenwahl können Designer diese Verschlechterung des SNRs mindern und gleichzeitig das Signal für EKG- und BioZ-AFEs filtern.

*Autor:*
*Marc Smith*
*Principal Engineer Central Applications*
*Analog Devices*
*www.analog.com*

## Einführung

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild einer typischen Schaltungsimplementierung des analogen Frontends (AFE) für das MAX30001-Elektrokardiogramm (EKG). Die beiden externen EMI-Filter sind herkömmliche CM-zu-DM-Ausführungen. Sie bieten sowohl eine Gleichtakt- als auch eine Differentialmodus-Bandbreitenbegrenzung und erlauben durch die Auswahl des richtigen Gegentaktkondensators die Verbesserung des SNRs.

Welche externen EMI-Quellen sind zu erwarten? EMI-Störungen verursachen externe Quellen durch elektromagnetische Induktion (z.B. magnetische Kopplung), elektrostatischer Kopplung (z.B. kapazitive Kopplung) oder Leitungen. Bild 2 zeigt die Frequenzspektren mit Beispielen für häufige Quellen von EMI.

## Herkömmlich passive CM-zu-DM-Filter

Bild 3 zeigt ein solches Filter, das normalerweise zur Dämpfung von Umgebungsstörungen eingesetzt wird. Bei EKG-

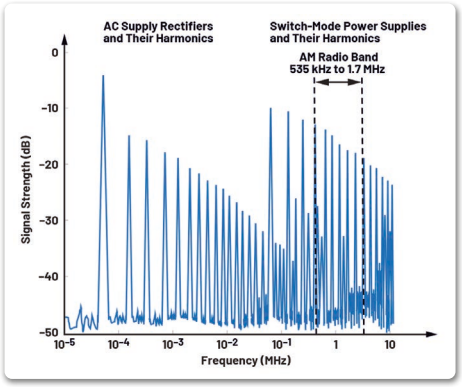


*Bild 2: Die gestörte EMI-Landschaft*

Anwendungen, wo die Bandbreite meist auf 256 Hz (512 SPS) oder weniger begrenzt ist, ist das Versorgungsnetz 50/60 Hz in der Regel die störendste EMI-Quelle. Diese Störungen können als Gleichtaktsignale auftreten, die das gewünschte Differentialsignal nicht beinträchtigen sollen. Wenn das passive CM-DM-Filter nicht symmetrisch ist, können aber Störsignale die interessierenden Differentialsignale verfälschen.

## Gleichtaktfilter und CM-zu-DM-Wandlung

Das passive CM-zu-DM-(EMI)-Filter kann man als aus einem Gleichtakt-RC- und einem Differentialmodus-RC-Filter zusammengesetzt betrachten (Bild 4). Diese Filterstrukturen einschließlich des passiven CM-zu-DM-Filters werden häufig als Antialiasing-Filter in A/D-Abtastschaltungen verwendet, auch dafür gilt diese Analyse. CM-Filter können bei einer unsymmetrischen Schaltung (d.h. bei unterschiedlichen Zeitkonstanten der beiden Eingangssignalpfade) Störungen übertragen durch Toleranzen von Bauelementen, Temperaturkoeffizienten, Spannungskoeffizienten usw. Bei elektrischen Störungen bestimmt die Gleichtaktunterdrückung des CM-Filters, wie viele Störungen in den Gegentaktkanal gelangen können. Dies wird als CM-zu-DM-

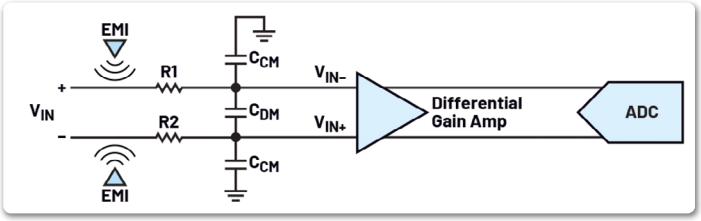


*Bild 3: Eine herkömmliche CM-zu-DM-Filterschaltung*

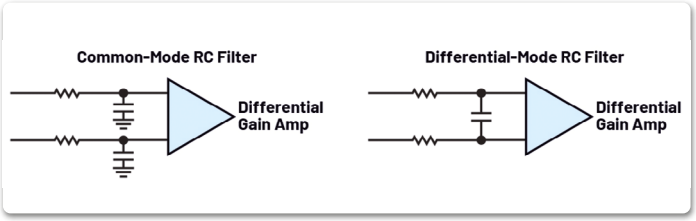


*Bild 4: Der Gleichtakt-RC-Filter und der Differentialmodus-RC-Filter*

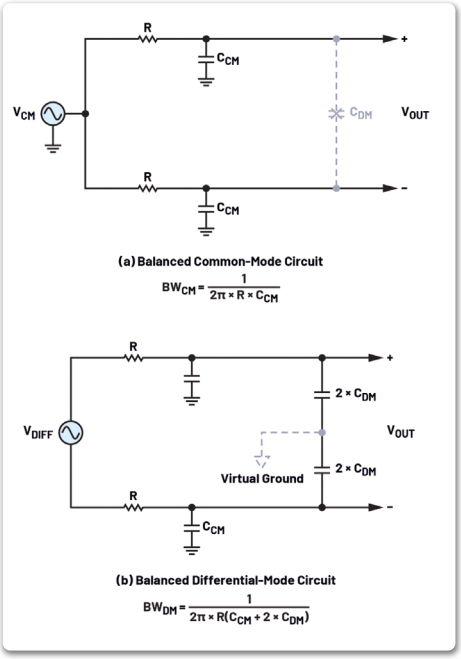


***Bild 5: a) Eine symmetrische Gleichtaktschaltung und b) eine symmetrische Differentialschaltung***

Wandlung bezeichnet. Designer können die elektrische Umgebung voraussehen und die Komponenten entsprechend anpassen, um die CM-zu-DM-Umwandlung so gering wie möglich zu halten.

## Nützliche Bandbreitenabschätzungen

Berechnen wir zunächst die Gleichtakt- und Differentialmodus-Bandbreiten des symmetrischen CM-zu-DM-Filters. Diese geben einem Designer nicht nur mehrere praktische Gleichungen für die Schaltungsabstimmung in EKG/BioZ-Anwendungen an die Hand, sondern helfen auch bei der Interpretation des Ausdrucks für die CM-zu-DM-Umwandlung.

Bild 5 zeigt Ersatzschaltbilder für symmetrische Gleichtakt- und symmetrische Differentialmodus-Konfigurationen. In Bild 5a erzeugt die symmetrische Gleichtaktschaltung identische Signalpegel am Ausgang ($V_{OUT}$ = 0 V). Daher hat der Differentialmodus-Kondensator $C_{DM}$ keinen Einfluss auf die Bandbreite und wird aus dem Ersatzschaltbild entfernt.

Die Gleichtaktbandbreite wird durch die Zeitkonstante R × $C_{CM}$ bestimmt. In Bild 5b wird eine Schaltungsspiegelung angewendet, bei der der Differentialkondensator durch zwei Reihenkondensatoren mit dem Wert 2 × $C_{DM}$ (CD-äquivalente Impedanz) ersetzt ist. Bei einer symmetrischen Schaltung existiert ein virtueller Massepunkt zwischen den 2 × $C_{DM}$-Kondensatoren, die zwei identische Zweige erzeugen, von denen einer die Bandbreite festlegt. Die differenzielle Bandbreite wird durch die Zeitkonstante R($C_{CM}$ + 2 × $C_{DM}$) bestimmt.

Diese Ausdrücke für die Bandbreite sind ebenso nützlich wie ideal. Denn jegliche Schaltungsasymmetrie wirkt sich auf die Gleichtakt- und die differenzielle Bandbreite aus. Zwar kann eine Asymmetrie zu einem Verlust der differentiellen Signalstärke (DM-zu-CM-Wandlung) führen, dies lässt sich jedoch durch eine Erhöhung der Verstärkung in den nachfolgenden Stufen beheben. Andererseits kann eine Asymmetrie mit einer externen gestörten Umgebung zu einer Verringerung des SNR des differentiellen Kanals über die CM-zu-DM-Umwandlung führen.

## Die Übertragungsfunktion der CM-zu-DM-Wandlung

Bild 6 zeigt eine äquivalente Topologie zur Analyse der CM-zu-DM-Wandlerschaltung, die Brückenschaltung, Bild 7 die Gleichungen der Übertragungsfunktion für eine generische Brückenschaltung (abgeleitet von einer Wheatstone-Brücke). Die Anwendung dieser Gleichungen auf die Brückenschaltung ergibt folgende Übertragungsfunktion für die CM-zu-DM-Wandlung:

$$\frac{V_0}{V_{CM}} = \frac{V_{DIFF}}{V_{CM}} = \frac{s(R1+R2)(C1\|C2)+1}{s(R1+R2)(C_{DIFF}+C1\|C2)+1} \times \frac{s(\tau_2-\tau_1)}{(1+s\times\tau_1)(1+s\times\tau_2)} \quad \text{where } s=j\omega,\ \tau_1=R1\times C1,\ \tau_2=R2\times C2 \tag{1}$$

Es ist zu beachten, dass diese Übertragungsfunktion drei Pole und zwei Nullstellen aufweist (3. Ordnung vom Typ 1). Gl. 2 ist die allgemeine Form der Gleichung, die die Auswirkungen einer Schaltungsasymmetrie hervorhebt (d.h. bei $\tau_2 \neq \tau_1$):

$$\frac{V_0}{V_{CM}} = \frac{V_{DIFF}}{V_{CM}} = G_0 \times \frac{s(s+z1)}{(s+p0)(s+p1)(s+p2)} \tag{2}$$

$G_0$: $G_0 = \tau_2 - \tau_1 = R2\times C2 - R1\times C1$, $z0$: $s = 0$ $(DC)$,

$z1$: $s = \dfrac{C1+C2}{C1\times C2(R1+R2)}$,

$p0$: $s = \dfrac{1}{(R1+R2)\left(C_{DIFF}+\dfrac{C1\times C2}{C1+C2}\right)}$, $p1$: $s = \dfrac{1}{R1\times C1}$,

$p2$: $s = \dfrac{1}{R2\times C2}$

Überraschenderweise ist diese Übertragungsfunktion mit fünf Termen für nur fünf passive Komponenten ziemlich komplex. Die nähere Betrachtung der einzelnen Terme kann Erkenntnisse für eine mögliche Vereinfachung liefern. Die Pole p1 und p2 legen zwei Eckfrequenzen im höheren Frequenzbereich fest, während der Pol p0 eine Eckfrequenz im niedrigeren Frequenzbereich festlegt. Standardmäßig (aufgrund der zusätzlichen Kapazität) gilt BWp0 < BWp1 ˜ BWp2. Bei Implementierung eines großen $C_{DIFF}$ (>>C1||C2) wird die Gleichtakt-Störübertragung im niedrigeren Frequenzbereich (d.h. <BWp0) unempfindlich gegenüber der Fehlanpassung von C1 und C2.

## Praktische Näherungen für die Übertragungsfunktion der CM-zu-DM-Wandlung

Hinsichtlich der Bandbreiten-Näherungswerte aus Bild 5 ist zu beachten, dass die Pole p1 und p2 der Gleichtaktbandbreite entsprechen. Wenn zudem R1 ˜ R2 und C1 ˜ C2 gilt, entspricht der Pol p0 der differentiellen Bandbreite. Etwas weiterführt, nähert sich der Nullpunkt Z1 bei R1 ˜ R2 und C1 ˜ C2 einem der beiden Pole p1 und p2 an. Die Eliminierung eines annähernd gleichen Pol-/Nullstellenpaares vereinfacht nicht nur unsere Darstellung, sondern liefert zudem eine nützliche Näherung für die Übertragungsfunktion.

Das eliminierte Pol-/Nullstellenpaar hat keine Auswirkungen auf die CM-zu-DM-Verstärkung bei niedrigen Frequenzen.

Es führt jedoch zu einem gewissen Verstärkungsfehler bei höheren Frequenzen je nach Fehlanpassung des EMI-Filters.

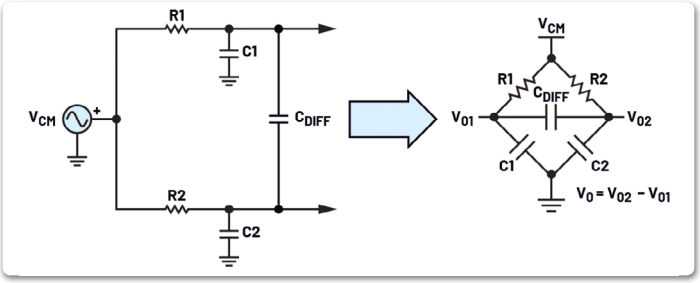


***Bild 6: Schaltungstopologie für die CM-zu-DM-Schaltungsanalyse***

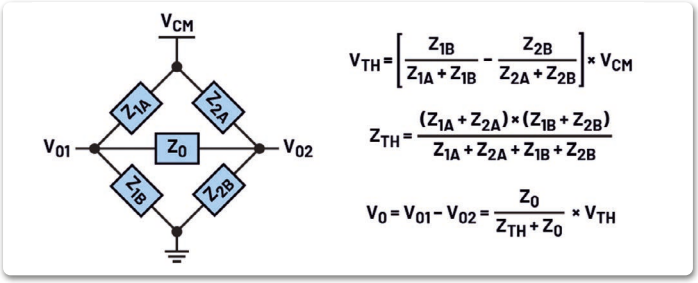


***Bild 7: Eine Brückenschaltung (Wheatstone-Brücke)***

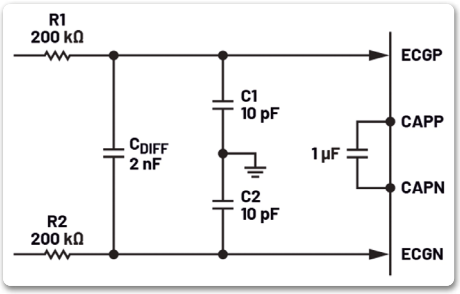


***Bild 8: Ein Beispiel für einen EMI-Filter***

Für die Abschätzung der Übertragungsfunktion der CM-zu-DM-Wandlung ergibt sich somit:

$$\frac{V_O}{V_{CM}} = \frac{V_{DIFF}}{V_{CM}} \approx \frac{s(\tau_2 - \tau_1)}{s(R1 + R2)(C_{DIFF} + C1\|C2) + 1} \times \frac{1}{(1 + s \times \tau_1)} \approx \frac{s(\tau_2 - \tau_1)}{(s + p0)(s + p1)} \quad (3)$$

Anmerkung: Der Pol p1 wurde im Ausdruck beibehalten, da angenommen wurde, dass er im Vergleich zum Pol p2 eine höhere Eckfrequenz bestimmt. Dieser Pol hat einen größeren Einfluss auf die Dämpfung höherer Frequenzen.

Eine Betrachtung von Gl. 3 zeigt, dass bei Gleichheit der beiden Zeitkonstanten im Zähler die Schaltung perfekt symmetrisch ist und die Übertragungsverstärkung null beträgt (unendliche Gleichtaktunterdrückung). Dies ist in der Praxis sehr unwahrscheinlich. Selbst wenn man die Schaltung von Hand ausbalancieren würde, würde diese aufgrund von Alterung, Temperatur, Spannungseffekten usw. von diesem Idealfall abweichen. Daher sollte man versuchen, die Empfindlichkeit der CM-zu-DM-Wandlung gegenüber Bauteiltoleranzen zu verstehen, da bei der Festlegung der anfänglichen Unterdrückungspegel für Gleichtakt-EMI-Störungen hilfreich.

Anmerkung: CM-zu-DM-EMI-Filter betrachtet man in der Regel nicht als Präzisionsschaltungen. Sie werden dort eingesetzt, wo die Stärke der Umgebungsstörungen nicht genau bekannt ist.

Gehen wird weiter in dem Wissen, dass eine Asymmetrie die Norm ist und konzentrieren wir uns auf die Worst-Case-Asymmetrie. Angesichts Gl. 3 stellen wir fest, dass die Übertragungsfunktion mit 20 dB/Dekade nach oben geht, am unteren Frequenzpol (fL) abflacht und anschließend mit -20 dB/Dekade oberhalb des oberen Frequenzpol (fH) nach unten abfällt. Die Mittenfrequenz kann man durch Bildung des geometrischen Mittels der beiden Polfrequenzen abschätzen, wobei der Fehler mit den Bauteilabweichungen steigt. Bei großen Toleranzen wird empfohlen, die Spitzenverstärkung bei einer Phasenverschiebung von -180° zu ermitteln (manuell oder mit Simulation). Die maximale Verstärkung auf der Mittenfrequenz kann wie folgt abgeschätzt werden:

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{CM}}\,(\text{peak}) \approx \frac{s(\tau_2 - \tau_1)}{s(R1 + R2)(C_{DIFF} + C1\|C2)} = \frac{\tau_2 - \tau_1}{(R1 + R2)(C_{DIFF} + C1\|C2)} \quad (4)$$

Wenn $C_{DIFF}$ >> C1 ˜ C2 gilt, wird es einfacher:

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{CM}}\,(\text{peak}) \approx \frac{R2 \times C2 - R1 \times C1}{(R1 + R2)C_{DIFF}} \quad (5)$$

Wenn für alle Komponenten dieselbe Toleranz d haben, reduziert sich Gl. 5 zu:

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{CM}}\,(\text{peak mid-freq}) \approx \frac{2\,C_{CM}}{C_{DIFF}} \times \delta \quad (6)$$

Where $C_{CM}$ = C1 = C2

Dies zeigt, dass die Schaltung die Gleichtaktstörungen umso stärker dämpft, je kleiner das Verhältnis von Gleichtakt- zu differentieller Kapazität ist. Zurück zu Gl. 5: Bei der Analyse der Schaltung für die Worst-Case-Toleranzbedingungen werden die Werte der Bauteile als so verzerrt angenommen, dass sich der Zähler maximiert. Je größer die RC-Zeitkonstanten voneinander abweichen (Schaltungsasymmetrie), desto mehr streuen die Gleichtaktstörungen in den differentiellen Kanal ein. Wenn wir uns dem Nenner zuwenden, kann der Ausdruck vereinfacht werden, indem man feststellt, dass die Summe der Widerstände einfach wie folgt das Doppelte des Nennwiderstands beträgt:

$$R2) = [R(1 + \delta) + R(1 - \delta)] = 2R$$

Durch Einsetzen von Gl. 7 in Gl. 5 ergibt sich:

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{CM}}\,(\text{peak}) \approx \frac{R2 \times C2 - R1 \times C1}{2 \times RC_{DIFF}|} \quad (8)$$

Gl. 8 ist eine sehr einfache und praktische Näherung für die Mittenfrequenzverstärkung bei der CM-zu-DM-Umwandlung: die Fehlanpassung der Gleichtakt-Zeitkonstante geteilt durch die nominale Gegentakt-Zeitkonstante. Solange $C_{DIFF}$ groß ist ($C_{DIFF}$ = 100 × (C1 und C2), ist Gl. 8 ziemlich genau. Man könnte nun versucht sein, $C_{DIFF}$ willkürlich zu erhöhen, um die Empfindlichkeit des Zählers (d.h. die Fehlanpassung der RC-Zeitkonstante) zu verringern. Leider ist dies nur begrenzt möglich, da diese die Bandbreite des differentiellen Kanals (das Signal von Interesse) festlegt. Somit ist ein Kompromiss erforderlich.

Die Gleichtaktunterdrückung bei 50/60 Hz kann nun anhand der maximalen Mittenfrequenzverstärkung und der unteren und oberen Eckfrequenz abgeschätzt werden.

## Beispiel für eine Übertragungsfunktion der CM-zu-DM-Wandlung

Jede Komponente habe eine Toleranz von 0,1% hat. Dies liefert uns einen Referenzwert, mit dem wir alternative EMI-Filterschaltungsszenarien vergleichen können (Bild 8). Für eine Worst-Case-Abschätzung der Gleichtaktunterdrückung verwenden wir die folgenden Werte:

$$R1 = 200K \times (0.999) \quad C1 = 10\text{ pF} \times (0.999)$$
$$R2 = 200K \times (1.001) \quad C2 = 10\text{ pF} \times (1.001)$$
$$C_{DIFF} = 2000\text{ pF} \times (0.999) \quad (9)$$

Nach Gl. 8 ergibt sich:

$$\frac{V_{DIFF}}{V_{CM}}\,(\text{wc}) \approx \frac{(200.2K)(10.01\text{ pF}) - (199.8k)(9.99\text{ pF})}{(400K)(1.998\text{ nF})} = \frac{8\text{ ns}}{799.2\text{ µs}}\ 10.01 \times 10^{-6}\ (-100\text{ dB}) \quad (10)$$

Da der Nenner des vorherigen Ausdrucks die Zeitkonstante der unteren Eckfrequenz ist, können wir $f_L$ leicht berechnen:

$$F_L \approx (2\pi \times 799.2\text{ µs})^{-1} = 199\text{ Hz} \quad (11)$$

Verwenden wir nun die kleinere RC-Zeitkonstante, die den Pol mit der höheren Frequenz festlegt:

$$F_H \approx (2\pi \times (199.8K)(9.99\text{ pF}))^{-1} = 79.7\text{ kHz} \quad (12)$$

Mit diesen Werten können wir nun die Dämpfung bei z.B. 50 Hz wie folgt abschätzen:

$$G_v(\text{dB})\text{ at }50\text{ Hz} \approx G_0 - 10\,log\left[1 + \frac{f_c^2}{f^2}\right] = -100\text{ dB} - 10log \quad (13)$$

$$\left[1 + \frac{(199\text{ Hz})^2}{(50\text{ Hz})^2}\right] = -112\text{ dB}$$

Dies stimmt gut mit der Schaltungssimulation überein (s. Bild 9), stellt aber keine Präzisionsschaltung dar. Näherungswerte innerhalb einiger dB sind für eine EMI-Filteranwendung üblicherweise akzeptabel. Tabelle 1 zeigt die Gleichtaktunterdrückung bei 50/60 Hz und 535 kHz für verschiedene Abstufungen der Baueiltoleranzen. Das erste Szenario (±0,1% Toleranz) ist ein etwas willkürlicher Referenzpunkt, der auf der manuellen Messung passiver Komponenten auf dem Labortisch basiert. Die anderen Szenarien spiegeln zum Vergleich die üblichen kommerziell erhältlichen Widerstands- und Kondensatortoleranzen wider.

Es ist zu beachten, dass die Toleranz der RC-Zeitkonstante für eine Worst-Case-Abschätzung verdoppelt wird. Das heißt, dass wenn eine Seite des differentiellen Kreises um X Prozent ansteigt, die andere Seite um X Prozent abfallen kann. Wenn beispielsweise R1 und R2 eine Toleranz von 1% und C1 und C2 eine Toleranz von 10% aufweisen, beträgt die Worst-Case-Abweichung der RC-Zeitkonstante 22%. Eine Fehlanpassung von 440 ns (22%) verringert die Gleichtaktunterdrückung um 35 dB im Vergleich zur Referenztoleranz von 0,1% (8 ns).

Bild 10 zeigt eine grafische Darstellung der Gleichtaktunterdrückung in Abhängigkeit von Delta Tau, der Fehlanpassung der RC-Zeitkonstante. Einige entsprechende RC-Toleranzstufen sind neben der unteren horizontalen Achse rot hervorgehoben. Zur Klarstellung: Der Delta-Tau-Wert von 64 ns

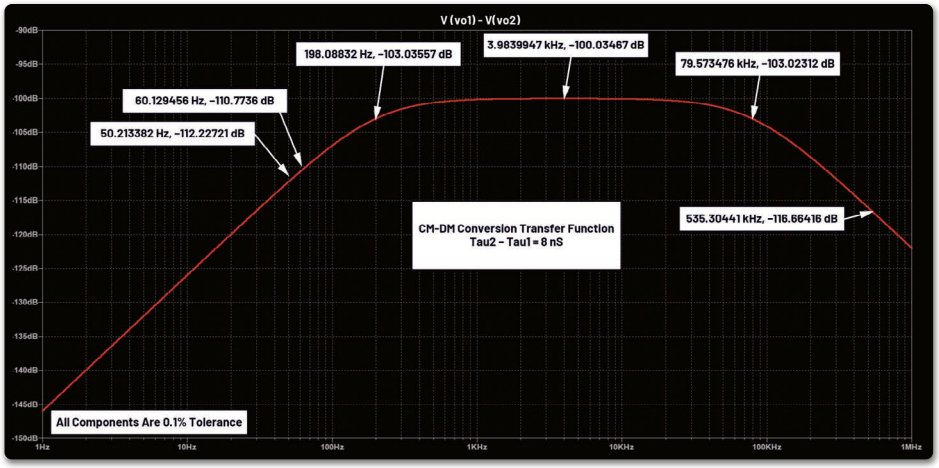


*Bild 9: LTspice-Simulation des EMI-Filters mit Bauelementen mit 0,1% Toleranz*

entspricht einer RC-Toleranz von 1,6% (64 ns/2 µs = 3,2% Worst-Case-Abweichung = ±1,6% RC-Toleranz). Hinsichtlich der Steigungen verschlechtert sich die Gleichtaktunterdrückung bei jeder Verdoppelung der Fehlanpassung der RC-Zeitkonstante um 6 dB.

## Die wichtigsten Punkte

- Die EMI-Umgebung sollte prognostiziert und verifiziert werden.
- Die äquivalente CM-zu-DM-Schaltung ist eine nichtlineare Brückenschaltung.
- Durch die geeignete Auswahl von CDIFF können Designer die CM-zu-DM-Wandlung mithilfe von Gl. 8 und berechneten Eckfrequenzen leicht abschätzen.
- Durch die Vergrößerung von $C_{DIFF}$ werden der Einfluss der Abweichungen von C1 und C2 sowie von Delta Tau (d.h. die Abweichungen der Gleichtakt-RC-Zeitkonstanten) verringert.
- In erster Näherung nimmt die Gleichtaktunterdrückung bei jeder Verdoppelung der RC-Fehlanpassung um 6 dB ab.
- Die Fertigungstoleranzen der Bauelemente sind nur ein Teil der Gleichung. Temperatur, die Spannung und die Alterung beeinflussen die Fehlanpassung der Komponenten ebenfalls.
- Alle Berechnungen basieren auf Worst-Case-Fehlanpassungen. Alles andere macht die Situation nur besser und führt in letzter Konsequenz zu einer unendlichen Gleichtaktunterdrückung.
- Die Schaltung muss analysiert und verstanden werden, um Kompromisse bei der Leistung und anwendbare Näherungswerte zu ermitteln. Die Schaltungssimulation alleine darf keine Designgrundlage sein.

## Anpassung des EMI-Filters an EKG-Anwendungen

Der Entwurf des EMI-Filters für EKG-Anwendungen beginnt mit der Festlegung der Signalbandbreite im Differentialmodus. Anwendungsfälle im Fitnessbereich sind in der Regel Herzfrequenzmessungen, die mit einer geringeren Bandbreite (40 Hz) durchgeführt werden können, während Anwendungen zur Arrhythmieerkennung eine höhere Bandbreite (256 Hz) erfordern.

In diesem Beispiel wird ein EMI-Filter mit einer Bandbreite von 256 Hz für Anwendungen zur Arrhythmieerkennung implementiert. Für die Widerstandswerte gilt eine Untergrenze, die auf der Einhaltung der Sicherheitsnorm IEC 60601-1 basiert. Insbesondere muss ein einzelner Fehlerzustand zum Schutz des Patienten auf 50 µA Gleichstrom begrenzt werden. Wenn also der IC für das EKG mit 1,8 V betrieben wird, muss der Widerstand mindestens 36 kOhm (1,8 V/50 µA) betragen.

Vor der Auswahl ist ein erneuter Blick auf Gl. 5 angebracht. Die CM-zu-DM-Wandlung kann durch Vergrößerung des Nenners verringert werden (Erhöhung des Widerstands bei konstantem $C_{DIFF}$-zu-$C_{CM}$-Verhältnis). Zwar ermöglicht dies eine gewisse Design-Freiheit, doch erzeugen Widerstände thermisches Johnson-Rauschen, das zu einem differentiellen Signalfehler führen kann. Um diese Rauschquelle zu minimieren, werden Widerstandswerte unterhalb des MO-Bereichs empfohlen. Entwurfsziele:

- Bandbreite differentieller Kanal = 282 Hz (10% Toleranz von nominal 256 Hz)
- Bandbreite Gleichtaktkanal = 48,2 kHz (10% Toleranz von nominal 53,5 kHz

Dies sind lediglich Ausgangspunkte, wobei davon ausgegangen wird, dass die RC-Zeitkonstanten des Gleichtaktkanals eine ungefähre Toleranz von 10% aufweisen. Mit 10-pF-Kondensatoren und $f_c$ = 48,2 kHz ergibt sich ein Widerstandswert von 330,3 kOhm. Die Berechnung des Wertes für $C_{DIFF}$ aus der Bandbreitengleichung für den Differentialmodus in Bild 5 ergibt 851,3 pF. Die höhere Genauigkeit (Toleranz) wird für eine bessere Gleichtaktunterdrückung empfohlen.

Der Einfluss der Gleichtaktkondensatoren kann durch die sorgfältige Wahl des Wertes des differenziellen Kondensators verringert werden. Somit können die beiden Gleichtaktkondensatoren eine größere Toleranz aufweisen, was zu Kosteneinsparungen führt.

Anmerkung: Bei Verwendung von Trockenelektroden für EKG-Messungen wird generell von der Implementierung des EMI-Filters abgeraten, weil das EMI-Filter einen Pfad

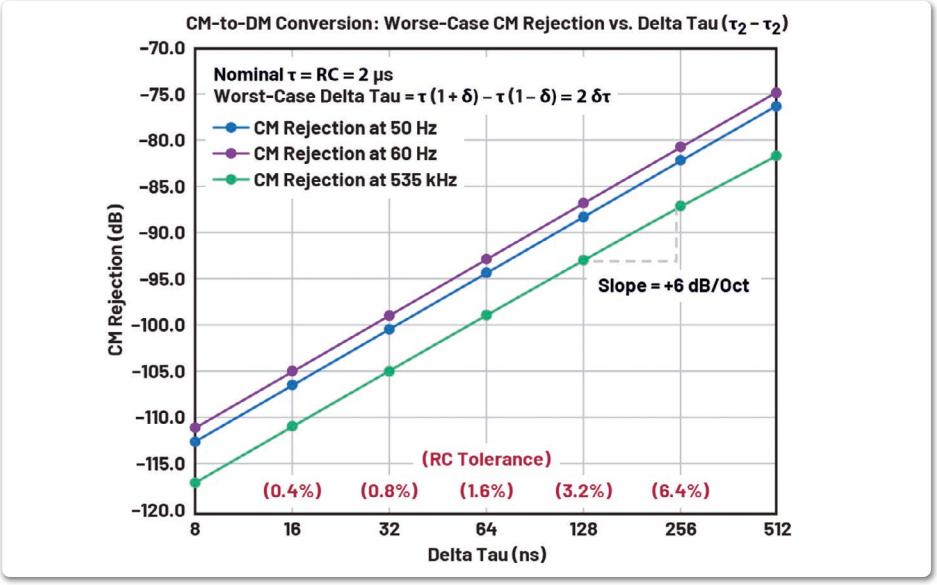


*Bild 10: Gleichtaktunterdrückung vs. Delta Tau (t2 - t1)*

mit niedriger Impedanz zur höheren Impedanz der Schnittstelle zwischen Trockenelektrode und Gewebe bereitstellt.

Auswahl: R1 = R2 = 330 kOhm, 0,1%; C1 = C2 = 10 pF, 10%, $C_{DIFF}$ = 850 pF, 10%

Gemäß Gl. 8 und der Formel zur Berechnung der Dämpfung bei den ansteigenden und abfallenden Flanken erster Ordnung ergeben sich die folgenden Eigenschaften der Schaltung:

- Bandbreite (CM) ˜ (2p × (330 k)(10 pF))-1 = 48,2 kHz nominal
- Bandbreitenbereich (Toleranz): 43,8 bis 53,6 kHz
- Bandbreite (DM) ˜ (2p × (330 k)(10 pF + 2 × 850 pF))-1 = 282 Hz nominal
- Bandbreitenbereich (Toleranz): 257 bis 313 Hz
- Worst-Case-Gleichtaktunterdrückung bei 50 (60, 535.000) Hz = 74 (72, 78) dB

Für das Worst-Case-Szenario liefert die LTspice-Simulation die folgenden Ergebnisse: - FH = 49 kHz und FL = 311 Hz, Worst-Case-Gleichtaktunterdrückung bei 50 (60, 535.000) Hz = 74 (72, 78,6) dB. Es ist zu beachten, dass die Unterdrückungspegel durch die Implementierung von Kondensatoren mit engeren Toleranzen verbessert werden können.

**Worst-Case-Abschätzung der Gleichtaktdämpfung**

| | Abschätzung der Unterdrückung (Gleichung 4 – Berechnung von Hand) | | | Dämpfung des EMI-Filters (LTspice-Simulationsergebnisse) | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Szenario | Gv (dB) bei 50 Hz | Gv (dB) bei 60 Hz | Gv (dB) bei 535 kHz | Gv (dB) bei 50 Hz | Gv (dB) bei 60 Hz | Gv (dB) bei 535 kHz |
| Alle Komponenten 0,1 % | -112,3 | -110,8 | -116,6 | -112,3 | -110,8 | -116,7 |
| Alle Widerstände 1 % und Kondens. 0,1 % | -97,5 | -96,0 | -101,7 | -97,4 | -96,0 | -101,9 |
| Alle Komponenten 1 % | -92,3 | -90,8 | -96,4 | -92,2 | -90,8 | -96,6 |
| Alle Widerstände 1 % und Kondens. 5 % | -82,7 | -81,2 | -86,2 | -82,7 | -81,2 | -86,7 |
| Alle Widerstände 1 % und Kondens. 10 % | -77,4 | -75,9 | -80,0 | -77,4 | -75,9 | -81,0 |
| Alle Widerstände 1 % und Kondens. 20 % | -71,7 | -70,2 | -72,3 | -71,7 | -70,2 | -74,3 |

***Tabelle 1: Abschätzung der Gleichtaktdämpfung des EMI-Filters***

## Abstimmung des EMI-Filters für BioZ-Anwendungen

Der Entwurf des EMI-Filters für BioZ-Anwendungen beginnt ebenfalls mit der Festlegung der Signalbandbreite im Differentialmodus. Bei BioZ werden jedoch Wechselstromsignale in das Körpergewebe injiziert, wobei das Rücksignal sowohl hinsichtlich der Amplitude als auch der Phaseninformation analysiert wird. Daher führt jede Phasenverzerrung durch den Filter zu einem Signalfehler.

Um Phasenverzerrungen zu vermeiden, wird empfohlen, die Eckfrequenz des Differentialmodus um mehrere Dekaden höher als die Ansteuerfrequenz einzustellen. Die MAX30001-BioZ-Schaltung bietet einen Injektionssignalbereich von 125 Hz bis 131,072 kHz. Da die Differentialmodus-Bandbreite nicht größer sein kann als die Gleichtaktbandbreite, wird die Eckfrequenz auf 535 Hz festgelegt, während die Gleichtakt-Eckfrequenz nominell bei 53,5 kHz liegt. Wir setzen unsere Entwurfsziele wie folgt fest:

- Bandbreite differentieller Kanal = 595 Hz (10% Toleranz von nominal 535 Hz)
- Bandbreite Gleichtaktkanal = 48,2 kHz (10% Toleranz von nominal 53,5 kHz)

Mit 10-pF-Kondensatoren und $f_c$ = 48,2 kHz ergibt sich ein Widerstand von 330,3 kOhm. Die Berechnung von $C_{DIFF}$ aus der Bandbreitengleichung für den Differentialmodus in Bild 5 ergibt 400 pF. Auswahl: R1 = R2 = 330 kOhm, 0,1%, C1 = C2 = 10 pF, 10%, $C_{DIFF}$ = 400 pF, 10%. Gemäß Gl. 8 und der Formel zur Berechnung der Dämpfung bei den ansteigenden und abfallenden Flanken erster Ordnung ergeben sich die folgenden Eigenschaften der Schaltung:

- Bandbreite (CM) ˜ (2p × (330 k)(10 pF))-1 = 48,2 kHz nominal
- Bandbreitenbereich (Toleranz): 43,8 bis 53,6 kHz
- Bandbreite (DM) ˜ (2p × (330 k)(10 pF + 2 × 400 pF))-1 = 595 Hz nominal
- Bandbreitenbereich (Toleranz): 542 bis 661 Hz
- Worst-Case-Gleichtaktunterdrückung bei 50 (60, 535.000) Hz = 73,6 (72,2, 71,2) dB

Für das Worst-Case-Szenario liefert die LTspice-Simulation die folgenden Ergebnisse: FH = 49 kHz und FL = 311 Hz, Worst-Case-Gleichtaktunterdrückungen 73,6, 72, 72 dB

## Abschließende Überlegungen zum EMI-Filter für BioZ-Anwendungen

Beim Entwurf des EMI-Filters für BioZ-Anwendungen mit höheren Injektionssignalfrequenzen (über 535 Hz) wird die Gleichtaktunterdrückung des AM-Rundfunkbands verringert. Darüber hinaus führen höhere BioZ-Injektionsfrequenzen zu Designs mit geringeren Widerstandswerten. Bei Verwendung eines 36-kOhm-Widerstands ergibt sich für die Einhaltung der Sicherheitsnorm IEC 60601-1 mit einer 1,8-V-Stromversorgung eine Gleichtaktbandbreite von etwa 440 kHz mit 10-pF-Kondensatoren. Durch die Einstellung der Eckfrequenz des Differentialmodus auf zwei Dekaden niedriger wird die Injektionsfrequenz auf etwa 4 kHz begrenzt. Höhere BioZ-Injektionsfrequenzen (wie die maximale Injektionsfrequenz des MAX30001 von 131 kHz) erfordern niedrigere Widerstandswerte.

## CMRR vs. CM-zu-DM-Wandlung

Gleichtaktunterdrückungs-Verhältnis (CMRR) und CM-zu-DM-Wandlung sind zueinander invers. Das CMRR ist (üblicherweise) ein positiver Term und die CM-zu-DM-Umwandlungsübertragungsfunktion ist die Schaltungsverstärkung, die typischerweise weniger als 1 V/V beträgt (ein negativer dB-Wert). Da die Verstärkungsbedingungen im CMRR-Ausdruck nur Verhältnisse der Ausgangs- zu den Eingangssignalen sind, kann der Ausdruck für das CMRR umgestellt werden, um diese Beziehung in Gl. 16 zu veranschaulichen.

Die CMRR ist eine hervorragende Kennzahl, um alternative Schaltungen miteinander zu vergleichen, geht aber nicht direkt auf das Verhalten der CM-zu-DM-Wandlung ein, das innerhalb der Übertragungsfunktion der EMI-Filterschaltung auftritt. Vor diesem Hintergrund ist die vorliegende Analyse ein besseres Mittel, um die Auswirkungen eines asymmetrischen EMI-Filters zu bewerten und zu erklären.

Es ist erstaunlich, wie eine so einfache kleine Schaltung mit nur fünf passiven Komponenten eine solche Komplexität bieten kann (bei Asymmetrie).◄