Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

ANP090 // René kalbitz / Frank puhane

1 Einleitung

Superkondensatoren (SK) arbeiten normalerweise bei Spannungen von etwa 2,7 V. Um höhere Betriebsspannungen zu erreichen, ist es notwendig, eine Kaskade von in Reihe geschalteten SK - Zellen aufzubauen. [1] [2] Aufgrund von herstellungs- oder alterungsbedingten Schwankungen der Kapazität und des Isolationswiderstandes kann der Spannungsabfall über einzelne Kondensatoren die Nennspannung überschreiten. Daher ist ein Spannungsausgleich (Balancing, Balancieren) erforderlich, um eine beschleunigte Alterung der Kondensatorzelle zu vermeiden. [3] [4] Im Folgenden wollen wir den Effekt der ungleichen Spannungsteilung in solchen Reihenschaltungen prinzipiell erklären. Um die Verständlichkeit zu verbessern, betrachten wir eine Reihenschaltung von zwei Kondensatoren.[1] In dieser Publikation geben wir einen Überblick über den theoretischen Hintergrund und stellen einige Messungen sowie Diskussionen über praktische Beispiele vor. Ziel ist es, einen Überblick über mögliche Balancing-Strategien sowie ein Verständnis für die unterschiedlichen Konzepte zu vermitteln. Abhängig von den Anforderungen kann der Entwickler eine Strategie auswählen und entsprechend seiner Vorgaben anpassen. Für weitere Informationen zum Design-In-Prozess lesen Sie bitte unsere Application Note **(ANP077)**[5] "Superkondensatoren – Ein Leitfaden für den Design-In Prozess".

2 Imbalancen in Kondensatorreihenschaltungen

Ein Kondensator kann durch eine Parallelschaltung eines R-C - Gliedes und eines Isolationswiderstandes modelliert werden. Vorerst können wir den Isolationswiderstand vernachlässigen und eine Reihenschaltung von zwei Kondensatoren mit den Kapazitäten C_1 und C_2 betrachten. Die Erhaltungsgröße in einem solchen Fall ist die kondensierte Ladung q am Kondensator, d.h. an seinen internen Grenzflächen. Unter Beachtung der Ladungserhaltung $V_{1,2} = q/C_{1,2}$ beträgt der Spannungsabfall über jedem Kondensator

$$V_1 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)}$$

und

$$V_2 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right)}$$

mit $V_g = V_1 + V_2$ als Gesamtspannung. (Für mehr Details siehe auch A.1) Wenn beide Kapazitätswerte gleich sind, ist die Spannung an den Anschlüssen von zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren gleich

$$V_1 = V_2 = \frac{V_g}{2} = V_r$$

In diesem Fall ist das System ausgeglichen und jeder Kondensator wird mit seiner Nennspannung V_r geladen.

Im Folgenden betrachten wir den Fall, in dem C_1 größer ist als C_2. Mit obigen Gleichungen kann gezeigt werden (siehe A.1), dass der Spannungsabfall an jedem Anschluss mit

$$\Delta V = \mp \frac{V_g}{2} \cdot \left| \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \right|$$

jeweils ungleich verteilt ist. Mit der Spannungsdifferenz ΔV, die im Folgenden als Ungleichgewicht oder Dys- odre Imbalance bezeichnet wird, erhalten wir:

$$V_1 = \frac{V_g}{2} - \Delta V$$

und

$$V_2 = \frac{V_g}{2} + \Delta V$$

Unter Verwendung der Definition von Kapazität ($C = \Delta q/\Delta V$ mit q als Ladung an der Kondensatorgrenzfläche und V als Spannung am Kondensator) kann die obige Gleichung wie folgt umgeschrieben werden:

$$V_1 = \frac{V_g}{2} - \frac{\Delta q}{C_1}$$

und

$$V_2 = \frac{V_g}{2} + \frac{\Delta q}{C_2}$$

Um die Spannung der Kondensatoren anzupassen, d.h. $V_r = V_1 = V_2$, muss die Ladung an Kondensator 1 erhöht und an Kondensator 2 um den Betrag von Δq verringert werden. Mit der Definition des elektrischen Stroms ($I = dq/dt$) kann die Spannung folgendermaßen geschrieben werden:

$$V_1 = \frac{V_g}{2} - I_1 \cdot \frac{\Delta t}{C_1}$$

und

$$V_2 = \frac{V_g}{2} + I_2 \cdot \frac{\Delta t}{C_2}$$

$I_{1,2}$ ist der elektrische Strom, der über einen bestimmten Zeitraum Δt fließen muss, um dieses System spannungsmäßig auszugleichen. Dieser Spannungsausgleich wird auch als Balancing bezeichnet. Der Strom, der

[1] Jedes System kann auf ein Ersatzschaltbild von zwei Kondensatoren reduziert werden.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

erforderlich ist, um eine Spannungsdifferenz ΔV in einer gegebenen Zeitspanne Δt auszugleichen, beträgt

$$I_{1,2} = \frac{\Delta V}{\Delta t} C_{1,2}$$

3 Ausgleichsstrom und Abgleichgeschwindigkeit

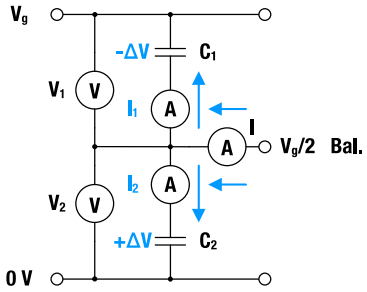

Abbildung 1: Ausgleichsströme in einer Kondensatorreihenschaltung.

Wir können obige Gleichungen für die Abschätzung des Ausgleichsstroms verwenden. Im folgenden Beispiel haben wir den vollen Toleranzbereich der Kapazität verwendet, der -40% (-10% / +30%) beträgt. Folglich, erhalten wir für $C_r = 10$ F: $C_1 = 13$ F und $C_2 = 9$ F. Die Gesamtspannung von 5,4 V ergibt dann eine Spannungsdifferenz $\Delta V = 0{,}49$ V (d.h. bei C_2 ist der Spannungsabfall $V_2 = 3.19$ V und bei C_1 ist der Spannungsabfall $V_1 = 2{,}21$ V). $\Delta V \approx 0{,}5$ V ist die größtmögliche Imbalance. Um diese Situation zu veranschaulichen, verwenden wir die Schaltung in Abbildung 1. Die zum Ausgleich von innerhalb einer Sekunde erforderlichen Ausgleichsströme für C_1 bzw. C_2 sind in guter Näherung:

$$I_1 = \frac{0{,}5\ \text{V}}{1\ \text{sec}} 13\ \text{F} = 6{,}5\ \text{A}$$

$$I_2 = \frac{0{,}5\ \text{V}}{1\ \text{sec}} 9\ \text{F} = 4{,}5\ \text{A}$$

Daher muss C_1 mit $I_1 = 6{,}5$ A und C_2 mit $I_2 = 4{,}5$ A entladen werden. Der Strom, der von der Ausgleichsklemme zur Verfügung gestellt werden muss, kann mit der Kirchhoffschen Regel berechnet werden. Wir betrachten Ströme, die aus dem Knotenpunkt herausfließen als negativ und Ströme, die in den Knotenpunkt hineinfließen als positiv. Der Gesamt-Ausgleichstrom beträgt somit

$$I = 11\ \text{A} = 6{,}5\ \text{A} + 4{,}5\ \text{A}$$

Obwohl das Ergebnis je nach ΔV und Δt abweichen kann, zeigt dieses Berechnungsbeispiel, dass der Ausgleich bei der charakteristischen RC-Zeit Ströme von mehreren Ampere erfordert. Der Ausgleichsstrom, der erforderlich ist, um ein stark unausgeglichenes System von $\Delta V = 0{,}5$ V (wie oben berechnet) innerhalb von Δt auszugleichen, kann mit

$$I = 2 \cdot \frac{0{,}5\ \text{V}}{\Delta t} \cdot C_r$$

abgeschätzt werden. Bisher haben wir den Isolationswiderstand vernachlässigt, der das elektrische Verhalten zu dominieren beginnt, sobald der SK voll aufgeladen ist und der Ladestrom kleiner als der Leckstrom I_{leak} wird. Die meisten Hersteller geben zur Bestimmung von I_{leak} eine Messzeit von 72 h bei Nennspannung V_r an. Unter diesen Bedingungen kann der Kondensator vereinfacht durch einen ohmschen Widerstand modelliert werden $R_{iso} = V_r/I_{leak}$. Die Reihenschaltung von voll aufgeladenen SK kann daher als eine Reihenschaltung von Widerständen betrachtet werden, die einen Spannungsteiler bilden.

4 Strategien zum Spannungsausgleich

Die Literatur [3,4,6,7,8] kategorisiert Spnnungsausgleichs- oder Balancing-Strategien nach verschiedenen Eigenschaften wie

- energiedissipatives Verhalten,
- Ausgleichszeit,
- die Art der Technologie, die verwendet wird, oder
- Preisgestaltung.

Wenn es also um die Wahl der richtigen Balancing-Strategie geht, ist es wichtig, alle Parameter und Randbedingungen der spezifischen Anwendung zu kennen, um die richtige Wahl zu treffen. In der folgenden Erläuterung unterscheiden wir hauptsächlich zwischen

- aktiven Balancing und
- passiven Balancing.

Beim aktiven Balancing werden durch integrierte Schaltungen (integrated circuit, IC) gesteuerte Schalter oder Verstärkersysteme verwendet.[3, 8] Beim passiven Balancing werden Shunts oder spannungsabhängige Widerstände eingesetzt, um die Auswirkungen von Überspannungen zu verringern. Im Vergleich zum passiven Balancing kann das aktive Balancing von Spannungen schnell, in einigen Fällen energieeffizient, aber auch relativ kostenintensiv sein. Passives Balancing hingegen ist relativ langsam, führt oft zu einem erhöhten Ladungsverlust, ist aber kosteneffizienter als aktive Ausgleichslösungen.

4.1 Passives Balancing mit Widerständen

Abbildung 2 zeigt ein Beispiel für das passive Balancing mit einem Widerstand. Die roten und grünen Pfeile stellen den entsprechenden physikalischen Stromfluss für den Fall dar, dass an C_1 entweder Über- ($+\Delta V$) oder Unterspannung ($-\Delta V$) anliegt. Der Ausgleichsstrom und somit auch die Ausgleichsgeschwindigkeit wird durch den Widerstandswert der Balancing-Widerstände eingestellt.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

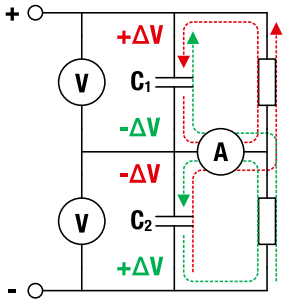

Abbildung 2: Schaltung für einen passiven Ausgleich.

Die Balancing-Widerstände müssen drei Hauptanforderungen erfüllen:

- Der Widerstand sollte so gering wie möglich sein, um einen schnellen Spannungsausgleich zu ermöglichen. Dies ist vorteilhaft für die Lebensdauer des Kondensators.
- Der Widerstand sollte so hoch wie möglich sein, um Verluste und die Selbstentladung zu minimieren.
- Die Genauigkeit der Widerstände/des Shunts sollte ausreichend (≤1%) sein, um eine genaue Referenz zu liefern.

Es liegt auf der Hand, dass ein Optimum zwischen kurzer Ausgleichsgeschwindigkeit und geringer Selbstentladung gefunden werden muss.

Der Ausgleichswiderstand müsste in der Größenordnung des äquivalenten Serienwiderstandes R_{ESR} liegen, um die SK innerhalb der charakteristischen RC - Zeit auszugleichen. Dies ist eine theoretische Überlegung und praktisch nicht umsetzbar, da es bedeuten würde, dass wir den SK permanent kurzschließen. Eine praktikable Faustregel ist hingegen den Balancing-Widerstand R_b mit ein Zehntel des Isolationswiderstandes zu wählen, d.h.

$$R_b = 0{,}1 \cdot \frac{V_r}{I_{leak}}$$

mit V_r als Nennspannung und I_{leak} als Leckstrom (beide Werte sind im Datenblatt des SK angegeben). Aufgrund des so gewählten Widerstandswertes gleicht R_b Unterschiede in den Isolationswiderständen aus.

Der maximale Strom, der bei einer Spannungsdifferenz ΔV fließen kann, ist $I_{max} = \Delta V/R_b$. Die Zeit zum Ausgleich einer Imbalance ΔV von bis zu 95 % kann mit

$$t_b = \ln\left(\frac{100\ \%}{100\ \% - 95\ \%}\right) \cdot (R_b \cdot C_r)$$

berechnet werden (siehe A.2). Die in Tabelle 1 angegebenen resultierenden Ausgleichsgeschwindigkeiten liegen tatsächlich im Bereich von Tagen. Bei den gegebenen Ausgleichswiderständen liegt die Selbstentladungsrate pro Tag bei etwa 41 %. So kann bei vielen Leistungsanwendungen der Widerstand zu Gunsten der Ausgleichsgeschwindigkeit verringert werden, was jedoch auf Kosten der Ladungsspeicherung geschieht.

Kapazität (F)	I_{leak} (mA)	$R_b = R_{ISO}/10$ (Ω)	t_b (h)
3	0,008	33750	84
5	0,012	22500	94
7	0,020	13500	79
10	0,030	9000	75
15	0,060	4500	56
25	0,068	3971	83
50	0,105	2571	107

Tabelle 1: Zusammenfassung der Ausgleichswiderstände und der entsprechenden Ausgleichsgeschwindigkeiten.

4.2 Passives Balancing mit Zener-Dioden

Eine verbesserte Ausgleichsgeschwindigkeit kann erreicht werden, wenn der Widerstand, wie in Abbildung 3 dargestellt, durch eine Zener-Diode (Z - Diode) ersetzt wird. Die Pfeile zeigen wieder den elektrischen Stromfluss im Falle einer Imbalance an. Die Z-Diode stellt einen variablen Widerstand oder einen spannungsabhängigen Schaltwiderstand dar. Da sich der Innenwiderstand bei der Durchbruchspannung verringert, ist es möglich, die Ausgleichsgeschwindigkeit im Vergleich zum linearen Widerstand drastisch zu reduzieren.

Zenerdioden können auch als allgemeiner Schutz gegen negative Spannungen dienen. Insbesondere bei größeren Reihenschaltungen kann es ratsam sein, Z-Dioden parallel zu Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekt-Transistoren (MOSFET) zu platzieren.

Die Genauigkeit der Durchbruchspannung ist, verglichen mit der Genauigkeit von ohmschen Widerständen, in der Regel relativ gering. Insgesamt könnten die Toleranzen bis zu etwa 10 % betragen.

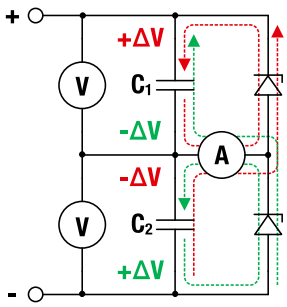

Abbildung 3: Schaltung für das Ausgleichen mit Zener-Dioden.

Mögliche Überspannungen könnten durch eine Reduzierung der Arbeitsspannung (sowie der Durchbruchspannung) vermieden werden. Für den Betrieb bei höheren Temperaturen kann es auch notwendig sein, die Verschiebung der Durchbruchspannung aufgrund des Temperaturkoeffizienten zu berücksichtigen.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

Die starke Spannungsabhängigkeit des Sperrstromes macht es schwierig, die Ausgleichszeit genau zu berechnen.[8] Die tatsächliche Stromkennlinie kommerzieller Z-Dioden wird im Datenblatt oft nicht angegeben.

Es ist jedoch möglich, die Ausgleichszeit auf der Grundlage des obigen Ausdrucks für t_b (siehe Abschnitt 4.1) grob abzuschätzen. Eine Abschätzung kann mit der Verlustleistung P_r der Z-Diode vorgenommen werden, die normalerweise im Datenblatt angegeben wird. Falls die Durchbruchspannung gleich der tatsächlichen Betriebsspannung V_r ist, können wir $R_b^* = V_r^2/P_r$ im obigen Ausdruck für t_b ersetzen und erhalten

$$t_b^* = 3 \cdot \left(\frac{V_r^2}{f \cdot P_r} \cdot C_r \right)$$

mit f als Korrekturfaktor. Aufgrund der starken Spannungsabhängigkeit des Sperrstroms kann es von Fall zu Fall notwendig sein, f anzupassen. Da die Diode die meiste Zeit weit unter ihrer nominellen Verlustleistung arbeiten wird, schlagen wir f = 1/10 vor.

4.3 Passives Balancing mit MOSFETs

Eine andere Art des Spannungsausgleichs kann mit einem MOSFET (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekt-Transistoren), wie in Abbildung 4 dargestellt, realisiert werden.

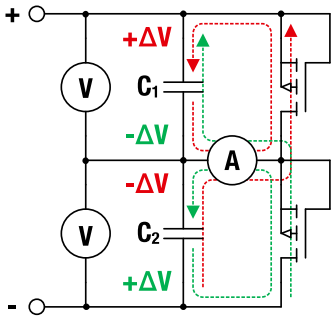

Abbildung 4: Schaltung für den Ausgleich mit einem MOSFET.

Die Pfeile in der Abbildung zeigen wieder den elektrischen Stromfluss an. Sobald das Spannungsungleichgewicht die Schwellspannung des MOSFETs überschreitet, führt die erhöhte Drain-Spannung zu einer Entladung des überladenen Kondensators. Der MOSFET agiert wie ein spannungsabhängiger Widerstand, was im Vergleich zum passiven Widerstand zu einer verbesserten Ausgleichsgeschwindigkeit führt.

4.4 Aktives Balancing mit einem Operationsverstärker

Jede Anwendung, die eine kürzere Ausgleichsgeschwindigkeit benötigt, muss einen aktiven Spannungsausgleich durchführen. Beim aktiven Ausgleichen werden in der Regel immer auch integrierte Schaltungen wie z.B. Operationsverstärker (OP - AMP), benötigt. Abbildung 5 zeigt ein Beispiel mit einem Operationsverstärker. Die roten und grünen Pfeile stellen den physikalischen Stromfluss für den Fall einer Imbalance dar.

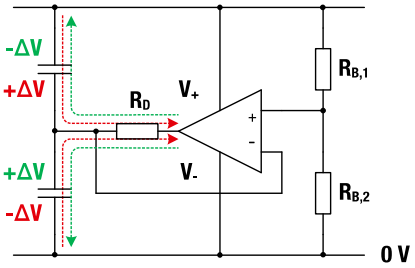

Abbildung 5: Schaltung für den aktiven Ausgleich mit rückgekoppeltem Operationsverstärker.

Der Vergleichswiderstand, wird auf Grundlage des Innenwiderstands des OP-AMP gewählt, der in der aller Regel größer 10 MΩ ist. Um die Spannungserfassung an den Eingängen zu gewährleisten, sollten die Vergleichswiderstände $R_{B,1}$ und $R_{B,2}$ etwa 10 mal kleiner sein als der Innenwiderstand des OP - AMP. Folglich kann der Verlust durch den Ausgleichswiderstand genauso gering sein wie beim Innenwiderstand des SK.

Eine bedeutendere Ursache für Verluste ist jedoch der Versorgungsstrom für den Operationsverstärker (V+ und V-). Abhängig vom Typ des OP-AMP kann der kontinuierliche Versorgungsstrom im Bereich von 1 µA bis 10 mA liegen. Dies kann eine technische Schwierigkeit darstellen, die in der konzeptionellen Design-In-Phase berücksichtigt werden muss.

Der Ausgleichsstrom wird durch den Ausgang des OP - AMP bereitgestellt und über die Rückkopplungsschleife geregelt. Der Dämpfungswiderstand R_D am Ausgang des OP - AMP ist nur so hoch, dass ein Schwingen während der Stromregelung verhindert wird.

4.5 Aktives Balancing mit einem DC-DC Wandler

Ein weiteres Konzept des aktiven Ladungsausgleichs basiert, wie in Abbildung 6 schematisch dargestellt, auf einem DC-DC-Wandler. Aufgrund der geringen Verluste kommerziell verfügbarer Wandler, ist dieses Konzept in Bezug auf Ausgleichszeit und Leistungsverbrauch effizienter als das passive Balancing.

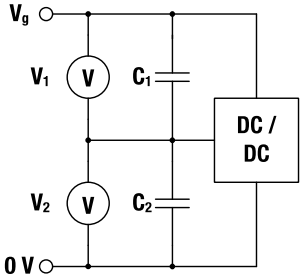

Abbildung 6: Schematische Darstellung der Ausgleichsschaltung mit einem DC-DC-Wandler.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

Auf dem Markt sind ausgereifte Buck-Boost-SK-Ladegeräte erhältlich, die für eine Reihe von Anwendungen geeignet sind. Verfügbar sind zum Beispiel das

- LTC3351, Hot-Swap-fähiges Backup-Superkondensator-Ladegerät

oder das

- LTC3128, Superkondensator-Ladegerät und -Balancer

von Analog Devices. Weitere Informationen finden Sie auch im Würth Elektronik (WE) Webinar "WE Backup Your Application - A real life SC backup solution"[11].

Obwohl DC-DC-Wandler eine relativ kostspielige Balancing-Strategie darstellen, sind sie auf der anderen Seite auch eine umfassende Lösung. Sie können komplette Lade- und Hot-Swap- Lösungen mit geringem Stromverbrauch bieten. Die Wahl liegt am Ende immer beim Entwickler.

5 Messung

Die Spannungsmessungen wurden mit einem selbstentwickelten Messaufbau durchgeführt, der auf der Entwicklerplattform CY8CKIT-059 von PSoC basiert. Die Datenerfassung wurde mit einem Excel-Skript durchgeführt. Der Messaufbau einschließlich der Programmierung des Skripts wurde von Jon-Izkue Rodriguez von WE eiSos entwickelt.

Als Netzteil haben wir das HMP4040 von Rohde & Schwarz verwendet. Der Strom für die Bestimmung der Verlustleistung wurden mit dem M252A METRAHit ESPECIAL Current Transformer Connection Multimeter von Gossen-Metrawatt gemessen. Wir testeten eine Reihenschaltung von zwei SK von Würth Elektronik

- Kondensator 1: C1 = 10 F und
- Kondensator 2: C2 = 15 F.

Dies entspricht Abweichungen von einem theoretischen Kondensator mit einer Nennkapazität von C_r = 12,5 F.

Für die Aufladung verwendeten wir eine

- Ladespannung V_g = 5,4 V und
- einen max. Ladestrom I_c = 2 A.

Im Interesse eines zuverlässigen Schaltungsentwurfs möchten wir betonen, dass es nicht ratsam ist, SK mit unterschiedlichen Nennkapazitäten zu kombinieren. Wir wählen diese Kombination lediglich zu Versuchszwecken. Dieser Aufbau bietet für den Versuch drei Vorteile:

Erstens bietet dieser Aufbau eine signifikante und reproduzierbare Imbalance von etwa ±0,5 V. Wir könnten den Kondensatorsatz ohne intensive Suche nach geeigneten Kapazitätsabweichungen ändern.

Zweitens demonstriert er auch die potenzielle Robustheit des SK, wenn er unter extremer Überspannung betrieben wird. Obwohl die Lebensdauer drastisch, d.h. auf wenige Wochen, reduziert wurde, zeigte keiner der verwendeten SK einen Ausfall.

Drittens zeigt der Versuchsaufbau das Funktionieren der einzelnen Ausgleichsstrategien unter extremen Bedingungen, d.h unter extremer Imbalance. In der Praxis ist die Kapazitätsschwankung viel geringer als in diesem Beispiel, selbst über verschiedene Produktionschargen hinweg.

Wir untersuchten auch das Selbstentladungsverhalten der einzelnen Stromkreise über einen Zeitraum von 24 Stunden. Dazu haben wir den gesamten Ausgleichskreislauf von der primären Stromquelle getrennt, nachdem die Kondensatoren vollständig geladen und ausgeglichen waren. Die Spannung wurde wiederum mit dem PSoC CY8CKIT-059 gemessen.

Auf der Grundlage der Messungen geben wir auch eine Einschätzung über die Anwendbarkeit der Schaltung im Langzeit-Stand-Alone-Betrieb. Insofern beschreibt der Begriff "Langzeit" einen Zeitraum von einigen Tagen.

5.1 Widerstand 1 kΩ

Für den passiven Abgleich verwendeten wir, wie in Abbildung 2 gezeigt, einen Widerstand von 1 kΩ (1 %, 0,6 W). Wir haben den Widerstand zu Gunsten einer kurzen Ausgleichszeit und nicht eines geringen Leistungsverlustes gewählt.

Die gemessenen Spannungen V_1 und V_2 sowie die daraus resultierende Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$, die in Abbildung 7 angegeben sind, zeigen nach ca. 600 min. einen vollständigen Ausgleich, wobei sich V_1 und V_2 asymptotisch an V_r annähern.

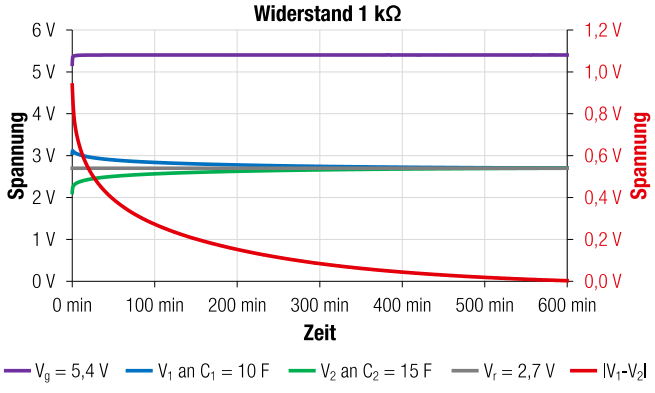

Abbildung 7: Zeitabhängige Zellspannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite), gemessen für den passiven Ausgleich mit Widerständen

Die gemessene Ausgleichszeit entspricht der Abschätzung im Abschnitt 4.1 mit $t_b = 625\ \text{min} = R_b \cdot C = 3{,}1\ \text{k}\Omega \cdot 12{,}5\ \text{F}$. Die Gesamtverlustleistung (effektiver Leckstrom, I_{loss}) nach 12 h beträgt 2,8 mA · 5,4 V ≈ 15 mW. Für Anwendungen mit geringer Leistung oder für Backup-Lösungen kann diese Ausgleichsgeschwindigkeit als ausreichend schnell und der Leistungsverlust als akzeptabel angesehen werden. Bei batteriebetriebenen (autonomen) Anwendungen sollte der

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

Widerstand erhöht werden, um Verluste zu reduzieren. Um auf der sicheren Seite zu sein, ist es auch ratsam, die Betriebsspannung zu reduzieren, um Überspannungen zu vermeiden. Die Halbwertszeit der Selbstentladung kann wie folgt abgeschätzt werden:

$$t_{loss} = \ln\left(\frac{100\ \%}{100\ \% - 50\ \%}\right) \cdot \left(\frac{V_g}{I_{loss}} \cdot C_{stack}\right)$$

wobei

$$C_{stack} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)^{-1}$$

Daher ergibt sich in diesem Fall:

$$t_{loss} \approx 0{,}7 \cdot \frac{5{,}4\ V}{2{,}8\ mA} \cdot 6\ F \approx 133\ min$$

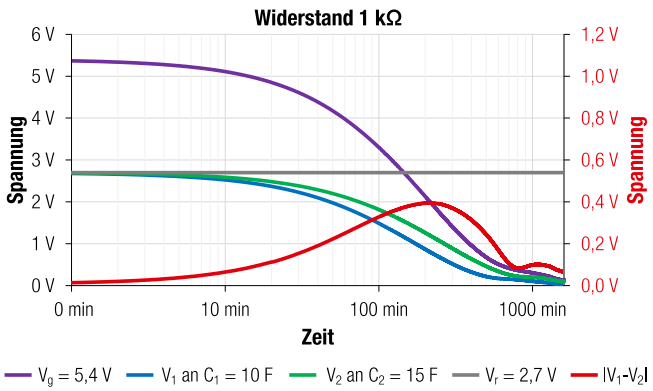

Abbildung 8: Gemessene Selbstentladung einer Ausgleichsschaltung mit Widerständen. Die Grafik zeigt die zeitabhängigen Spannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite).

Die in Abbildung 8 angegebenen Ergebnisse der Selbstentladungsmessung entsprechen größenordnungsmäßig der geschätzten Halbwert-Selbstentladungszeit von etwa 130 Minuten. Die Selbstentladungszeit ist groß genug, um passives Balancing mit 1 kΩ als geeignet für Standalone-Lösungen zu betrachten.

5.2 Zener-Diode BZX79-B2V7

Für den passiven Spannungsausgleich haben wir, wie in Abbildung 3 gezeigt die Zener-Dioden BZX79-B2V7 von NXP Semiconductors verwendet. Die in Abbildung 9 angegebenen Ergebnisse, deuten auf einen vollständigen Ausgleich nach etwa 80 Minuten hin. Mit dem Datenblattwert der Verlustleistung von 500 mW, passt der gemessene Wert ungefähr zur theoretischen Näherung von

$$t_b^* = 3 \cdot \left(\frac{V_r^2}{f \cdot P_r} \cdot C_r\right)$$

$$t_b^* = 3 \cdot \left(\frac{7{,}3\ V}{0{,}1 \cdot 0{,}5\ W} \cdot 12{,}5\ F\right) = 70\ min$$

Die Verlustleistung (effektiver Leckstromstrom, I_{loss}) beträgt nach 12 h: 5 mA · 5,4 V ≈ 27 mW. Bei niedrigeren Spannungen wird die Verlustleistung noch geringer sein. (Nach Datenblatt: I_{loss} (1 V) = 20 µA)

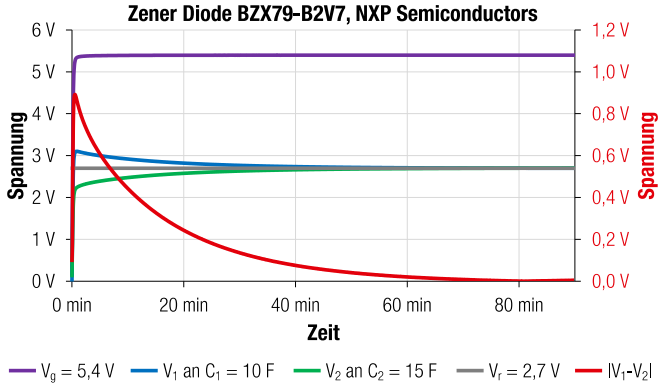

Abbildung 9: Zeitabhängige Zellspannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite), gemessen für den Ausgleich mit der Zener-Diode BZX79-B2V7

Aufgrund der starken nichtlinearen Spannungsabhängigkeit der Z-Dioden ist die Berechnung der Selbstentladungskennlinie schwierig. Wir können jedoch dasselbe Konzept wie für t_b^* verwenden und einen Korrekturfaktor f einführen, um den Ausdruck für die Halbwertszeit der Selbstentladungszeit t_{loss}^* anzupassen.

Wir können abschätzen, dass im vorliegenden Fall der Leckstrom etwa 10 Mal höher als der Datenblattwert I_{loss} (1 V) = 20 µA ist.

Mit f = 10 kann die Selbstentladungszeit für eine Reihenschaltung, die mit einer Z-Diode abgeglichen wird, wie folgt geschätzt werden:

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

$$t^*_{loss} = 0{,}7 \cdot \left(\frac{V_g}{f \cdot I_{loss}} \cdot C_{stack} \right)$$

$$t^*_{loss} \approx 0{,}7 \cdot \frac{5{,}4\ V}{10 \cdot 20\ \mu A} \cdot 6\ F \approx 1900\ min \qquad (1)$$

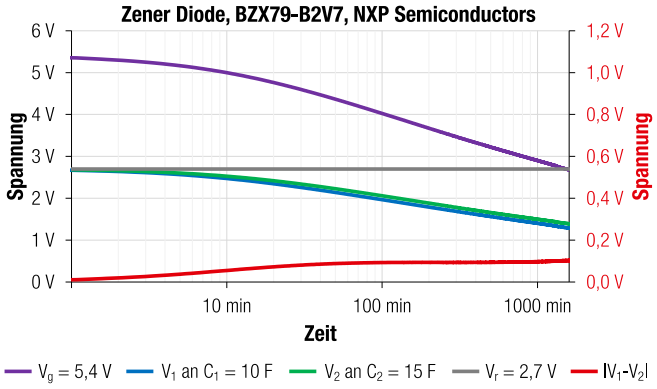

Abbildung 10: Gemessene Selbstentladung der Ausgleichsschaltung mit Z-Diode. Die Grafik zeigt die zeitabhängigen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite)

Die Ergebnisse der Selbstentladungsmessung, (Abbildung 10) zeigen, dass t^*_{loss}=1900 min ungefähr der gemessenen Halbwertszeit der Selbstentladung entspricht. Aufgrund des gemessenen Selbstentladungsverhaltens denken wir, dass die Schaltung für Stand-Alone-Awendungen geeignet ist.

5.3 MOSFET, ALD910022 (Test Board SABMB2)

Die in Abbildung 4 dargestellte Schaltung wurde mit dem Testboard SABMB2 für den MOSFET ALD910022 von Advanced Linear Devices implementiert. Die Ergebnisse in Abbildung 11 deuten auf einen vollständigen Ausgleich nach etwa 300 Minuten hin. Die gesamten Leistungsverluste nach 12 Stunden belaufen sich auf 1,5 mA · 5,4 V ≈ 8 mW und waren somit etwa so gering wie bei der Z-Diode.

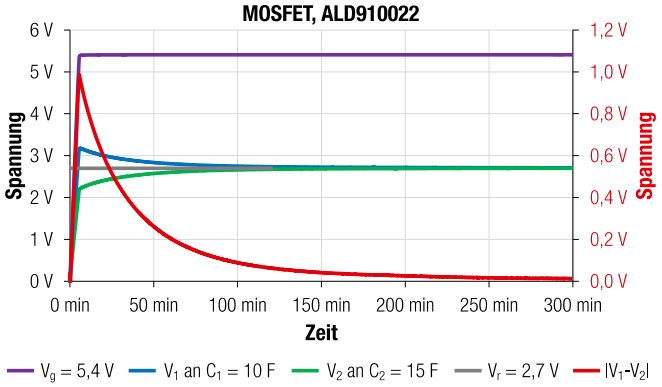

Abbildung 11: Zeitabhängige Zellspannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite), gemessen für den aktiven Ausgleich mit dem ALD910022

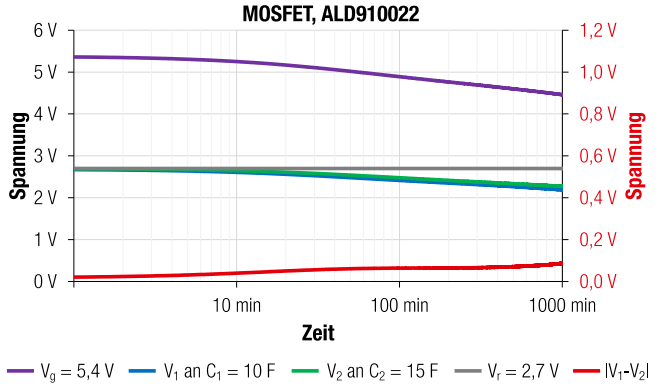

Abbildung 12: Gemessene Selbstentladung der Ausgleichsschaltung mit dem OPA2677. Die Grafik zeigt die zeitabhängigen Spannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite)

Die Ergebnisse der Selbstentladungsmessung in Abbildung 12 zeigen, dass die Zellspannung nach 24 h auf etwa 4 V abgefallen ist. Mit dieser Rate wird t_{loss} in der Größenordnung von mehreren Tagen liegen. Ein Vergleich mit der Messung der Erhaltungsspannung im Online-Tool **REDEXPERT** [10] legt nahe, dass der MOSFET die Selbstentladungsrate nicht signifikant erhöht. Wir kommen daher zu dem Schluss, dass die Schaltung für Stand-Alone-Anwendungen geeignet ist.

5.4 Operationsverstärker OPA2677

Für den aktiven Spannungsausgleich mit dem Operationsverstärker OPA2677 (Texas Instruments) verwendeten wir die in Abbildung 13 dargestellte Schaltung. Der Vorteil des OPA2677 ist der relativ hohe Ausgangsstrom von 500 mA, der einen schnellen Abgleich ermöglicht.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

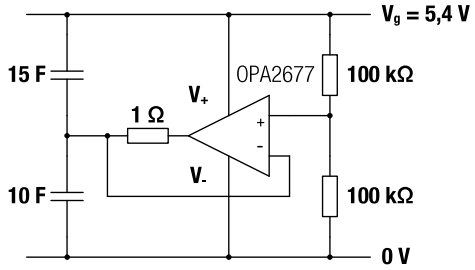

Abbildung 13: Aktive Ausgleichsschaltung mit dem OPA2677, wie sie für die Messungen verwendet wurde.

Die gemessenen Zellspannungen in Abbildung 14 zeigen einen Ausgleich innerhalb der Ladezeit, die bei dieser Messung etwa 3 min beträgt. Die Ausgleichsgeschwindigkeit kann weiter erhöht werden, indem der Dämpfungswiderstand von 1 Ω auf 0,4 Ω verringert wird. Mit 0,4 Ω wurden die Ausgleichszeiten von weniger als 2 Minuten erreicht. Der Dämpfungswiderstand am Ausgang sollte nicht unter 0,4 Ω liegen, um ein Schwingen der Ausgangsspannung zu verhindern. Wir haben festgestellt, dass der Widerstand von 1 Ω das Optimum zwischen schnellem Ausgleich und Dämpfung bietet.

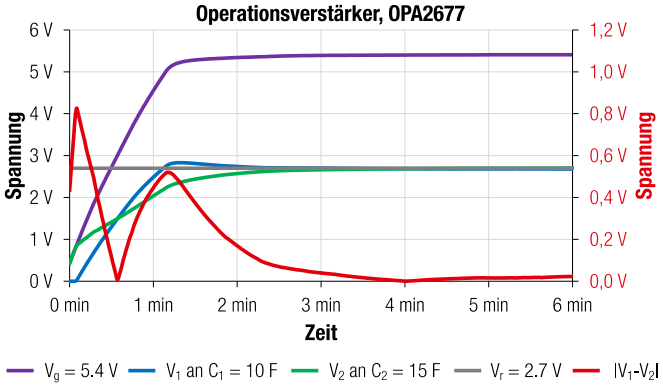

Abbildung 14: Zeitabhängige Zellspannungen V_1, V_2 und V_g sowie Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite), gemessen für den aktiven Ausgleich mit dem OPA2677.

Die Gesamtverlustleistung nach 12 Stunden beträgt 50 mA· 5,4 V ≈ 270 mW. Die Leistung wird hauptsächlich über die Versorgungsanschlüsse des Operationsverstärkers abgeführt. Dieser relativ hohe Stromverbrauch zeigt den Hauptnachteil dieser Strategie. Sie ist schnell, hat aber auch einen großen permanenten Leistungsverbrauch.

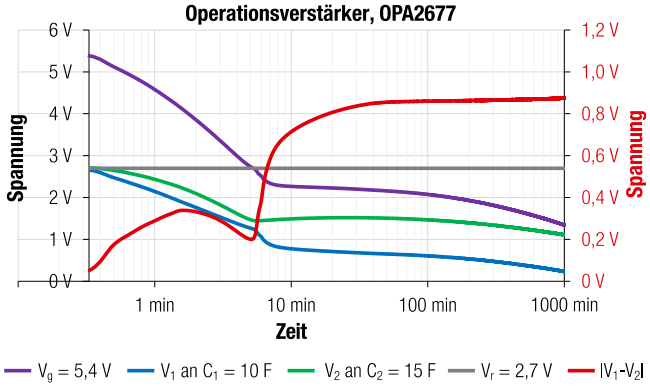

Abbildung 15: Gemessene Selbstentladung der Ausgleichsschaltung mit dem OPA2677. Die Grafik zeigt die zeitabhängigen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite)

Die Ergebnisse der Selbstentladungsmessung in Abbildung 15 zeigen eine Halbwertszeit der Selbstentladung von t_{loss} = 5 min. Da wir über die Spannungsabhängigkeit der Stromverluste an den Anschlüssen nur spekulieren können, verzichten wir auf eine mathematische Abschätzung von t_{loss}. Wir betrachte die Schaltung für Stand-Alone-Awendungen als ungeeignet. Obwohl die Schaltung immer für eine ausgeglichene Ladung sorgte, sind die Verluste für die Versorgung des Operationsverstärkers erheblich. Wir haben jedoch gezeigt, dass der rückgekoppelte Operationsverstärker prinzipiell funktionieren könnte. Am Ende liegt es in der Verantwortung des Entwicklers, die besten Lösungen für seine Anwendung zu finden.

5.5 Balancing-Schaltung LTC3128

Das Evaluation-Board DC1887A verwendet die Buck-Boost-Lade- und Balancing-Schaltung LTC3128 von Analog Devices. Er lädt die SK mit einer voreingestellten Spannung von 4,2 V. Das Board selbst arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 5,5 V. Die Messergebnisse, die in Abbildung 16 angegeben sind, zeigen einen vollständigen Abgleich nach 1,5 Minuten.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

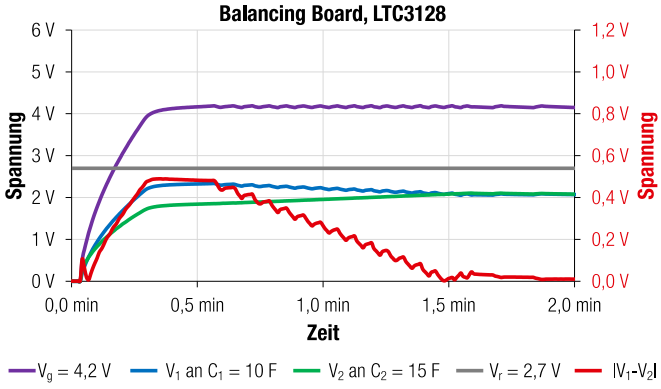

Abbildung 16: Zeitabhängige Zellspannungen V_1, V_2 und V_g sowie Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite), gemessen für den aktiven Ausgleich mit dem ALD910022

Der Leistungsverlust nach 12 Stunden beträgt 0,1 mA · 5,4 V ≈ 0,5 mW.

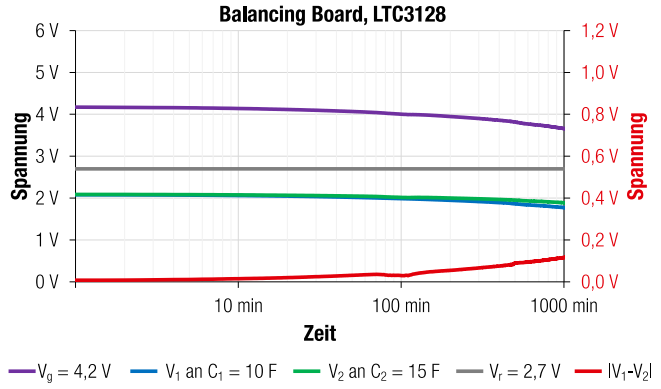

Abbildung 17: Gemessene Selbstentladung der Ausgleichsschaltung mit LTC3128. Die Grafik zeigt die zeitabhängigen Spannungen V_1, V_2 und V_g sowie die Spannungsdifferenz $|V_1-V_2|$ (entspricht der Ordinate auf der rechten Seite)

Die Messergebnisse der Selbstentladung in Abbildung 17 zeigen, dass die Zellspannung nach 24 Stunden von 4,2 V auf etwa 3,4 V gesunken ist. Mit dieser Rate wird t_{loss} in der Größenordnung von mehreren Tagen liegen. Damit eignet sich der LTC3128 für Stand-Alone-Awendungen.

6 Zusammenfassung

Wir haben die theoretische Beschreibung sowohl aktiver als auch passiver Balancing-Strategien untersucht und einige praktische Messungen durchgeführt, um die verschiedenen Merkmale jeder Strategie zu veranschaulichen. Im Folgenden bewerten wir die oben geprüften Regelkreise anhand der Regelgeschwindigkeit, der Verlustleistung sowie der Preisgestaltung. Es liegt jedoch in der Verantwortung des Entwicklers, die beste Lösung auf der Grundlage der für sein Projekt wichtigen Parameter zu finden. Auch Verfügbarkeit, Lebensdauer und Design–In - Zeit könnten die Wahl der Ausgleichsstrategie beeinflussen.

Der Abgleich mit dem Widerstand ist die langsamste Abgleichstrategie, bietet aber den Vorteil eines geringen Stromverbrauchs, niedriger Kosten und eines einfachen Schaltungsdesigns. Abhängig von den verwendeten Widerständen kann es für Stand-Alone-Awendungen geeignet sein.

Die Ausgleichsgeschwindigkeit der Z-Diode ist moderat. Sie bietet den Vorteil eines relativ geringen Stromverbrauchs, niedriger Kosten und eines einfachen Schaltungsentwurfs. Durch die relativ geringe Verlustleistung eignet es sich für Stand-Alone-Anwendungen.

Die MOSFET-Schaltung zeigte auch eine relativ geringe Verlustleistung. Die Ausgleichsgeschwindigkeit ist für das gegebene Beispiel moderat. Wir haben festgestellt, dass die MOSFETS für Stand-Alone-Anwendungen geeignet sein können. Der OP-AMP bietet sicherlich einen sehr schnellen Ausgleich im Vergleich zu den anderen getesteten Strategien, weist aber auch die größte Verlustleistung auf. Im Vergleich zu den anderen Strategien stellt sie auch die teuerste Lösung dar. Aufgrund der hohen Verlustleistung ist der OPA2677 eher nicht für Stan-Alone-Anwendungen geeignet.

Das Evaluation-Board DC1887A sorgte für den schnellsten Spannungsausgleich und eine moderate Verlustleistung. Es handelt sich im Allgemeinen um eine insgesamt bequeme, aber etwas kostspielige Lösung. Was die eingeschlossene DC/DC-Wandlung betrifft, so können die Gesamtkosten als moderat betrachtet werden. Aufgrund der geringen Verlustleistung könnte sich der DC1887A für eine Stand-Alone-Anwendungen eignen. Einen Überblick über die zusammengefassten Ergebnisse finden Sie in Tabelle 2.

Balance Typ	Verlustleistung (mW)	Ausgleichszeit (min)	Relative Kosten
Widerstand, 1 kΩ	15	600	niedrig
Z-Diode, BZX79-B2V7	27	70	niedrig
MOSFET, ALD910022	8	300	moderat
OP-Verstärker, OPA2677	270	3	hoch
Evaluation-Board DC1887A	42	1,5	hoch - moderat

Tabelle 2: Zusammenfassung der Ergebnisse

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

Wir haben folgende Gleichungen abgeleitet:

- Berechnung der Imbalance

$$V_1 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)}$$

und

$$V_2 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right)}$$

- Erforderlichen Ausgleichsstrom

$$I = 2 \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} \cdot C_r$$

- Balancing-Zeit (Mittels Widerstand)

$$t_b = 3 \cdot R_b \cdot C_r$$

- Balancing-Zeit für den Ausgleich mit Z-Dioden

$$t_b^* = 3 \cdot \left(\frac{V_r^2}{f \cdot P_r} \cdot C_r\right)$$

- Halbwertszeit-Selbstentladungszeit

$$t_{loss} = 0{,}7 \cdot \left(\frac{V_g}{I_{loss}} \cdot C_{stack}\right)$$

- theoretische Selbstentladungs-Halbwertszeit (Z-Diode)

$$t_{loss}^* = 0{,}7 \cdot \left(\frac{V_g}{f \cdot I_{loss}} \cdot C_{stack}\right)$$

Wir hoffen, dass die diskutierten Beispiele die Vor- und Nachteile der einzelnen Ansätze veranschaulichen.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

A Anhang

A.1 Ladungserhaltung und Imbalance

In einer Reihenschaltung von N Kondensatoren mit Kapazität C_n beträgt die Gesamtkapazität

$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \ldots + \frac{1}{C_N}$$

mit C_g als effektiver (oder Brutto-) Kapazität. Es ist eine physikalische Voraussetzung, dass in einer Reihenschaltung die Menge der Ladungen q, die in jedem Kondensator gespeichert sind, gleich ist, also

$$q = q_1 = q_2 = \ldots = q_N.$$

Mit Kirchhoffs zweiter Regel

$$V_g = V_1 + V_2 + \ldots + V_N$$

kommen wir zu einer Beziehung zwischen der gesamten angelegten Spannung, Kapazität und Ladung

$$V_g = \frac{q}{C_g} = \frac{q}{C_1} + \frac{q}{C_2} + \ldots + \frac{q}{C_N}$$

Bemerkung: Im Prinzip kann jede Reihenschaltung von N Kondensatoren äquivalent als Reihenschaltung aus zwei Kondensatoren (mit der entsprechenden Spannungsteilung) modelliert werden:

$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \underbrace{\left(\frac{1}{C_2} + \ldots + \frac{1}{C_N}\right)}_{= C_2^*}$$

Der Einfachheit halber benutzen wir ein System aus zwei Kondensatoren mit Kapazität C_1 und C_2:

$$V_g = V_1 + V_2$$

$$V_2 = \frac{q}{C_2}$$

und

$$V_1 = \frac{q}{C_1}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1}{C_2}$$

$$V_g = V_1 + \frac{C_1}{C_2} \cdot V_1 = \left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right) \cdot V_1$$

$$V_1 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$V_g = \frac{C_2}{C_1} \cdot V_2 + V_2 = \left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right) \cdot U_2$$

$$V_2 = \frac{V_g}{\left(\frac{C_2}{C_1} + 1\right)}$$

Oben haben wir das jeweilige absolute Spannungsniveau V_1 und V_2 von Kondensator 1 und Kondensator 2 berechnet. Im Folgenden verwenden wir diese Ausdrücke zur Berechnung der relativen Imbalance ΔV zum Mittelwert

$$\frac{V_g}{2}$$

Wir können zunächst die Spannung V_1 an Kondensator 1 betrachten:

$$\Delta V_1 = \frac{V_g}{2} - \frac{V_g}{\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)} = \frac{V_g\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right) - 2 \cdot V_g}{2\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)}$$

$$\Delta V_1 = \frac{V_g\left(\frac{C_1}{C_2} + 1 - 2\right)}{2\left(\frac{C_1}{C_2} + 1\right)} = \frac{V_g}{2} \frac{\frac{C_1}{C_2} - 1}{\frac{C_1}{C_2} + 1}$$

$$\Delta V_1 = \frac{V_g}{2} \frac{\frac{C_1}{C_2} - \frac{C_2}{C_2}}{\frac{C_1}{C_2} + \frac{C_2}{C_2}}$$

$$\Delta V_1 = \frac{V_g}{2} \cdot \frac{\frac{C_1}{C_2} - \frac{C_2}{C_2}}{\frac{C_1}{C_2} + \frac{C_2}{C_2}} = \frac{V_g}{2} \cdot \frac{C_2\,(C_1 - C_2)}{C_2\,(C_1 + C_2)}$$

$$\Delta V_1 = \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(C_1 - C_2)}{(C_1 + C_2)}$$

In ähnlicher Weise kommen wir für V_2 zu

$$\Delta V_2 = -\frac{V_g}{2} \cdot \frac{(C_1 - C_2)}{(C_1 + C_2)}$$

Daher ist der Betrag der Imbalance an jedem Kondensator gleich groß:

$$\Delta V = |\Delta V_1| = |\Delta V_2| = \left|\frac{V_g}{2} \cdot \frac{(C_1 - C_2)}{(C_1 + C_2)}\right|$$

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

A.2 Imbalance

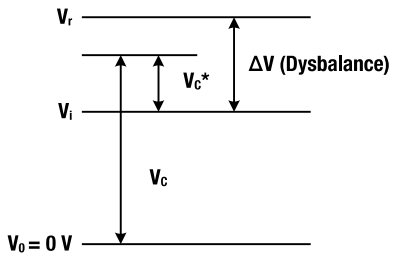

Abbildung 18: Spannungsniveaus eines Kondensators mit Imbalance ΔV

Wie oben angesprochen, führt das Laden von zwei in Reihe geschalteten idealen Kondensatoren mit zwei unterschiedlichen Kapazitäten zu einer ungleichmäßig verteilten Spannung, d.h. zu einem Imbalance ΔV. Abbildung 18 zeigt die Spannungsniveaus eines Kondensators relativ zu seiner Nennspannung V_r. Aufgrund der Imbalance ΔV hat ein Kondensator einen anfänglichen Ladezustand V_i, der sich einstellt, nachdem der Kondensator voll aufgeladen ist. Durch Balancing erreicht der Kondensator den tatsächlichen Ladezustand V_c in Bezug auf die Masse (V_0), die auch in Bezug auf V_i angegeben werden kann:

$$V_C^* = V_c - V_i$$

Es können nun zwei Verhältnisgleichungen gebildet werden:

$$p^* = \frac{V_C^*}{\Delta V} = \frac{(V_c - V_i)}{\Delta V}$$

Sowie

$$p = \frac{V_c}{V_r} \qquad \text{(II)}$$

Das Verhältnis p^*beschreibt den Ladezustand in Bezug auf die Imbalance ΔV und p den Ladezustand in Bezug auf die Nennspannung V_r. Die Ausgleichszeit in diesem R-C-System, mit R_b als äquivalenten Serienwiderstand und C als Kapazität, wird mit

$$\ln\left(\frac{1}{1 - p^*}\right) \cdot (R_b \cdot C)$$

berechnet. Im Folgenden soll ein Ausdruck für p* gefunden werden der sich auf die V_r bezieht. Um eine Beziehung zwischen p und p* zu erhalten, wird p* zunächst umgeschrieben in

$$p^* + \frac{V_i}{\Delta V} = \frac{V_c}{\Delta V}$$

$$p^* \Delta V + V_i = V_c \qquad \text{(I')}$$

Substitution von I' in II:

$$p = \frac{V_c}{V_r} = \frac{p^* \Delta V + V_i}{V_r} \qquad \text{(II')}$$

Mit $\Delta V = V_r - V_i$ kann Gleichung II' auch wie folgt umgeschrieben werden

$$p = \frac{p^*(V_r - V_i) + V_i}{V_r}$$

$$p = \frac{p^* \Delta V + V_r - \Delta V}{V_r}$$

oder

$$p^* = \frac{pV_r - V_r + \Delta V}{\Delta V} = \frac{V_r (p - 1) + \Delta V}{\Delta V}$$

Mit p = 0,9999 (99,99 %) und der theoretisch maximal möglichen Imbalance von (ΔV = 0,49 V, C tol.: -10%/+30%) lässt sich berechnen, dass

$$p^* = \frac{2{,}7\ \text{V}\ (0{,}9999 - 1) + 0{,}49\ \text{V}}{0{,}49}$$

$$p^* = 0{,}99945\ (99{,}945\ \%)$$

Mit dem Wert für p^* kann nun die Ausgleichszeit $t_b = f(R_b \cdot C)$ berechnet werden, wobei

$$f = \ln\left(\frac{1}{1 - p^*}\right)$$

Tabelle 3 enthält eine Zusammenfassung der Werte von p* und f für verschiedene Spannungsverhältnisse p und Imbalancen ΔV.

p	ΔV [V](C tol. [%])	p^*	f
0,9999	0.49 - 10%/30%	0.99945	7,5
0,999	0.49 - 10%/30%	0,9945	5,2
0,995	0.49 - 10%/30%	0,9725	3,6
0,9999	0,27±10%	0,999	6,9
0,999	0,27±10%	0,99	4,6
0,995	0,27±10%	0,95	3,0

Tabelle 3 Berechnung von p^* und f für verschiedene Parameter.

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

A.3 Literatur

[1] F. Beguin und E. Frackowiak (Hrsg.), Supercapacitors Materials, Systems, and Applications, WILEY-VCH Verlag, ISBN: 978-3-527-32883-3, S. 352ff (2013)

[2] R. Kötz et al., Principles and applications of electrochemical capacitors, Electrochimica Acta, 45 (15-16), 2483-2498, doi: 10.1016/s0013-4686(00)00354-6 (2000)

[3] D. Linzen et al., Analysis and Evaluation of Charge-Balancing Circuits on Performance, Reliability, and Lifetime, of Supercapacitor Systems. IEEE-Transactions on Industry Applications, 41(5), 1135-1141, doi: 10.1109/tia.2005.853375 (2005).

[4] H. Li et al., Synchronized Cell-Balancing Charging of Supercapacitors. IFAC-PapersOnLine, 50(1), 3338–3343, doi:10.1016/j.ifacol.2017.08.518 (2017)

[5] R. Kalbitz et al., Superkondensatoren – Ein Leitfaden für den Design-In Prozess, Application Note ANP077, WE eiSos (2020)

[6] Y. Qu et al., Overview of supercapacitor cell voltage balancing methods for an electric vehicle, 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, doi: 10.1109/ecce-asia.2013.6579196 (2013)

[7] F. M. Ibanez, Analyzing the Need for a Balancing System in Supercapacitor Energy Storage Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, 33(3), 2162-2171, doi: 10.1109/TPEL.2017.2697406 (2018)

[8] B.T. Prashant Sing et al., Extensive review on Supercapacitor cell voltage balancing. E3S Web of Conferences. 87. 01010. 10.1051/e3sconf/20198701010 (2019)

[9] K. B. McAfee et al., Observations of Zener Current in Germaniump–nJunctions, Physical Review, 83(3), 650–651. doi:10.1103/physrev.83.650 (1951)

[10] Link zum Modul Superkondensatoren in **REDEXPERT**

[11] Link zum WE Online-Seminar "WE Backup Your Application - Eine echte Superkondensator-Backup-Lösung"

Application Note

Immer im Gleichgewicht – Balancing von Superkondensatoren

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/appnotes

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