

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatorstechnologien

Réne Kalbitz



01. EINLEITUNG UND THEORETISCHER HINTERGRUND

Impedanz- und Kapazitätsspektren (oder S-parameter) sind übliche Darstellungen der frequenzabhängigen elektrischen Eigenschaften von Kondensatoren. Die Interpretation solcher Spektren liefert eine Vielzahl von elektrochemischen, physikalischen und technisch relevanten Informationen. Diese müssen von stets vorhandenen Messartefakten sowie von parasitären Effekten getrennt werden. Da es manchmal nicht möglich ist, alle Daten im Datenblatt abzubilden, muss der Ingenieur unter Umständen auf gemessene Spektren zurückgreifen, um das geeignete Bauteil für seinen Schaltungsentwurf auszuwählen. Um eine bestmögliche Datengrundlage zu schaffen, hat die Würth Elektronik eiSos das Online-Tool **REDEXPERT** implementiert, in dem Spektren, aber auch andere Messungen zur Verfügung gestellt werden. In dieser Anleitung wiederholen wir die Charakteristiken solcher Spektren und diskutieren, wie grundlegende elektrische Eigenschaften daraus abgeleitet werden können.

1.1 Ersatzschaltung von Kondensatoren

Mit der in Abbildung 1 gezeigten Schaltung ist es möglich, frequenzabhängige Impedanzspektren aller Kondensatorarten zu modellieren, vom Multilayer-Keramik-Chipkondensator (Englisch: multilayer ceramic capacitors, MLCC) bis zum Superkondensator (Englisch: Supercapacitor, SC). ^{[1][2][3][9]}

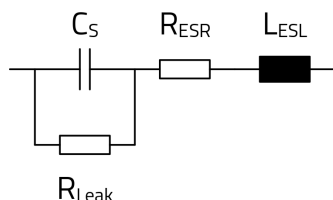


Abbildung 1: Standard-Ersatzschaltbild, wie sie für Kondensatoren verwendet wird.

Das Formelzeichen C_S ist die reine Kapazität, die für sich genommen bei keinem elektrischen Bauteil existiert. Jeder reale Kondensator hat Verluste, die den Ladeprozess "verlangsamen". Dieses Phänomen wird durch den rein ohmschen äquivalenten Serienwiderstand R_{ESR} (Englisch: equivalent series resistance, ESR) beschrieben. Der

Widerstand des Verbrauchers und der Leitungen tragen ebenfalls zum ESR bei.

Die reine verlustfreie Kapazität ist durch ein Differential definiert:

$$C_S = \frac{dQ}{dV} \quad (1)$$

Dabei ist dQ die Änderung der Anzahl der Ladungen an der Kondensatoroberfläche und dV die Änderung der Spannung am Kondensator.

Jeder Wechselstrom in einem Metallleiter induziert ein magnetisches Feld, das dem Strom entgegenwirkt. In unserem Modell wird diese Eigenschaft durch die äquivalente Serieninduktivität L_{ESL} (Englisch: equivalent series inductance, ESL) beschrieben. Manchmal wird sie auch als parasitäre Induktivität bezeichnet. Der ESL-Wert ist anders als C_S und R_{ESR} nicht genau definiert und kann sich je nach Messsystem oder Anwendung ändern, da zusätzlich zu den metallischen Elektroden des Kondensators noch Mess- oder Zuleitungen angeschlossen werden.

C_S , R_{ESR} sowie L_{ESL} sind die wichtigsten Parameter, die zur Beschreibung der Mehrzahl aller Spektren notwendig sind. Im einfachsten Ansatz sind sie Konstanten und ändern sich nicht mit der Frequenz, was für die Elektrotechnik ausreichend genau ist.

Der Langzeit-Ladungsverlust, d.h. der Leckstrom, wird in guter Näherung durch den rein ohmschen Widerstand R_{Leak} beschrieben. Normalerweise ist R_{Leak} um Größenordnungen größer als R_{ESR} und kann oft vernachlässigt werden, d. h. $R_{Leak} \rightarrow \infty$. Wie wir sehen werden, ist seine Wirkung in den Spektren nur bei sehr niedrigen Frequenzen weit unterhalb von 1 Hz sichtbar. Eine korrekte Beschreibung des Leckstroms ist jedoch eine physikalisch komplexe Angelegenheit, die von weiteren Parametern wie Vorpolungszeiten (Formierzeit) und Temperatur abhängen kann. Aus messtechnischen Gründen ist es daher häufig üblich, nicht R_{Leak} , sondern den Wert des Leckstroms zusammen mit seinen Messbedingungen im Datenblatt anzugeben.

Das Ersatzschaltbild in Abbildung 1 bietet auch die Möglichkeit, praktisch jede Abhängigkeit von

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

- Spannung,
- Umgebungsbedingungen (z.B. Temperatur) oder
- nichtlinearer Frequenz

zu modellieren. In diesem Fall werden alle Modellparameter durch geeignete mathematische Funktionen ersetzt oder ganze Schaltungsabschnitte durch verzweigte Netzwerke ersetzt. [3][20][12][11][7]

1.2 Die Impedanz- und Kapazitätsspektren

Im folgenden Abschnitt definieren wir häufig verwendete Begriffe und Messgrößen, wie Kapazität und Impedanz. [1] Die obige Schaltung kann als frequenzabhängige komplexe Impedanz \hat{Z} , Kapazität \hat{C} , Streuparameter (S-Parameter) \hat{S} , Dielektrizitätskonstante $\hat{\epsilon}$ oder jede andere messbare komplexe elektrische Größe beschrieben werden. Im Folgenden konzentrieren wir uns auf die Impedanz und die Kapazität. Passive Bauelemente werden häufig durch ihre Kapazität und Impedanz charakterisiert. Wir werden daher den Schwerpunkt auf diese beiden Größen legen. Die Impedanz $\hat{Z} = \text{Re}(\hat{Z}) + i \cdot \text{Im}(\hat{Z})$, ist eine komplexe Größe, mit $\text{Re}(\hat{Z})$ und $\text{Im}(\hat{Z})$ als Real- bzw. Imaginärteil. Symbol i bezeichnet die imaginäre Einheit, die definiert als $i^2 = -1$. Die Impedanz wird häufig durch ihren Betrag $|\hat{Z}|$ und den Phasenwinkel ϕ ausgedrückt,

$$\hat{Z} = |\hat{Z}| \cdot e^{i\phi} \quad (2)$$

In einer komplexen Ebene, wie in Abbildung 2 dargestellt, beschreibt ϕ den Winkel zwischen $\text{Re}(\hat{Z})$ (Abszisse) und dem komplexen Vektor \hat{Z} . Physikalisch gesehen stellt $|\hat{Z}|$ das Verhältnis der Spannungsamplitude zur Stromstärkeamplitude dar, während ϕ die Phasendifferenz zwischen Spannung und Stromstärke bei einer bestimmten Frequenz angibt. Der Phasenwinkel ϕ ist mit dem Verlustwinkel verbunden über

$$\arctan\left(\frac{\text{Re}(\hat{Z})}{|\text{Im}(\hat{Z})|}\right) = \delta = \frac{\pi}{2} - \phi \quad (3)$$

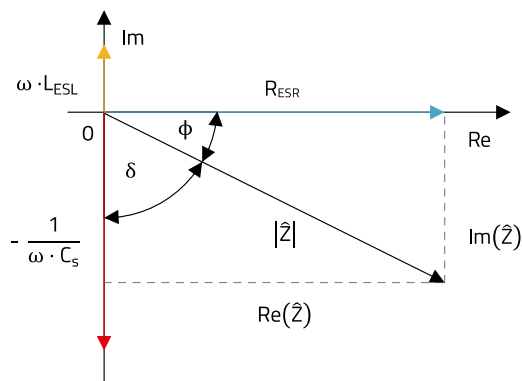


Abbildung 2: Vektorielle Darstellung der Impedanz in der komplexen Ebene. R_{Leak} wird der Einfachheit halber vernachlässigt.

In der Elektrotechnik ist es ebenfalls üblich, die Größe $|\hat{Z}|$ und ihren äquivalenten Serienwiderstand $R_{ESR} = \text{Re}(\hat{Z})$ zu verwenden. Bei dem Beispiel in Abbildung 1 ist der äquivalente Serienwiderstand der Realteil der Impedanz. Um die Beziehung zwischen dem Modell und der komplexen Größe \hat{Z} grafisch darzustellen, sind alle Modellparameter (mit Ausnahme von R_{Leak}) auch in Abbildung 2 angegeben. (Die mathematische Beschreibung findet sich im Anhang.)

Die Impedanz kann mittels folgender Formel auch in eine komplexe Kapazität umgewandelt werden.

$$\hat{C} = \frac{1}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{Z}} = \text{Re}(\hat{C}) + i \cdot \text{Im}(\hat{C}) \quad (4)$$

Alle diese Größen, wie $\text{Re}(\hat{Z})$, $\text{Im}(\hat{Z})$, $|\hat{Z}|$ oder δ , können mit Impedanz- oder Netzwerkanalysatoren gemessen werden. Jedes elektronische Bauteil (nicht nur Kondensatoren) kann durch ein Set frequenzabhängiger Größen charakterisiert werden, wie $\text{Re}(\hat{Z})$ und $\text{Im}(\hat{Z})$ oder $\text{Re}(\hat{C})$ und $\text{Im}(\hat{C})$. Aber erst durch Ersatzschaltbilder wie in Abbildung 1 können Messergebnisse interpretiert werden. Das Modell (auch als Standardmodell bezeichnet) liefert die mathematischen Mittel zur Bestimmung der elektrischen Parameter C_s , R_{ESR} , L_{ESL} und R_{Leak} .

Das Modell kann nicht nur für die Bestimmung von Parametern, sondern auch für die Berechnung theoretischer Spektren verwendet werden.

Durch Veränderung von C_s , R_{ESR} , L_{ESL} , R_{Leak} ist es möglich, das grundlegende Frequenzverhalten für alle Kondensatoren zu berechnen. Dies wird beispielhaft für die Impedanz- und Kapazitätsspektren eines $4,7 \mu\text{F}$ und eines 50 F Kondensators in Abbildung 3 bzw. Abbildung 4 gezeigt. Die zugehörigen Phasen- und Verlustwinkel sind im Anhang in den Abbildungen 19 bis 22 dargestellt. Die Parameter für die beiden Beispiele lauten wie folgt:

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

- Superkondensator (WCAP-STSC) mit $C_S = 50 \text{ F}$, $R_{ESR} = 15 \text{ m}\Omega$, $L_{ESL} = 5 \text{ nH}$ und $R_{Leak} = 0 \text{ M}\Omega$,
- Folienkondensator (WCAP-FTBE) mit $C_S = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$, $R_{ESR} = 15 \text{ m}\Omega$, $L_{ESL} = 5 \text{ nH}$ und $R_{Leak} = 10 \text{ M}\Omega$.

Die Parameter wurden so gewählt, dass sie zu den vorhandenen WE eiSos-Produkten passen, die unter dem Matchcode für Folienkondensatoren WCAP-FTBE (4,7 μF) und SCs WCAP-STSC (50 F) zu finden sind. In diesen Diagrammen wurden C_S , R_{ESR} , L_{ESL} und R_{Leak} als Konstanten und unabhängig von der Frequenz angenommen (Tabelle 1). Diese Annahme steht in den meisten Fällen in guter Übereinstimmung mit den tatsächlichen Messungen. Allerdings ist insbesondere für R_{ESR} in realen Messungen eine Frequenzabhängigkeit festzustellen, wie in den folgenden Abschnitten erläutert wird.

Elektrische Parameter	WCAP-FTBE	WCAP-STSC
C_S	4.7 μF	50 F
R_{ESR}	5 m Ω	15 m Ω
L_{ESL}	5 nH	5 nH
R_{Leak}	10 M Ω	10 M Ω

Tabelle 1: Für die Berechnung der Spektren verwendete elektrische Parameter.

Wie oben erwähnt, kann man es auch umgekehrt betrachten. Es ist bereits mit diesem einzelnen Modell möglich, die Produktparameter aus einer gemessenen Kurve abzuleiten. Bevor wir uns mit den gemessenen Graphen beschäftigen, lohnt es sich, einen Blick auf theoretische Graphen zu werfen. Diese haben den Vorteil, dass sie für einen beliebigen Frequenzbereich erstellt werden können, was die Darstellung aller Merkmale, wie z.B. charakteristische Frequenzen, in einem Diagramm ermöglicht. [3]

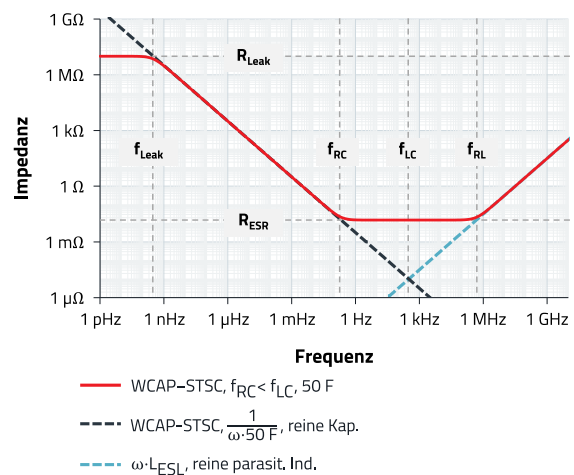
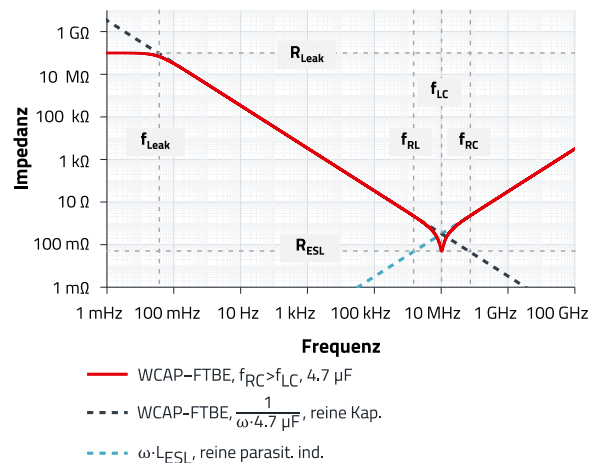


Abbildung 3: Impedanzspektren $|\hat{Z}|$ für WCAP-FTBE (oben) und WCAP-STSC (unten), berechnet nach dem Standardmodell.

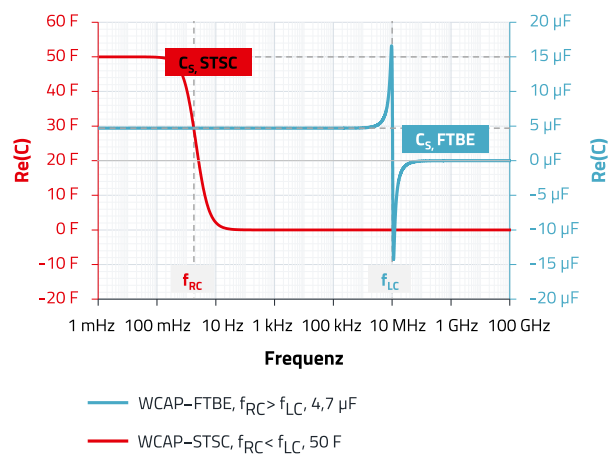


Abbildung 4: Kapazitätsspektren $\text{Re}(\hat{C})$, berechnet anhand des Standardmodells. Das Diagramm für WCAP-STSC (rot) entspricht der linken Ordinate und das Diagramm für WCAP-FTBE (blau) entspricht der rechten Ordinate. Der Imaginärteil der Kapazität ist der Vollständigkeit halber in Abbildung 17 im Anhang dargestellt.

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

horizontalen gestrichelten Linien markieren die rein kapazitiven Beiträge.

Im Allgemeinen wird die Position der auffälligsten Stellen in den Spektren durch vier charakteristische Frequenzen beschrieben:

Charakteristische Frequenz des R_{ESR} -C-Glieds:

$$f_{RC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_S} \quad (5)$$

Charakteristische Frequenz des L-C-Glieds:

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{ESL} \cdot C_S}} \quad (6)$$

Charakteristische Frequenz des R_{Leak} -C-Glieds:

$$f_{Leak} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Leak} \cdot C_S} \quad (7)$$

Charakteristische Frequenz des R_{ESR} -L-Glieds:

$$f_{RL} = \frac{R_{ESR}}{2 \cdot \pi \cdot L_{ESL}} \quad (8)$$

In Abbildung 3 und Abbildung 4 sind zwei wesentliche Situationen zu erkennen:

Lorentz-Oszillation: $f_{RC} > f_{LC}$ wie im Fall von $C_S = 4,7 \mu\text{F}$ (blaue Kurve) und

Debye-Relaxation: $f_{RC} < f_{LC}$ wie im Fall von $C_S = 50 \text{ F}$ (rot Kurve). ^{[4][5]}

Die schwarzen und blauen gestrichelten Linien in beiden Diagrammen der Abbildung 3 kennzeichnen den rein kapazitiven und induktiven Teil. f_{RC} , die charakteristische Frequenz des R-C -Glieds ist die Frequenz, mit der der Kondensator geladen und entladen werden kann. Der Kehrwert der Frequenz ist im Grunde die Ladezeit bei idealer konstanter Ladespannung. Für den Kondensator mit $C_S = 50 \text{ F}$ beträgt die ideale Ladezeit etwa $2 \cdot \pi \cdot 15 \text{ m}\Omega \cdot 50 \text{ F} \approx 5 \text{ s}$. Unterhalb der Frequenz von $(5 \text{ s})^{-1}$ kann der Kondensator seine Kapazität nahezu voll ausnutzen (>99,3 %). Oberhalb dieser Frequenz wird der Kondensator nicht mehr voll geladen (bezogen auf die maximale Spannung des signals).

Bei f_{RC} zeigt das Kapazitätsspektrum (Abbildung 4) des Superkondensators eine Schulter. Unterhalb dieser Frequenz kann der Kapazitätswert aus dem Diagramm abgeleitet werden. Oberhalb von f_{RC} zeigt das Impedanzspektrum, das in Abbildung 3 (unten) dargestellt ist, ein Plateau bei R_{ESR} .

f_{LC} , die charakteristische Frequenz des L-C -Glieds, ist die Frequenz, bei der die Kopplung von parasitärer Induktivität und Kapazität zu einem Resonanzverhalten führt, wenn $f_{RC} > f_{LC}$ wie in Abbildung 3 (oben) gezeigt. Unterhalb dieser Frequenz verhält sich der Kondensator wie ein Kondensator, d.h. er kann elektrische Ladung speichern, oberhalb dieser Frequenz verhält sich der Kondensator wie eine Induktivität. Die Eigenresonanz führt zu einem scharfen Minimum im Impedanzspektrum (WCAP-FTBE), wie in Abbildung 3 (oben) dargestellt. Am Minimum des Impedanzspektrums kann der R_{ESR} -Wert abgelesen werden. Kondensatoren sollten in Anwendungen nicht bei f_{LC} oder oberhalb dieser Frequenz betrieben werden.

Das Kapazitätsspektrum des 4,7 μF Kondensators FTBE in Abbildung 4 zeigt einen Pol, der eine Form der Singularität darstellt. Es handelt sich dabei um ein echtes physikalisches Verhalten und nicht nur um ein Messartefakt.

Das Messsystem, das aus dem Kondensator und der parasitären Induktivität besteht, verhält sich wie ein Oszillator, bzw. Schwingkreis. ^[4]

Im Bereich des stark asymptotischen vertikalen Anstieges bei positiven Kapazitätswertenträgt das Sondierungssignal (Messsignal) konstruktiv zu den Schwingungen des Resonators bei. Das heißt, die Ladungszunahme dQ am Kondensator ist überproportional hoch, obwohl die Größe des angelegten Spannungssignals dV gleich bleibt. Da $C_S = dQ/dV$ ist, wird eine starke Zunahme der Kapazität gemessen. Beim Maximum befindet sich das System in Resonanz mit der Messfrequenz.

Eine weitere Erhöhung der Messfrequenz führt zu einem abrupten Wechsel des Vorzeichens der Kapazität (Singularität) bei f_{LC} .

Am negativen Ast der asymptotischen Kapazitätsverlaufes ist das Messsignal destruktiv überlagert mit den Schwingungen des Resonators. Der Strom fließt in Anteilen "gegenläufig" zur Messspannung.

Das angelegte Spannungssignal dV führt also effektiv zu einer relativen Abnahme der Ladung an der Kondensatorgrenzfläche $-dQ$, was zu einer negativen Kapazität führt. Die zugehörigen Phasenverläufe sind im Anhang in Abbildung 19 und 20 dargestellt.

f_{Leak} ist die charakteristische Frequenz des R_{Leak} -C-Glieds. Unterhalb dieser Frequenz verhält sich der Kondensator wie ein Widerstand mit dem Wert R_{Leak} . Das heißt, dass bei sehr niedrigen Frequenzen die Leckstrom größer ist als der AC-Ladestrom. Normalerweise ist dieser Effekt in den Spektren

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

kaum sichtbar. Er erfordert entweder Messungen bei Frequenzen unter 1 Hz oder einen recht niedrigen R_{Leak} .

f_{RL} , die charakteristische Frequenz des R_{ESR} -L-Glied, ist die Frequenz, oberhalb derer sich der Kondensator wie eine Induktivität mit dem Wert L_{ESL} verhält (Abbildung 3, unten). In Fällen, in denen $f_{RC} < f_{LC}$ ist, kennzeichnet dies den Beginn des Anstiegs der Impedanz bei hohen Frequenzen. Oberhalb dieser Frequenz ist es äußerst schwierig, R_{ESR} -Werte aus gemessenen Impedanzspektren zu extrahieren.

02. GEMESSENE IMPEDANZ- UND KAPAZITÄTSSPEKTREN

In den folgenden Abschnitten werden die Spektren verschiedener Kondensatortypen diskutiert, die beispielhaft aus dem Portfolio der Würth Elektronik eiSos ausgewählt wurden. Das Standardmodell, das in Abbildung 1 dargestellt wird, verwendet einen frequenzunabhängigen ohmschen Widerstand R_{ESR} . Physikalische Prozesse sowie Messartefakte können jedoch zu Abweichungen von dem idealisierten ohmschen Verhalten führen, wie im folgenden Abschnitt gezeigt wird. [6][7]

2.1 Superkondensatoren WCAP-STSC

Die unten dargestellten Spektren wurden mit dem Impedanzanalysator Alpha-AK, POT/GAL von Novocontrol in einer vierpoligen Kelvin-Konfiguration gemessen.

Das gemessene Impedanzspektrum eines Superkondensators (SC) mit 50 F in Abbildung 5 zeigt die gleichen Merkmale wie das entsprechende theoretische Spektrum in Abbildung 3.

In diesem Fall ($f_{RC} < f_{LC}$) liegt f_{RC} unter 1 Hz und ist damit um mehrere Größenordnungen kleiner als f_{LC} . Infolgedessen weist das Spektrum einen flachen unteren Bereich auf, aus dem auf R_{ESR} geschlossen werden kann. Die Zunahme von R_{ESR} zu niedrigeren Frequenzen hin ist im Spektrum von $Re(\hat{Z})=R_{ESR}$ in Abbildung 6 deutlicher sichtbar.

Diese Frequenzabhängigkeit ist jedoch kein Messartefakt, sondern auf reale physikalische Phänomene zurückzuführen:

- dem verzweigten Netz aus porösen Elektrodenmaterial (Aktivkohle) und
- den ionischen Ladungstransport im Elektrolyt des EDLC. [8][9][10][11][12][13]

Eine physikalische Interpretation der Spektren ist: Je langsamer der SC aufgeladen wird, desto mehr Poren können von Ladungen infiltriert werden, was zu einer Erhöhung der Kapazität führt. Aufgrund des viskosen Lösemittels benötigen die Ionen mehr Zeit, um in die kleineren Poren einzudringen,

was wiederum zu einem Anstieg von R_{ESR} bei niedrigen Frequenzen führt.

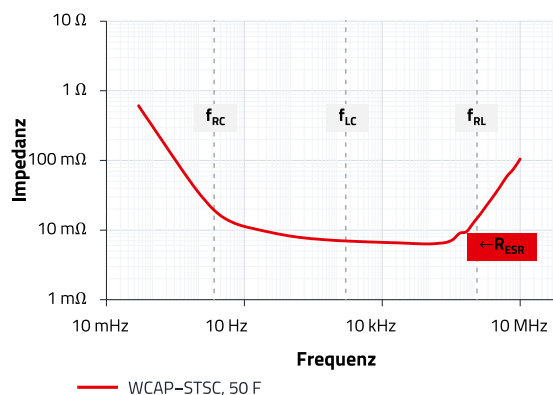


Abbildung 5: Gemessenes Impedanzspektrum $|\hat{Z}|$ des 50 F Superkondensators, WCAP-STSC.

Die Werte von $Re(\hat{Z}) = R_{ESR}$ unterhalb von f_{RC} und oberhalb von f_{LC} sind nicht mehr zuverlässig, da die Spektren vom kapazitiven und parasitären induktiven Verhalten dominiert werden.

Die Schulter bei f_{Leak} ist nicht sichtbar, da es in der Praxis schwierig ist, bei so niedrigen Frequenzen zu messen. Auch bei anderen Kondensatortechnologien ist es nicht üblich, bei so niedrigen Frequenzen zu messen. Die Schulter bei f_{Leak} wird in der Regel nicht in Impedanzspektren abgebildet.

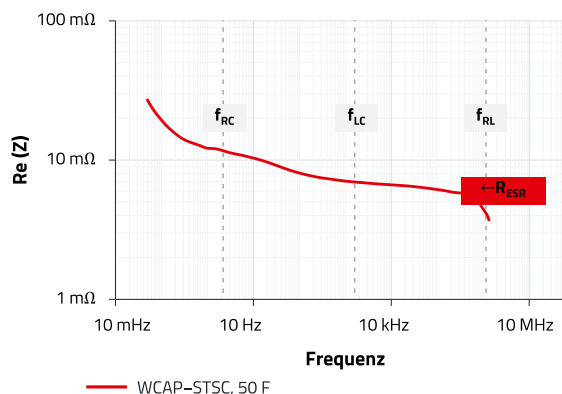


Abbildung 6: Gemessenes Spektrum des Realteils der Impedanz ($Re(\hat{Z})=R_{ESR}$) des 50 F Superkondensators WCAP-STSC.

Das Kapazitätsspektrum in Abbildung 7 zeigt die typische Schulter, die bei der charakteristischen Frequenz des R_{ESR} -C-Glieds f_{RC} liegt. Die Höhe der Schulter liegt bei etwa 51 F (0.01 Hz) mit einer leichten Zunahme zu niedrigeren Frequenzen hin. Dieser Anstieg ist bei Elektrolytkondensatoren wie den Superkondensatoren besonders ausgeprägt. Er wird, wie bereits oben erwähnt, hauptsächlich durch die Ladungsspeicherung an porösen Grenzflächen sowie durch pseudokapazitive Prozesse

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

verursacht. Mathematisch lässt er sich gut durch verteilte R-C-Netzwerke beschreiben.^[3]

Die charakteristische Frequenz wird, wie oben gezeigt, durch den Term $R_{ESR} C_S$ bestimmt. Aufgrund der relativ hohen Kapazitäten müssen sich die charakteristischen Frequenzen zu Frequenzen um oder sogar unter 1 Hz verschieben. Die in Abbildung 7 angegebene Frequenz f_{RC} beträgt etwa 0,21 Hz. Der Kehrwert von f_{RC} kann als untere Grenze für die Ladezeit bei konstanter Spannung interpretiert werden, die in diesem Fall folgendermaßen lautet:

$$\frac{1}{f_{RC}} = \frac{1}{0.21 \text{ Hz}} \approx 5 \text{ s.} \quad (9)$$

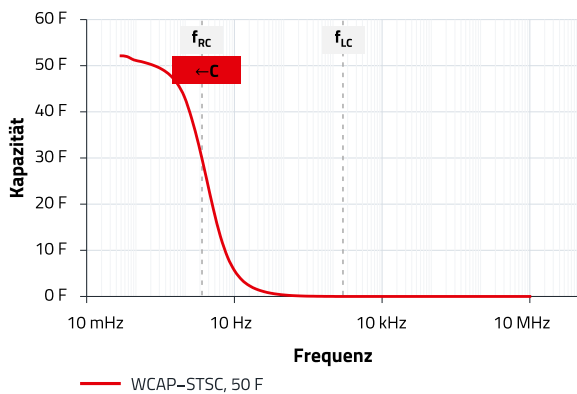


Abbildung 7: Gemessenes Kapazitätsspektrum des 50 F Superkondensators WCAP-STSC.

Aus den gemessenen Spektren lassen sich die folgenden charakteristischen Werte ableiten:

- C_S (0.01 Hz) = 51 F
- R_{ESR} (f_{RC} = 0.2 Hz) = 0.012 Ω
- R_{ESR} (f_{LC} = 160 Hz) = 0.007 Ω

2.2 Aluminium-Elektrolytkondensatoren, WCAP-AIG8

Die folgenden Spektren wurden mit dem Impedanzanalysator Alpha-AK, POT/GAL von Novocontrol in einer vierpoligen Kelvin-Konfiguration gemessen.

Der Ladungsspeichermechanismus des Aluminium-Elektrolytkondensators (E-Cap) ist im Prinzip vergleichbar mit dem des SC. Die Energie wird durch elektrolytische Ladungen an einer porösen Grenzfläche gespeichert. Allerdings wird beim E-Cap eine dünne poröse Aluminiumoxidschicht als Dielektrikum verwendet. Die Porosität dieser Schicht führt wiederum zu großen effektiven Oberflächen und einer relativ großen Kapazität. Aufgrund der großen Kapazität ist f_{RC} bei diesem Kondensatortyp oft (nicht immer!) noch niedriger als f_{LC} , wie das gemessene Impedanzspektrum eines 270 μF Kondensators in Abbildung 8 zeigt. Im Vergleich zum SC hat sich f_{LC} hin zu höheren Frequenzen verschoben. Der kapazitive

Beitrag ist stärker ausgeprägt und erscheint daher ebenfalls weiter zu höheren Frequenzen verschoben. Der Beitrag der parasitären Induktivität ist etwa gleich groß. Daher ist der flache Bodenbereich viel kleiner als beim SC.

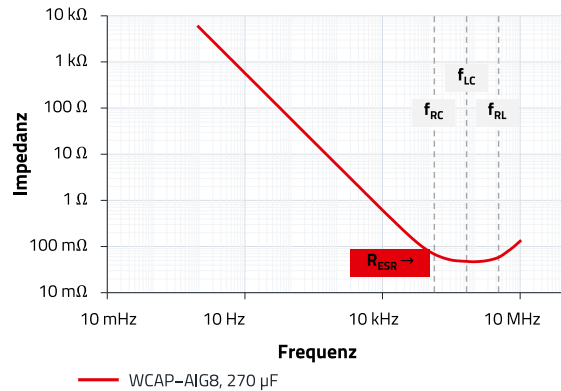


Abbildung 8: Gemessenes Impedanzspektrum $|Z|$ eines 270 μF Aluminium-Elektrolytkondensators.

Im Allgemeinen scheinen alle Merkmale der Spektren in Abbildung 9 und Abbildung 10 zu höheren Frequenzen verschoben zu sein. Die Interpretation des Kapazitätsspektrums in Abbildung 9, mit seiner charakteristischen Schulter, ist ähnlich wie bei der des SC.

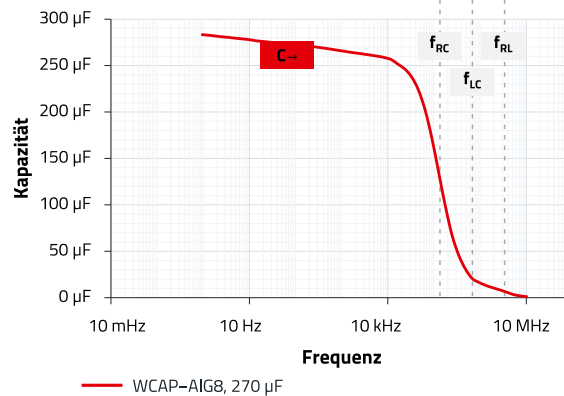


Abbildung 9: Gemessenes Kapazitätsspektrum eines 270 μF Aluminium-Elektrolytkondensators.

Der äquivalenten Serienwiderstand $\text{Re}(\hat{Z}) = R_{ESR}$, der in Abbildung 10 dargestellt ist, zeigt ebenfalls eine Zunahme zu niedrigen Frequenzen hin. Unterhalb von etwa 1 kHz zeigt das Spektrum jedoch einen starken Anstieg. Dieser starke Anstieg ist jedoch wahrscheinlich nicht auf einen realen physikalischen Effekt zurückzuführen, sondern ist ein Messartefakt. Es handelt sich um einen üblichen Effekt, der immer dann auftritt, wenn der Verlustwinkel sehr nahe bei Null liegt. In diesem Bereich ist das Gerät nicht in der Lage, Real- und Imaginärteil klar voneinander zu trennen, was zu einer Überschätzung der Leistung des Realteils führt.

Daher ist die korrekte Interpretation der Spektren bei niedrigen Verlustwinkeln, welche niedrigen oder hohen

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

Frequenzen in Bezug auf f_{LC} entsprechen, in der Regel schwierig, da die Verlustwinkelauflösung der meisten LCR-Messgeräte nicht kleiner als etwa 0,1 Grad ist. Das bedeutet aber auch, dass im Allgemeinen die Werte um oder bei f_{LC} am verlässlichsten sind.

Letztendlich ist eine korrekte Interpretation eines Impedanzspektrums nur mit den experimentellen Einzelheiten der Messung möglich.

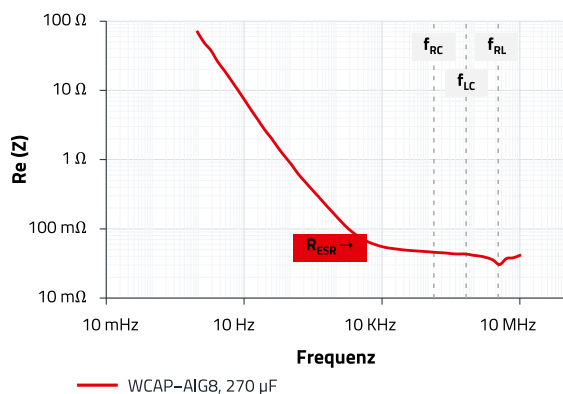


Abbildung 10: Gemessenes Spektrum des Realteils der Impedanz ($Re(\hat{Z}) = R_{ESR}$) eines 270 µF Aluminium-Elektrolytkondensators.

Aus den oben gemessenen Spektren lassen sich folgende Kennwerte ableiten. Der Verlustfaktor

$DF = R_{ESR}/X_C = 2 \pi f C_S R_{ESR}$ wird zur besseren Vergleichbarkeit mit Datenblättern und anderen Veröffentlichungen angegeben. Die Ergebnisse für die Frequenzen $\ll f_{LC}$ werden nur der Vollständigkeit halber angegeben. Sie können einen großen Fehler enthalten, wie im Anhang und an anderer Stelle erläutert wird. [14][6][15][16]

- $C_S (120 \text{ Hz}) = 265 \mu\text{F}$
- $R_{ESR} (120 \text{ Hz}) = 0.14 \Omega$
- $R_{ESR} (f_{LC} = 68.5 \text{ kHz}) = 0.04 \Omega$
- $DF (120 \text{ Hz}) = R_{ESR}/X_C = 2 \pi f C_S R_{ESR} = 2.8 \%$
- $DF (f_{LC} = 68.5 \text{ kHz}) = 2 \pi f C_S R_{ESR} = 0.8 \%$
(Kapazitive Reaktanz: $X_C = 1/(2 \pi f C_S)$)

2.3 Folienkondensatoren, WCAP-FTBE

Die folgenden Spektren wurden mit dem Agilent E5061B Network Analyzer in einer Shunt-Through-Konfiguration gemessen. [15]

Das gemessene Impedanzspektrum eines 470 nF Folienkondensators in Abbildung 11, zeigt im Prinzip die gleichen Merkmale wie die berechneten Spektren in Abbildung 3 (oben). Aufgrund der geringen Kapazität ist $f_{RC} > f_{LC}$, wie durch die gestrichelten Linien angedeutet, wodurch sich ein Graph mit einem scharfen Minimum bei $f_{LC} = 1.94 \text{ MHz}$ ergibt.

Der Widerstandswert am Minimum entspricht ungefähr dem R_{ESR} bei f_{LC} , der in diesem Fall etwa 0.04Ω beträgt.

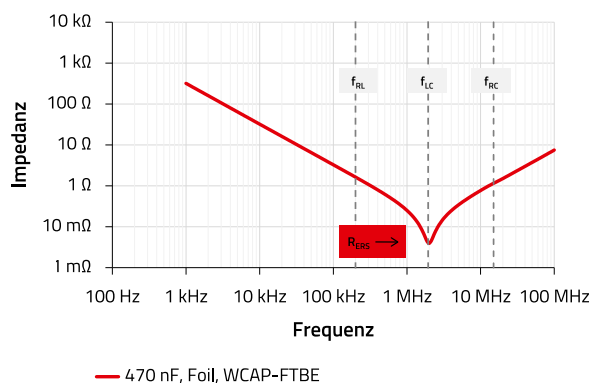


Abbildung 11: Gemessenes Impedanzspektrum $|\hat{Z}|$ eines 470 nF Folienkondensators.

Das gemessene Spektrum des äquivalenten Serienwiderstands $Re(\hat{Z})=R_{ESR}$, das in Abbildung 12 dargestellt ist, zeigt eine wannenartige Form mit einem Minimum um f_{LC} . Der Anstieg bei hohen und niedrigen Frequenzen ist höchstwahrscheinlich nicht das tatsächliche, physikalisch korrekte ESR-Verhalten des Kondensators, sondern ein Messartefakt aufgrund der niedrigen Kapazität (hohe Impedanz) und der parasitären Induktivität.

Die Trennung zwischen einem kleinen Realteil und einem großen Imaginärteil ist technisch schwierig. Letztendlich bestimmen die Genauigkeit und die Auflösung des messbaren Verlustwinkels, also des Phasenwinkels, die Genauigkeit der gemessenen Impedanz. Genauigkeitsdiagramme für die verwendeten Geräte (Abbildung 22, Abbildung 24) und eine Fehlerberechnung für diese Messung finden sich im Anhang. Unter diesen anspruchsvollen Bedingungen wird $Re(\hat{Z})$ von den Analysatoren häufig überschätzt. [14][6][15]

Daher ist es in der Praxis schwierig zu sagen, inwieweit der gemessene $Re(\hat{Z})$ in Abbildung 12 korrekt ist. Die Ergebnisse von etwa 0.04Ω um f_{LC} sind sicherlich am verlässlichsten und können als konservative Näherung angesehen werden.

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

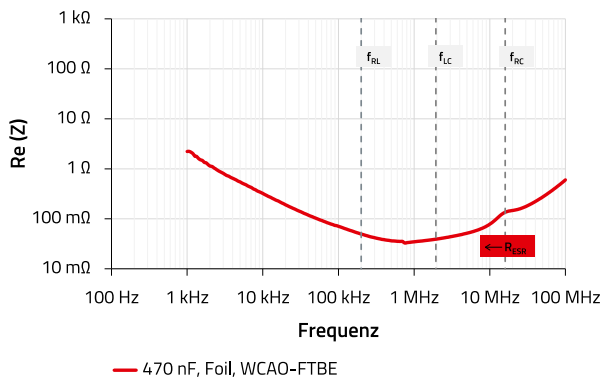


Abbildung 12: Gemessenes Spektrum des Realteils der Impedanz ($Re(\hat{Z})=R_{ESR}$) eines 470 nF Folienkondensators.

Das gemessene Kapazitätsspektrum in Abbildung 13 zeigt die allgemeinen Merkmale des berechneten Spektrums in Abbildung 4. Es weist einen Plateaubereich bei niedrigen Frequenzen und eine Singularität bei f_{LC} auf. Die gemessene Kapazität, die aus dem Plateaubereich abgelesen wird, beträgt etwa 495 nF. Das hyperbolische Verhalten der gemessenen Kapazität ist physikalisch korrekt und stellt kein Messartefakt dar (siehe Abschnitt 1.2).

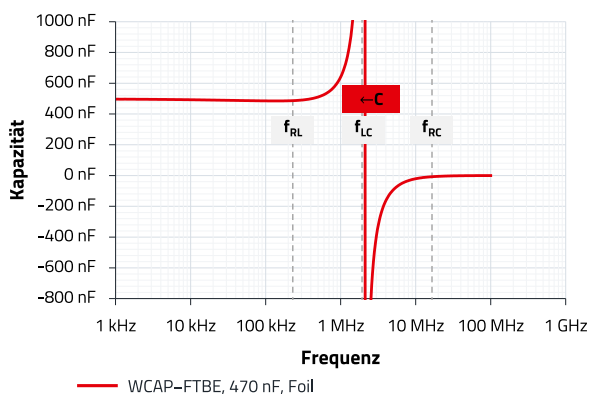


Abbildung 13: Gemessenes Kapazitätsspektrum eines 470 nF Folienkondensators.

Die parasitäre Induktivität kann sich in Abhängigkeit von der Länge der elektrischen Leiterbahn oder der Temperatur ändern. Infolgedessen kann sich auch die Lage von f_{LC} entsprechend ändern. In der Praxis ist es daher wichtig, die Schaltung nicht in der Nähe von f_{LC} zu betreiben.

Aus den gemessenen Spektren lassen sich die folgenden charakteristischen Werte ableiten. Der Verlustfaktor $DF = R_{ESR}/X_C = 2 \pi f C_S R_{ESR}$ wird zur besseren Vergleichbarkeit mit Datenblättern und anderen Veröffentlichungen berechnet. Die Ergebnisse für die Frequenzen $\ll f_{LC}$ werden nur der Vollständigkeit halber angegeben. Sie können einen großen Fehler enthalten, wie im Anhang und an anderer Stelle erläutert. [14][6][15][16]

- $C_S(1 \text{ kHz}) = 495 \text{ nF}$
- $R_{ESR}(1 \text{ kHz}) = 2,2 \Omega$
- $R_{ESR}(f_{LC} = 1,94 \text{ MHz}) = 0,04 \Omega$
- $DF(1 \text{ kHz}) = 2 \pi f C_S R_{ESR} = 0,68 \%$
- $DF(f_{LC} = 1,94 \text{ MHz}) = 2 \pi f C_S R_{ESR} = 24 \%$.

2.4 Multilayer-Keramik-Chipkondensatoren, WCAP-CSGP

Die folgenden Spektren wurden mit dem Agilent E5061B Network Analyzer in einer Shunt-Through-Konfiguration gemessen.

Das in Abbildung 14 dargestellte Impedanzspektrum ist qualitativ dasselbe wie für den Folienkondensator in Abschnitt 2.3. Aufgrund der geringeren Nennkapazität von 22 nF verschiebt sich das Impedanzspektrum jedoch zu höheren Frequenzen mit $f_{LC} = 45,8 \text{ MHz}$. Wie im letzten Kapitel ist $f_{RC} > f_{LC}$, woraus sich ein scharfes Minimum bei f_{LC} ergibt.

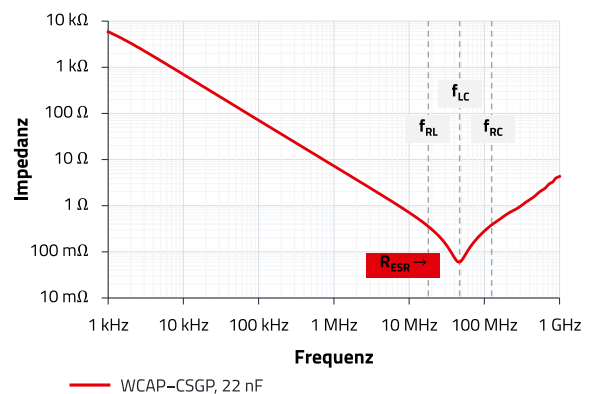


Abbildung 14: Gemessenes Impedanzspektrum $|\hat{Z}|$ eines 22 nF MLCC.

Der aus dem Minimum bei f_{LC} abgeleitete ESR beträgt etwa $0,06 \Omega$, was aus den gleichen Gründen wie in (Abschnitt 1.2) konnte nicht gefunden werden. erörtert als konservative Näherung angesehen werden kann. Der tatsächliche ESR könnte sogar noch niedriger sein.

Das Kapazitätsspektrum in Abbildung 15 zeigt, wie bereits erwähnt, das typische Resonanzverhalten. Aus dem Bereich des konstanten Plateaus können wir eine Kapazität von etwa 23 nF ablesen.

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

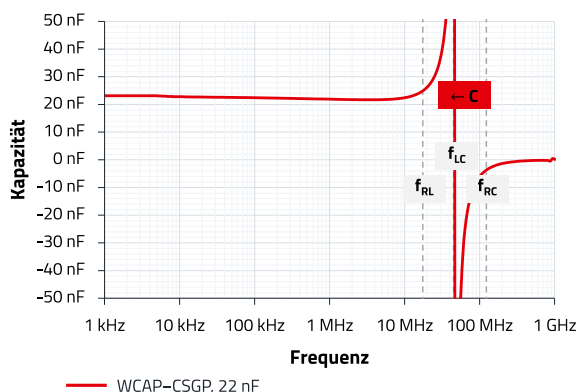


Abbildung 15: Gemessenes Kapazitätsspektrum eines 22 nF MLCC.

Abbildung 16 zeigt das ESR-Spektrum mit einer flachen, wannenartigen Form. Wie im letzten Kapitel beschrieben, ist der Anstieg hin zu niedrigen und hohen Frequenzen wahrscheinlich das Ergebnis einer falschen Trennung von Real- und Imaginärteil der Impedanz durch die Messgeräte, also einem kleinen Verlustwinkel δ .

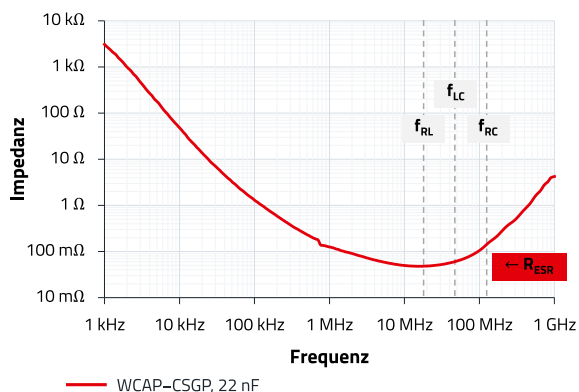


Abbildung 16: Gemessenes Spektrum des Realteils der Impedanz ($Re(\hat{Z})=R_{ESR}$) eines 22 nF MLCC.

Der Anstieg zu niedrigeren Frequenzen hin könnte teilweise mit dem Anstieg des dielektrischen Verlusts aufgrund der Polarisation größerer Domänenstrukturen oder mit einer Störstellenleitung erklärt werden. Der tatsächliche Wert von etwa $Re(\hat{Z}) = 3000 \Omega$ bei 1 kHz deutet jedoch eindeutig darauf hin, dass der Anstieg weitgehend auf eine unzureichende Auflösung des Verlustwinkels zurückzuführen ist. Wie bereits erwähnt, ist es technisch schwierig, den Realteil von einem relativ großen Imaginärteil, d. h. einem kleinen Verlustwinkel, zu trennen (siehe Anhang, Abbildung 23).

Der Anstieg hin zu höheren Frequenzen könnte auf den Skin-Effekt zurückzuführen sein. Der geometrische Faktor der Elektroden eines MLCC macht eine wissenschaftlich fundierte Analyse dieses Effekts schwierig. Normalerweise werden Untersuchungen zum Skin-Effekt an zylindrischen Geometrien durchgeführt. Diese Ergebnisse lassen sich nicht

direkt quantitativ für Messungen an MLCCs verwenden. [17][18][19]

Aufgrund der Auflösungsgrenzen des Verlustwinkels haben die $Re(\hat{Z})=R_{ESR}$ -Spektren oft ein Minimum um f_{LC} und stark ansteigende Verläufe hin zu niedrigen und hohen Frequenzen. Dieser Messeffekt überlagert einen möglichen Skin-Effekt (siehe Abbildung 25). [17]

Um es kurz zu machen: Die ESR-Spektren von LCR-Schwingkreisen sind im Bereich um f_{LC} am zuverlässigsten. Darüber hinaus erfordern sie - nicht immer, aber oft - weitere technische Kenntnisse zur Interpretation.

Die folgenden charakteristischen Werte können aus den gemessenen Spektren extrahiert werden. Der Verlustfaktor $DF = R_{ESR}/X_C = 2 \pi f C_S R_{ESR}$ wird zur besseren Vergleichbarkeit mit Datenblättern und anderen Veröffentlichungen angegeben. Die Ergebnisse für die Frequenzen $\ll f_{LC}$ werden nur der Vollständigkeit halber angegeben. Sie können einen großen Fehler enthalten, wie im Anhang und an anderer Stelle erläutert. [14][6][15][16]

- $C_S (1 \text{ kHz}) = 23 \text{ nF}$
- $R_{ESR} (f_{LC} = 46 \text{ MHz}) = 0.06 \Omega$
- $DF(f_{LC} = 46 \text{ MHz}) = 2 \pi f C_S R_{ESR} = 38 \%$

03. FAZIT

Das in Abbildung 1 dargestellte Standardmodell ist ein geeignetes Instrument zur Interpretation der technisch wichtigen Merkmale aller kommerziell relevanten Kondensatoren. In den meisten Fällen ist es sogar ausreichend, ein noch einfacheres Modell zu verwenden, welches R_{Leak} vernachlässigt. Darüber hinaus wurde gezeigt, wie die Modellparameter, wie beispielsweise C_S und R_{ESR} , aus gemessenen Spektren extrahiert werden können. Die Abweichungen von diesem Modell sowie Aspekte der Messgenauigkeit wurden exemplarisch an gemessenen Spektren diskutiert. Insbesondere die Trennung von Real- und Imaginärteil bei kleinen Verlustwinkeln ist fehlerhaft. Im selbstresonanten Fall können die R_{ESR} -Spektren nur um f_{LC} korrekt gemessen werden. Aus diesem Grund werden die physikalischen Phänomene, wie z. B. der Skin-Effekt, sehr wahrscheinlich durch einen großen Fehler überlagert und können in den gemessenen R_{ESR} -Spektren nicht untersucht werden.

A Anhang

A.1 Diagramme und Abbildungen

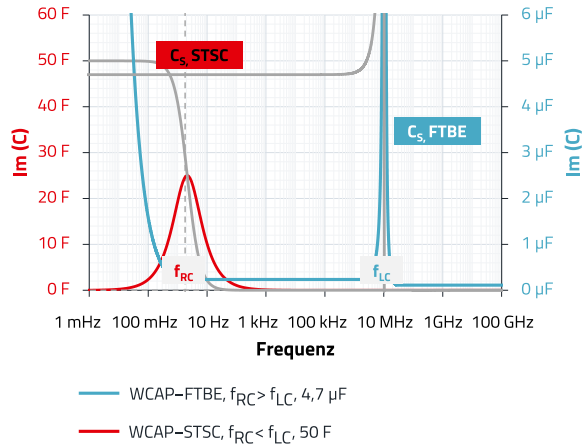


Abbildung 17: Kapazitätsspektrum $Im(\hat{C})$ berechnet nach dem Standardmodell. Entspricht dem Spektrum $Re(\hat{C})$ in Abbildung 4. Die grauen Linien zeigen $Re(\hat{C})$.

Interpretation von $Im(\hat{C})$ (Abbildung 17) für das R-C-Glied: $Im(\hat{C})$ beschreibt die Dissipation von Energie in einem kapazitiven System, die mit der Bewegung von Ladungen verbunden ist. Diese dielektrische Relaxation, bzw. das Absorptionsband, wird durch die Neuausrichtung der permanenten Moleküldipole verursacht, die durch das angelegte elektrische Wechselfeld induziert wird.

$Im(\hat{C})$ ist mathematisch mit dem $Re(\hat{C})$ durch die Kramers-Kronig-Beziehung verbunden. Im Falle einer Debye-Relaxation kann $Im(\hat{C})$ verwendet werden, um f_{RC} abzulesen. Die Höhe des Peaks von $Im(\hat{C})$ bei f_{RC} entspricht der Debye-Relaxation $C_s/2$.

Ein Berechnungsbeispiel für eine Lorentz-Schwingung ($f_{RC} > f_{LC}$) ist in Abbildung 18 dargestellt. Die Parameter für die Darstellung sind so gewählt, dass alle Details des Kurvenverlaufs erkennbar sind. Die Grafik entspricht nicht unbedingt einem bestimmten Kondensatorprodukt.

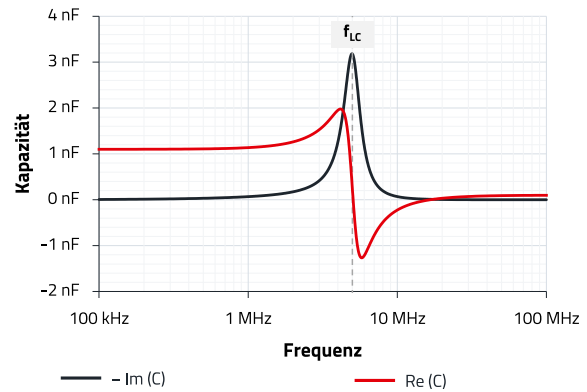


Abbildung 18: Berechnungsbeispiel für eine Lorentz-Relaxation ($f_{RC} > f_{LC}$). Die Parameter sind so gewählt, dass alle Details sichtbar sind.

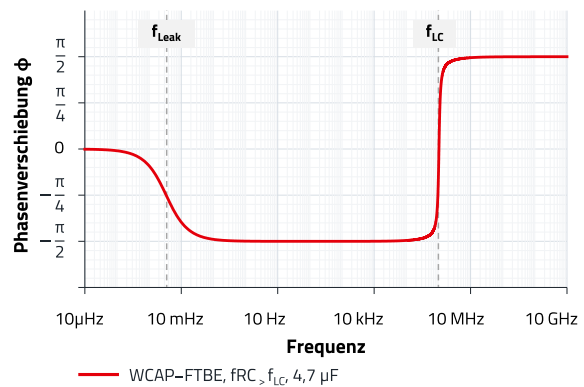


Abbildung 19: Phasenverschiebungswinkel $\phi(f)$ für WCAP-FTBE, berechnet nach dem Standardmodell. Entspricht den Impedanzspektren in Abbildung 3. Polarisationsbeiträge bei höheren Frequenzen, wie elektronische Polarisationen, werden vernachlässigt, d.h. $C(f \rightarrow \infty) = 0$.

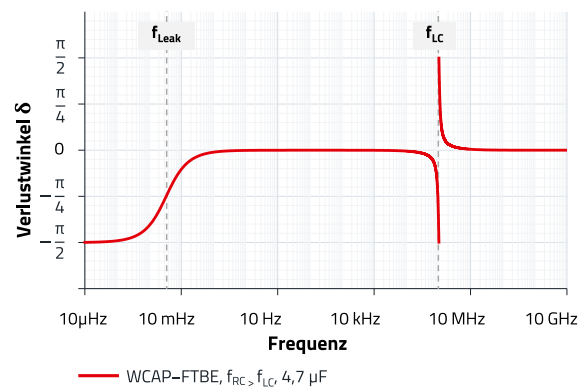


Abbildung 20: Verlustwinkel $\delta(f)$ für WCAP-FTBE, berechnet nach dem Standardmodell. Entspricht den Impedanzspektren in Abbildung 3. Polarisationsbeiträge bei höheren Frequenzen, wie elektronische Polarisationen, werden vernachlässigt, d.h. $C(f \rightarrow \infty) = 0$.

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

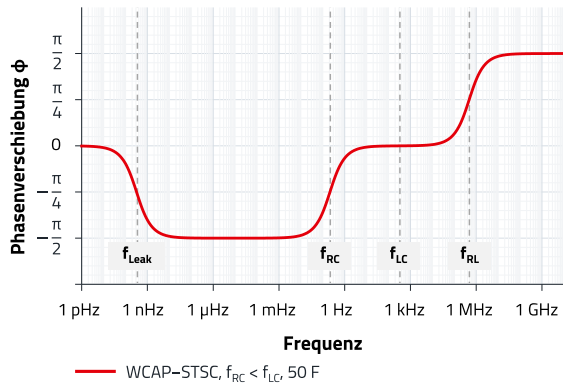


Abbildung 21: Phasenverschiebungswinkel $\phi(f)$ für WCAP-STSC, berechnet nach dem Standardmodell. Entspricht den Impedanzspektren in Abbildung 3. Polarisationsbeiträge bei höheren Frequenzen, wie elektronische Polarisationen, werden vernachlässigt, d.h. $C(f \rightarrow \infty) = 0$.

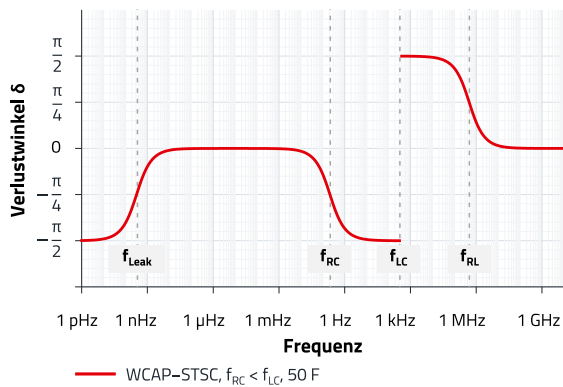


Abbildung 22: Verlustwinkel $\delta(f)$ für WCAP-STSC, berechnet nach dem Standardmodell. Entspricht den Impedanzspektren in Abbildung 3. Polarisationsbeiträge bei höheren Frequenzen, wie elektronische Polarisationen, werden vernachlässigt, d.h. $C(f \rightarrow \infty) = 0$.

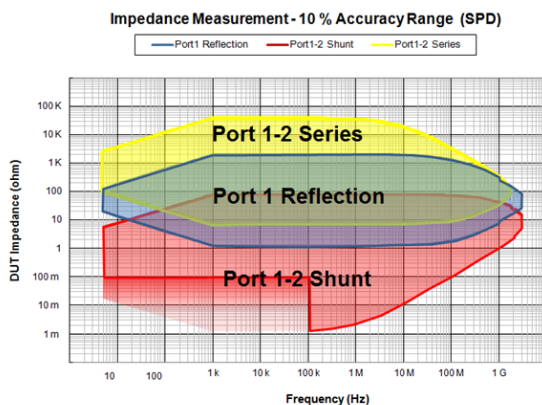


Abbildung 23: Genauigkeitsdiagramm für den E5061B ENA Vector Network Analyzer von Keysight. Bedingungen für einen Messgenauigkeitsbereich von 10 %. (Quelle: extern ^[15])

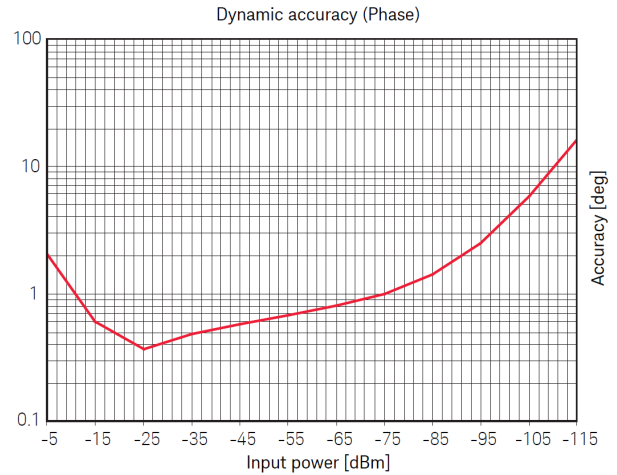


Abbildung 24: Phasengenauigkeit für den E5061B ENA Vector Network Analyzer von Keysight. (Quelle: extern ^{[15][16]})

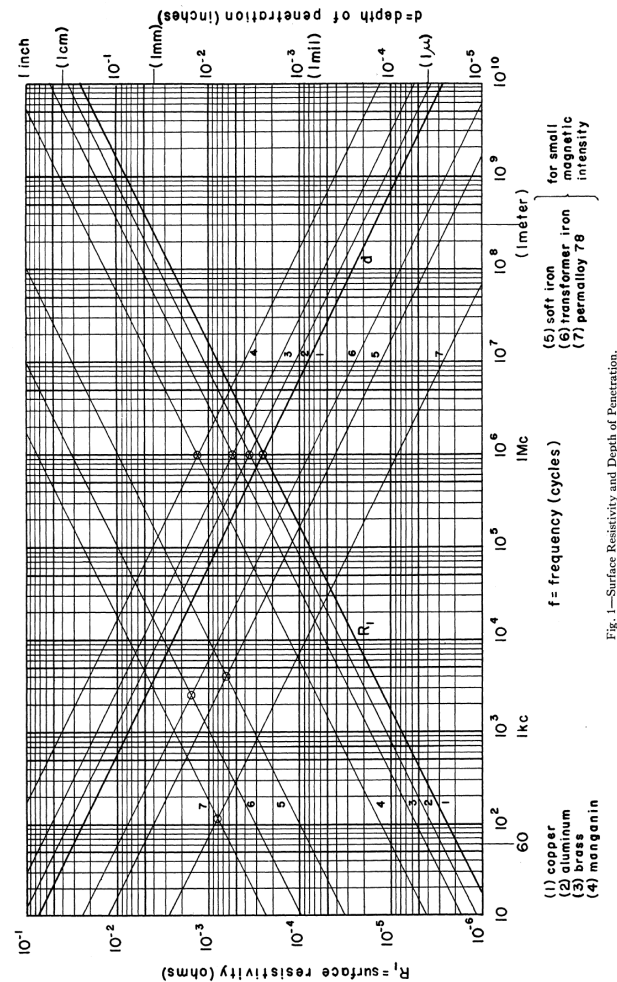


Fig. 1—Surface Resistivity and Depth of Penetration.

Abbildung 25: Oberflächenwiderstand und Eindringtiefe für verschiedene Materialien bei Raumtemperatur. (Quelle: extern ^[17])

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

A.2 Formeln und Erläuterungen

Mathematische Beschreibung des Ersatzschaltbildes in Abschnitt 1.1 (Zeitfrequenz: f , Kreisfrequenz: $\omega=2\cdot\pi\cdot f$)

$$\hat{Z}(\omega) = R_{ESR} + i\omega L_{ESL} + \frac{R_{Leak}(i\omega C_S)^{-1}}{R_{Leak} + (i\omega C_S)^{-1}} \quad (A1)$$

$$\hat{Z}(\omega) = \text{Re}(\hat{Z}) + i\text{Im}(\hat{Z}) \quad (A2)$$

$$\text{Re}(\hat{Z}) = \frac{\omega^2 R_{ESR} R_{Leak}^2 C_S^2 + R_{ESR} + R_{Leak}}{\omega^2 R_{Leak}^2 C_S^2 + 1} \quad (A3)$$

$$\text{Im}(\hat{Z}) = \frac{\omega(\omega^2 R_{Leak}^2 L_{ESL} C_S^2 - R_{Leak}^2 C_S + L_{ESL})}{\omega^2 R_{Leak}^2 C_S^2 + 1} \quad (A4)$$

$$\hat{Z}(\omega) = \frac{(i\omega)^2 R_{Leak} L_{ESL} C_S + i\omega(R_{ESR} R_{Leak} C_S + L_{ESL}) + R_{ESR} + R_{Leak}}{i\omega R_{Leak} C_S + 1} \quad (A5)$$

In der Elektrotechnik werden $\text{Re}(\hat{Z})$ und $\text{Im}(\hat{Z})$ als äquivalenter Serienwiderstand bzw. äquivalente Serienreaktanz bezeichnet. Der Verlustfaktor DF wird berechnet mit:

$$DF = \frac{\text{Re}(\hat{Z})}{\text{Im}(\hat{Z})} \quad (A6)$$

$$DF = \frac{\omega^2 R_{ESR} R_{Leak}^2 C_S^2 + R_{ESR} + R_{Leak}}{\omega(\omega^2 R_{Leak}^2 L_{ESL} C_S^2 - R_{Leak}^2 C_S + L_{ESL})} \quad (A7)$$

Mit der Beziehung $\hat{Z} = 1/i\omega\hat{C}$ wird die Kapazität unter der Vereinfachung berechnet, dass $R_{Leak} \rightarrow \infty$

$$\hat{C}(\omega) = \frac{L_{ESL}}{k} + \frac{1}{k\omega^2 C_S} - i \cdot \frac{R_{ESR}}{k\omega} \quad (A8)$$

mit $k = \left(\omega L_{ESL} - \frac{1}{\omega C_S}\right)^2 + R_{ESR}^2$.

Wird zusätzlich angenommen das $L_{ESL} \rightarrow 0$ folgt:

$$\hat{C}(\omega) = \frac{C_S}{1 + (\omega R_{ESR} C_S)^2} - i \cdot \frac{\omega C_S^2 R_{ESR}}{1 + (\omega R_{ESR} C_S)^2} \quad (A9)$$

Charakteristische Frequenz des R_{ESR} -C-Glieds: Die Lösung der Gleichung $\text{Im}[\hat{C}(f_{RC})] = C_S \frac{1}{2}$ lautet

$$f_{RC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_S}$$

Charakteristische Frequenz des L-C-Glieds:

Die Lösung von $\text{Im}(\hat{Z}(\omega_{LC})) = 0$ ergibt

$$\omega_{LC} = 2\pi f_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_{ESL} \cdot C_S}}$$

Charakteristische Frequenz des R_{Leak} -C-Glieds ($R_{Leak} \rightarrow \infty$):

Ein Pol von Gleichung (A5) ist eine Nullstelle von $i\omega R_{Leak} C_S + 1$. Die Lösung von $i(2\pi f_{Leak}) R_{Leak} C_S + 1 = 0$ ergibt

$$f_{Leak} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Leak} \cdot C_S}$$

Der Einfachheit halber behalten wir das Formelzeichen für den Absolutwert bei:

$$f_{Leak} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{Leak} \cdot C_S}$$

Charakteristische Frequenz des R_{ESR} -L-Glieds ($R_{Leak} \rightarrow \infty$):

Die Lösung von $0 = R_{ESR} - 2\pi f_{RL} L_{ESL}$ für f_{RL} ergibt

$$f_{RL} = \frac{R_{ESR}}{2 \cdot \pi \cdot L_{ESL}}$$

Auswirkung der begrenzten Verlustwinkelauflösung:

Da der Impedanzanalysator keine Verlustwinkel unterhalb seiner Auflösungsgrenze messen kann, nimmt DF sein Minimum an und bleibt für hohe und niedrige Frequenzen (in Bezug auf f_{LC}) konstant. Folglich wird der ESR in diesen Hoch- und Niederfrequenzbereichen proportional zur Reaktanz, mit DF als Proportionalitätsfaktor. Daher zeigen gemessene ESR-Spektren oft eine badewannenartige Form, wobei die Position des Minimums der ESR-Spektren mit dem Minimum der Impedanzspektren zusammenfällt.

Um auf die Genauigkeit des gemessenen ESR bewerten zu können, ist es immer notwendig, die Phasenwinkelauflösung zu berücksichtigen. Wenn der gemessene Verlustwinkel oder DF an der Auflösungsgrenze des Analysators liegt, ist es schwierig, korrekte ESR-Spektren aufzunehmen.

Beispiel für die Berechnung des Verlustwinkel-Messfehlers mit Verlustwinkel-Auflösungsgrenze δ_Δ : Der mit dem $\tan \delta$ verbundene relative Fehler wird wie folgt berechnet:

$$\Delta = \frac{\tan(\delta + \delta_\Delta) - \tan \delta}{\tan \delta} \cdot 100\%$$

Die Ergebnisse für die gemessenen Frequenzen f_e in Tabelle 2, wurden auf der Grundlage der in Abbildung 12 dargestellten Spektren berechnet. Sie veranschaulichen den Fehler Δ , der mit der Messung der oben genannten Folienkondensatoren (WCAP-FTBE) verbunden ist.

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

Parameter	Wert	Wert	Wert
f_e in kHz	450	10	1
$\text{Im}(\hat{Z})$ in Ω $C_s=4.7$ nF	0.75	33.86	338.63
$\text{Re}(\hat{Z})$ at f_e in Ω	0.039	0.31	2.23
δ_Δ in $^\circ$ (Abbildung 24)	0.30	0.30	0.30
$\tan \delta$	0.052	0.009	0.007
δ in $^\circ$	2.967	0.525	0.377
Δ in %	<u>10.1</u>	<u>57.2</u>	<u>79.5</u>

Tabella 2: Beispielhafte Werte für die Fehlerberechnung.

A.3 Literatur

- [1] Editors: E. Barsoukov, J. R. Macdonald, Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications, Third Edition, John Wiley & Sons (2018)
- [2] Luis Moura and Izzat Darwazeh, Introduction to Linear Circuit Analysis and Modelling: From DC to RF, Newnes an imprint of Elsevier (2005)
- [3] B. E. Conway, Electrochemical Supercapacitors - Scientific Fundamentals and Technological Applications, Kluwer Academic Publishers, Springer, Boston (1999)
- [4] A. F. J. Levi, Essential Classical Mechanics for Device Physics, Morgan & Claypool Publishers (2016)
- [5] R. M. Hill and L. A. Dissado, Debye and non-Debye relaxation, Journal of Physics C: Solid State Physics, 18(19):3829-3836 (1985)
- [6] D Edwards, J.-H Hwang, S.J Ford, T.O Mason, Experimental limitations in impedance spectroscopy: Part V. Apparatus contributions and corrections, Solid State Ionics, 99(1,2):85-93 (1997)
- [7] Jong-Sook Lee et al., Impedance Spectroscopy Models for X5R Multilayer Ceramic Capacitors, Journal of the Korean Ceramic Society, 49(5):475-483 (2012)
- [8] R. Kötz et al., Temperature behavior and impedance fundamentals of supercapacitors, Journal of Power Sources, 154:550-555 (2006)
- [9] M. Schönleber, E. Ivers-Tiffée, Approximability of impedance spectra by RC elements and implications for impedance analysis, Electrochemistry Communications, 58:15-19 (2015)
- [10] Bing-Ang Mei et al., Physical Interpretations of Nyquist Plots for EDLC Electrodes and Devices, The Journal of Physical Chemistry C, 122(1): 194-206 (2018)
- [11] M.R. Hasyim, D. Ma and R. Rajagopalan and C. Randall, Prediction of Charge-Discharge and Impedance Characteristics of Electric Double-Layer Capacitors Using Porous Electrode Theory, The Electrochemical Society, 164(13): A2899-A2913 (2017)
- [12] V. Srinivasan and J. W. Weidner, Mathematical Modeling of Electrochemical Capacitors, Journal of The Electrochemical Society, 146: 1650-1658 (1999)
- [13] M. Itagaki, Electrochemical Impedance and Complex Capacitance to Interpret Electrochemical Capacitor, Electrochemistry, 75(8):649-655 (2007)
- [14] T. Stolzke et al., Comprehensive accuracy examination of electrical power loss measurements of inductive components for frequencies up to 1 MHz, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 497: 166022 (2020)
- [15] Online Manual, E5061B Network Analyzer, Keysight, URL:
<http://ena.support.keysight.com/e5061b/manuals/webhelp/eng/?nid=-32496.1150148.00&cc=CA&lc=eng&id=1790874>
- [16] Data Sheet, E5061B Network Analyzer, Keysight URL:
http://ena.support.keysight.com/e5061b/manuals/webhelp/eng/product_information/specifications.htm
- [17] H.A. Wheeler, Formulas for the Skin Effect, Proceedings of the IRE, 30(9):412-424 (1942)
- [18] A. E. Kennelly, F. A. Laws and P. H. Pierce, Experimental Researches on Skin Effect in Conductors, in Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 34(2):1953-2021 (1915)
- [19] G. Schröder J. Kaumanns, R. Plath, Advanced measurement of AC resistance on skin-effect reduced large conductor power cables ,8th International Conference on Insulated Power Cables, Versailles – France (2011)
- [20] E. Ivers-Tiffée and Aweber, Evaluation of electrochemical impedance spectra by the distribution of relaxation times, Journal of the Ceramic Society of Japan, 125(4):193-201 (2017)

APPLICATION NOTE

ANP109 | Impedanzspektren unterschiedlicher Kondensatortechnologien

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht.

Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten werden

hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfällen ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt.

Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS



Application Notes
www.we-online.de/app-notes



REDEXPERT Design Plattform
www.we-online.de/redexpert



Toolbox
www.we-online.de/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.de/produkte

KONTAKTINFORMATION

appnotes@we-online.de

Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg
Germany

www.we-online.de

