

Histogramm-Verfahren für die Signalaussteuerung bei der Impedanzspektroskopie für Fahrzeugbatterien

Tobias Frahm, Florian Rittweger, Thorben Schüthe, Karl-Ragmar Riemschneider

Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, Berliner Tor 7, 20099 Hamburg

Zusammenfassung

Die bewährte Methode der elektrochemischen Impedanzspektroskopie soll in Zukunft auf das gesamte Batteriesystem in Elektrofahrzeugen angewandt werden. Die dabei erfassten Spannungsantworten der Batteriezellen weisen besonders kleine Amplituden und geringe Störabstände auf. In diesem Kontext soll ein messtechnisches Teilproblem untersucht werden. Für die Umsetzung war es Aufgabe, durch einen steuerbaren Vorverstärker den Dynamikbereich des Analog-Digital-Wandlers (ADC) vollständig zu nutzen. Aufgrund der schlechten Signalqualität bei hoher Verstärkung führt das zu frühzeitiger Übersteuerung des ADC. Hieraus ergaben sich zwei Zielstellungen. Zum einen war die Sättigung des ADC zu erkennen und für die Steuerung des Vorverstärkers zu berücksichtigen. Zum anderen sollte der durch Sättigung entstehende Fehler bestmöglich kompensiert werden. Als Randbedingung musste sich auf Methoden beschränkt werden, welche mit minimalem Rechenaufwand im Sensorchip für jede Batteriezelle implementiert werden können. Der Lösungsansatz greift auf die fortlaufende Beobachtung des abgetasteten Signals mit einfachen statistischen Verfahren zurück. Es werden dabei drei Parameter ermittelt: der Anteil der Datenpunkte in Sättigung, die Varianz und Kurtosis der verbleibenden Datenpunkte, die sich nicht in Sättigung befinden. Daraus kann ein Amplituden-Korrekturfaktor bestimmt werden, welcher die fehlerhaft ermittelte Signalamplitude des übersteuerten Messsignals weitgehend ausgleicht. Dieser Amplituden-Korrekturfaktor kann bei der Berechnung der Impedanz eingesetzt werden. Die vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass damit die negativen Auswirkungen infolge der Übersteuerung deutlich zu reduzieren sind.

Keywords: Elektrochemische Impedanzspektroskopie, Mixed-Signal-Processing, Histogramm, ADC-Clipping, Batteriesensorik

1. Motivation

In Elektrofahrzeugen der nächsten Generation soll auch das Batterie-Management-System (BMS) weiter verbessert werden. Zu diesem Zweck gibt es das Bestreben, die im Labor etablierte Methode der Elektrochemischen Impedanzspektroskopie (EIS) einzusetzen. Mithilfe der EIS lassen sich wertvolle Informationen über den Zustand der Batteriezelle ableiten, hierzu gehören der aktuelle Ladezustand, die Zellalterung, die Leistungsprädiktion und die Innentemperatur [1], [2]. Im Fahrzeug werden die Batteriezellen mit niederfrequenten Wechselströmen angeregt, die an jeder Batteriezelle eine Spannungsantwort erzeugen [3], [4], [5], [6]. Aus dem Wechselstrom und der Spannungsantwort wird die Impedanz für ein Spektrum von Anregungsfrequenzen errechnet. In Elektrofahrzeugen werden Batteriezellen mit sehr geringem Innenwiderstand bis unter einem Milliohm eingesetzt. Zudem ist der Anregestrom aus Gründen der verfügbaren Energie und des Schaltungsaufwands limitiert. Für die Wechselströme zur Anregung wird eingeschätzt, dass der Bereich

zwischen 1 A und 10 A umsetzbar ist. Infolgedessen liegen die Spannungsantworten in der Größenordnung von 1 mV. Sie sind mindestens prozentgenau zu erfassen, d. h. auf sieben Bit oder mehr digital aufzulösen. Der ADC benötigt hierfür einen analogen Vorverstärker. Weil Vorverstärkungsfaktoren in der Größenordnung von 1000 mitunter erforderlich sind, werden unter Praxisbedingungen starke Stör- und Rauscheinflüsse auftreten. Die Verstärkungsfaktoren sind nur mit einer begrenzten Stufenzahl einstellbar. In der Gesamtheit führt das zu einem Zielkonflikt. Entweder wird auf Signalauflösung verzichtet oder es wird ein Fehler durch teilweise Übersteuerung des ADC unvermeidbar. Diese gegensätzliche Problematik besteht auch in anderen Anwendungen [7], [8], [9], [10] und ist der Ausgangspunkt für den nachfolgend vorgestellten Lösungsansatz.

2. Systemkontext

Im BMS des Fahrzeugs sind komplexe Rechenmodelle für die Zustandsbestimmung der Batterie implementiert. Sie sollen zukünftig auch auf die Impedanzwerte bei verschiedenen An-

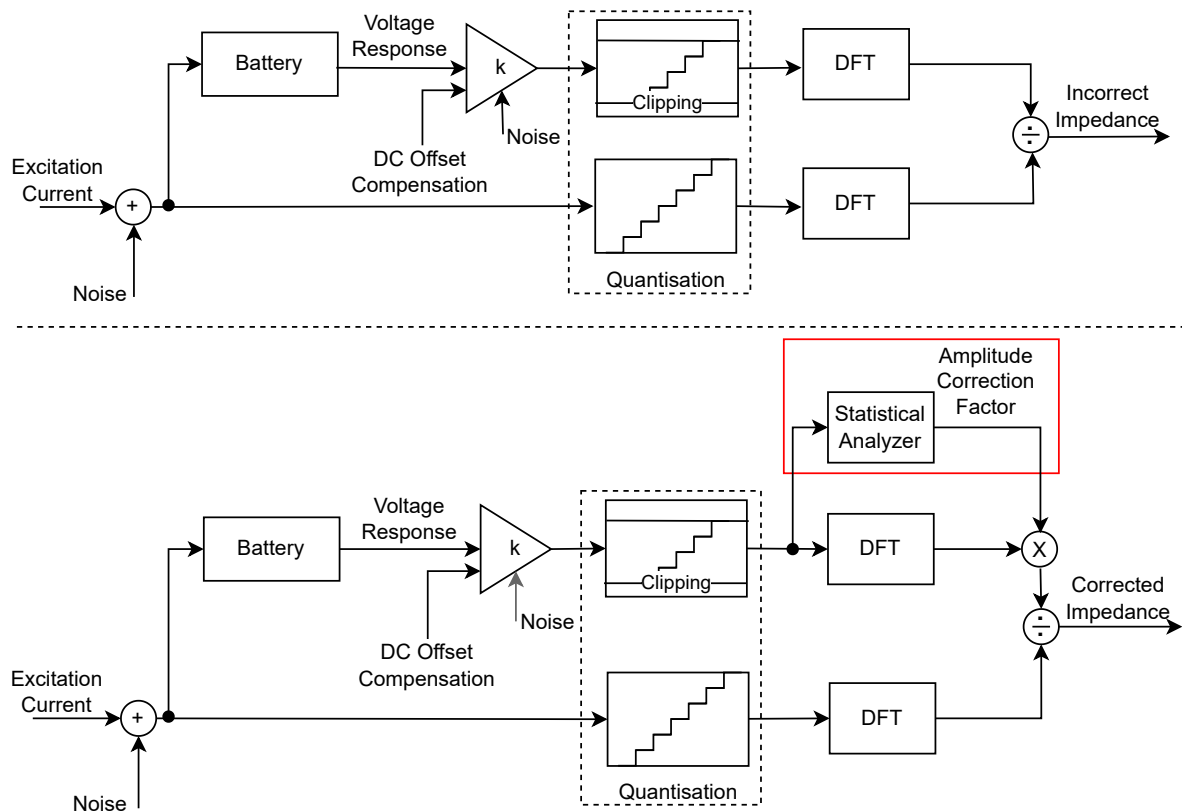


Abb. 1 Die Berechnung der Impedanz wird infolge von unbekannter Amplitude und Rauscheinflüssen verfälscht, wenn eine Sättigung des ADC eintritt (oben). Ziel des vorgestellten Verfahrens ist, die Verfälschung durch einen Amplitude-Korrekturfaktor weitgehend auszugleichen (unten).

regeffrequenzen zurückgreifen können. Hiervon sollen wertvolle Informationen wie Ladezustand, Temperatur, Alterungszustand und Strombelastbarkeit abgeleitet werden. Die Impedanzwerte sind komplexe Größen, welche sich aus den Wechselgrößen von Strom und Spannung errechnen lassen. Hierzu wird ein Wechselstrom mit einer bestimmten Frequenz als Anregung durch die Reihenschaltung der Zellen geleitet. Über jeder Zelle fällt eine resultierende Spannungsantwort ab. Deren Amplitude wird vom ohm'schen Anteil des Innenwiderstands der Zellen bestimmt und die Phase von den kapazitiven Effekten beeinflusst. Es sind Rechenmodelle auf der Basis von Ersatzschaltbildern mit mehreren RC-Gliedern üblich [3].

Bei der Impedanzberechnung werden die Messdaten von Strom und Spannung blockweise ausgewertet, in der Regel erfolgt dies nach Transformation in den Frequenzbereich. Die Abb. 1 zeigt den Messvorgang im Überblick, dabei bestehen folgende Rahmenbedingungen: Die Messung des Anregestroms im Bereich einiger Ampere wird als messtechnisch weniger problematisch eingeschätzt. Die erforderliche Genauigkeit im Prozentbereich ist mit vertretbarem Aufwand

erreichbar. Vereinfachend wird für den Anregestrom von einem nicht übersteuerten Messsignal ausgegangen.

Dies gilt nicht für den Messbereich der Spannungsantworten. Die niederohmigen Zellen erfordern hohe Verstärkungsfaktoren, welche zudem an das aktuelle Signal angepasst werden. Dies erfolgt mithilfe einer stufenweise Steuerung des Vorverstärkers durch die nachgeschaltete digitale Signalverarbeitung. Zudem muss eine Subtraktion des Gleichanteils der Zellspannung erfolgen. Dies kann durch eine steuerbare Subtrahierschaltung oder eine kapazitive Wechselstromkopplung erfolgen. Letzteres ist für eine niederfrequente Anregung bis unter einen Hertz nicht mehr praktisch umsetzbar, weil die notwendigen Kondensatoren sehr groß würden. Daher wird der Gleichanteil auch durch eine steuerbare Referenzspannung kompensiert. Diese wird ebenfalls vom erfassten Digitalsignal errechnet. Dabei wird eine symmetrische Nutzung des Dynamikbereichs des ADC angestrebt.

Die Voruntersuchungen zeigen, dass im Gegensatz zur Strommessung von einem sehr ungünstigen Störabstand auszugehen ist. Unter diesen Bedingungen ergeben sich in der Regel zahlrei-

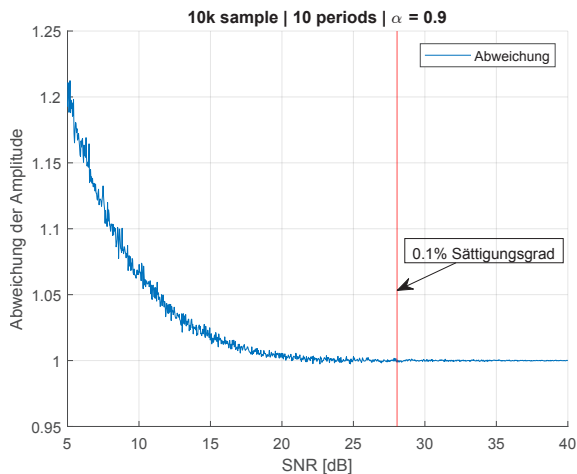


Abb. 2 Rauschteile bewirken eine Abweichung in der berechneten Amplitude α der DFT.

che Abtastpunkte, welche sich im oberen und unteren Sättigungsbereich der Analog-Digital-Umsetzung liegen.

Die Abb. 2 zeigt, dass bereits durch eine Sättigung des ADC allein durch Rauschteile des Signals die berechnete Amplitude verfälscht wird. Und das obwohl die Signalamplitude ohne Rauschen noch nicht übersteuert ist. Ob sich der ADC in Sättigung befindet und inwieweit die Amplitude verfälscht ist, kann durch eine Klirrfaktoranalyse festgestellt werden. Sie ist jedoch vergleichsweise rechenaufwendig. Wenn sich die Ableitung des gemessenen Signals abschnittsweise zu null ergibt, kann eine Aussage über den Grad der Übersteuerung getroffen werden. Bei starken Rauschteilen ist diese Methode ungeeignet. Auch das einfache Betrachten der Minimal- und Maximalwerten im ADC kann für eine Beurteilung des Sättigungszustands des ADC eingesetzt werden. Weiterhin ist es für eine optimale Aussteuerung notwendig, dass sich die Abtastwerte des Signals möglichst symmetrisch im Dynamikbereich des ADC verteilen. Dies wird ebenfalls durch das Zusammenwirken von analoger und digitaler Signalverarbeitung sichergestellt. Das vorgestellte Verfahren lässt eine Auswertung der Symmetrie der blockweise erfassten Messwerte zu und steuert damit die erforderliche Referenzspannung, welche von der veränderlichen Zellspannung subtrahiert wird. Diese Kompensierung muss trotz vergleichsweise großer Spannung hinreichend präzise erfolgen, da anschließend hohe Verstärkungsfaktoren verwendet werden.

3. Lösungsansatz

Der Lösungsansatz besteht in der stochastischen Auswertung der Verteilung der Daten-

punkte des Signals. Mit den gemessenen Charakteristiken wird ein Rückschluss auf den Grad des Fehlers der Messung ermöglicht. Entsprechende Amplitude-Korrekturfaktoren (AKF) können zur Korrektur angewandt werden. Das Histogramm wird in $h_b = 2^n$ Klassen mit $n = 12$ aufgeteilt, dies entspricht den Quantisierungsstufen des ADC. Die Ränder h_0 und h_b beinhalten die Datenpunkte in den Grenzbereichen des Dynamikumfangs des ADC. Über den Anteil der Datenpunkte, welche sich in den Randbereichen befinden, lässt sich eine Aussage über den Sättigungsgrad des ADC treffen. In Kombination mit den stochastischen Momenten der Varianz sowie der Kurtosis kann der Fehler, welcher durch Sättigung des ADC entsteht, einem AKF zugeordnet und anschließend kompensiert werden.

4. Statistische Analyse

Das Histogramm findet unter anderem Anwendung zum Testen und zur Charakterisierung von Analog-Digital-Wandlern [12]. Sinusförmige Signale weisen eine charakteristische Verteilungsfunktion auf, welche qualitativ einem Spezialfall der Beta-Verteilung für $\alpha = \beta$ entspricht. In der Abb. 3 (linke Spalte) ist die charakteristische Ausprägung des Histogramms eines periodengenauen, sinusförmigen Signals für steigende Verstärkungen zu sehen. Zu erkennen ist, dass die Datenpunkte sich bei zunehmender Verstärkung des Signals in die Randbereiche verlagern. Der Anteil der sich in Sättigung befindlichen Abtastwerte wird im folgenden Sättigungsgrad c genannt. Dies wird auch durch die statistischen Momente der Verteilung beeinflusst. Dazu gehören Varianz und Kurtosis (Wölbung). Die Abb. 3 (unten) zeigt den Verlauf des Histogramms bei zunehmendem Rauschen (Verschlechterung des SNR) und konstanter Verstärkung. Im Vergleich zu einem rauschfreien sinusförmigen Signalverlauf bildet sich das Histogramm weniger markant aus. Die Datenpunkte verteilen sich gleichförmiger über alle Klassen des Histogramms, bis die Sättigung durch starkes Rauschen wieder zu einer Konzentration der Datenpunkte in den Randbereichen führt. Auffällig ist außerdem, dass die Varianz mit steigendem Sättigungsgrad des ADC wenig Veränderung aufweist, wohingegen die Kurtosis sensibler reagiert. Das Histogramm ist durch einfaches Zählen der Abtastpunkte im Wertebereich einer Klasse zu implementieren. Es kann verwendet werden, um Rückschlüsse auf die Signalqualität des vorliegenden Signals zu ziehen und um Korrekturen von Verfälschungen zu ermöglichen.

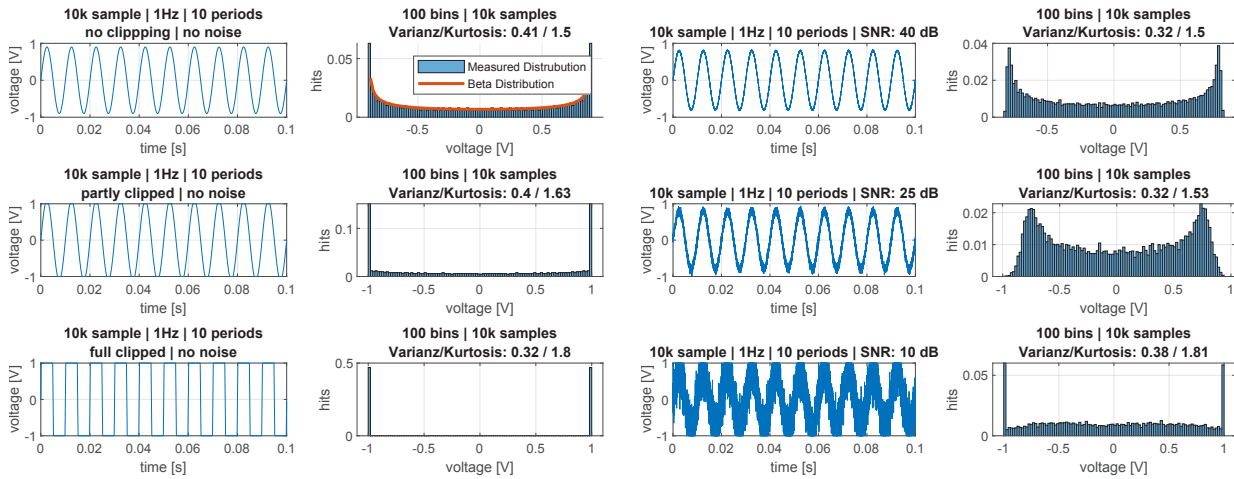


Abb. 3 Die linken Histogramme werden durch rauschfreie Signale mit verschiedener Amplitude erzeugt. Dabei werden unterschiedliche Sättigungsgrade dargestellt. Die rechten Histogramme zeigen verschiedene Rauschverhältnisse bei konstanter Amplitude.

5. Ermittlung der Korrekturfaktoren

Der Zusammenhang der Korrekturfaktoren zeigt sich über den Störabstand und der Verstärkung des Signals mit den drei angeführten Größen:

- Sättigungsgrad als Anteil der Datenpunkte in der Sättigung des ADC
- Varianz der Verteilung der Abtastwerte¹
- Kurtosis der Verteilung der Abtastwerte¹

Der Dynamikbereich des ADC ist in b Stufen aufgelöst. Jeder Abtastpunkte kann in einem Histogramm einer Klasse h_i zugeordnet werden, wobei $b \leq i$ ist. Der Sättigungsgrad ergibt sich aus der Anzahl der Abtastpunkte n_0 und n_b in den äußersten Klassen h_0 und h_b des Histogramms nach Gl. (1).

$$c = \frac{n_0 + n_b}{n} \cdot 100 \quad (1)$$

Die Ermittlung der AKF muss zuvor mittels Simulation erfolgen. Dafür wird in der Simulation ein sinusförmiges Referenzsignal $u_{Ref}(t)$ mit bekannter Amplitude verwendet, das kein Rauschen aufweist. Spektralanteile außerhalb der Grundfrequenz f_0 des Referenzsignals werden nicht betrachtet. Dieses Signal $u_{Ref}(t)$ wird außerdem mit additivem Rauschen beaufschlagt, entsprechend dem Batteriemodell beeinflusst und multiplikativ verstärkt. Anschließend wird es in den Minimal- und Maximalwerten begrenzt und quantisiert. Hierfür werden die relevanten Kombinationen aus SNR n und Verstärkung g durchlaufen. Es ergibt sich das Signal $u_{n,g}(t)$. Dafür wird jeweils der Sättigungsgrad des ADC, die Varianz $\sigma^2(u_{n,g}(t))$ und die Kurtosis $w(u_{n,g}(t))$ bestimmt. Für den AKF ergibt sich im Frequenzbereich Gl. (2).

¹Nicht berücksichtigt werden Abtastwerte in der Sättigung des ADC.

$$AKF_{n,g} = \frac{|\hat{U}_{Ref}(f_0)|}{|\hat{U}_{n,g}(f_0)|} \quad (2)$$

Zur weiteren Optimierung kann der Korrekturfaktor auch komplex bestimmt werden, der aktuelle Ansatz verwendet den Betrag und skaliert den Imaginär- und Realteil der komplexen Amplitude.

6. Kalibrations- und Arbeitsphase

Zunächst wird eine Kalibrationsphase durchgeführt, in welcher eine Zuordnung des AKF anhand der statistischen Eigenschaften des Ausgangssignals erfolgt. Diese Zuordnung wird als tabellarische Abbildung in einer Look-Up Tabelle (LUT) gespeichert, siehe Abb. 4. Die Einträge der LUT werden durch Simulationsläufe für alle Parameterkombinationen aus Verstärkung (Gain) und Rauschanteil (Noise) erzeugt. Dabei durchlaufen die Parameter stufenweise Bereiche, die für die Anwendung zuvor abgeschätzt wurden. Sofern dabei Einträge der LUT nicht besetzt werden, erfolgt eine Interpolation. Die Mehrfachbesetzung von Einträgen in der LUT kam in der Simulation selten vor, in diesem Fall wurde der vorherige Eintrag überschrieben. Der resultierende Fehler hat einen vernachlässigbaren Einfluss. Dies entspricht auch der geringen Abweichung in der Differenzdarstellung in Abb. 5 (unten rechts).

In der späteren Arbeitsphase kann das Messsignal nach den statistischen Eigenschaften blockweise analysiert werden. Die drei Ergebnisse der Analyse können unmittelbar als Index der LUT verwendet werden und der AKF aus der LUT ausgelesen werden. Die Abb. 5 zeigt die Charakteristik des Sättigungsgrades und der stochastischen Momente für die Signale $u_{n,g}(t)$. Als Alternative zur LUT kann eine Funktion von

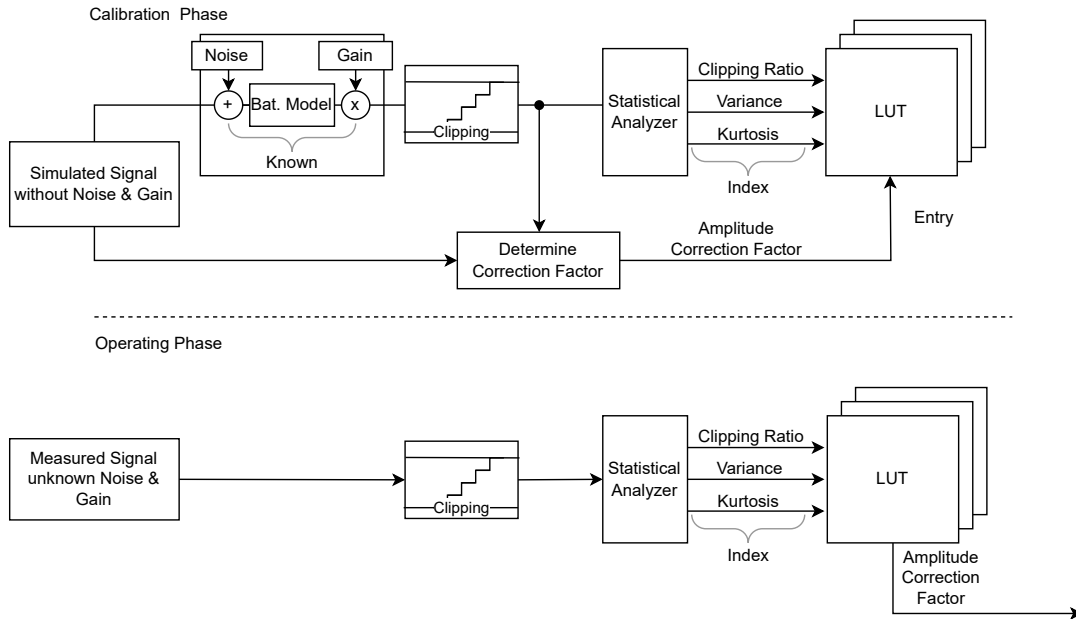


Abb. 4 Während der Kalibrationsphase wird die LUT erstellt. Während der Arbeitsphase liefert die LUT den Amplituden-Korrekturfaktor.

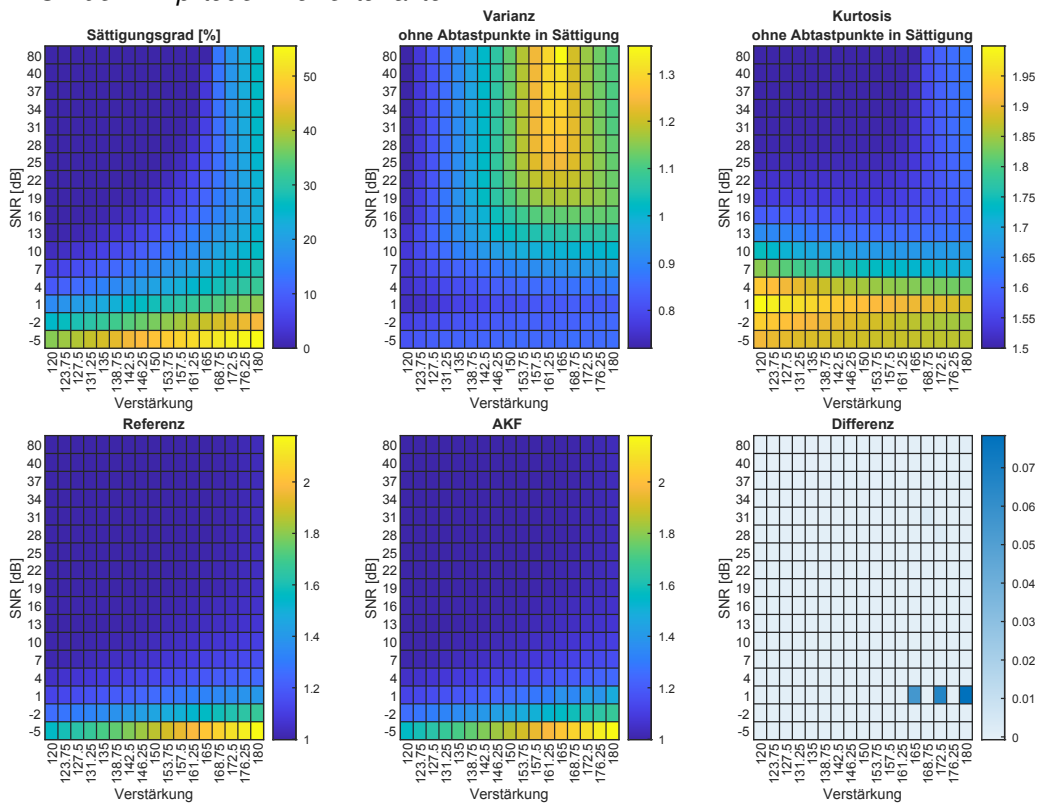


Abb. 5 Die stochastischen Merkmale der Verteilung (oben) werden verwendet, um auf die Signalqualität zu schließen. Die AKF (unten) werden für jede Kombination von Verstärkungsfaktoren und Rauschabstand des Signals gebildet. In den Darstellungen (oben) ist zu erkennen, dass der Sättigungsgrad, die Varianz und die Kurtosis unterschiedliche Bereiche mit deutlichen Gradienten aufweisen. Diese Bereiche ergänzen sich in der Überdeckung. Damit wird eine Zuordnung mit hinreichender Sicherheit möglich, wenn diese drei Parameter herangezogen werden.

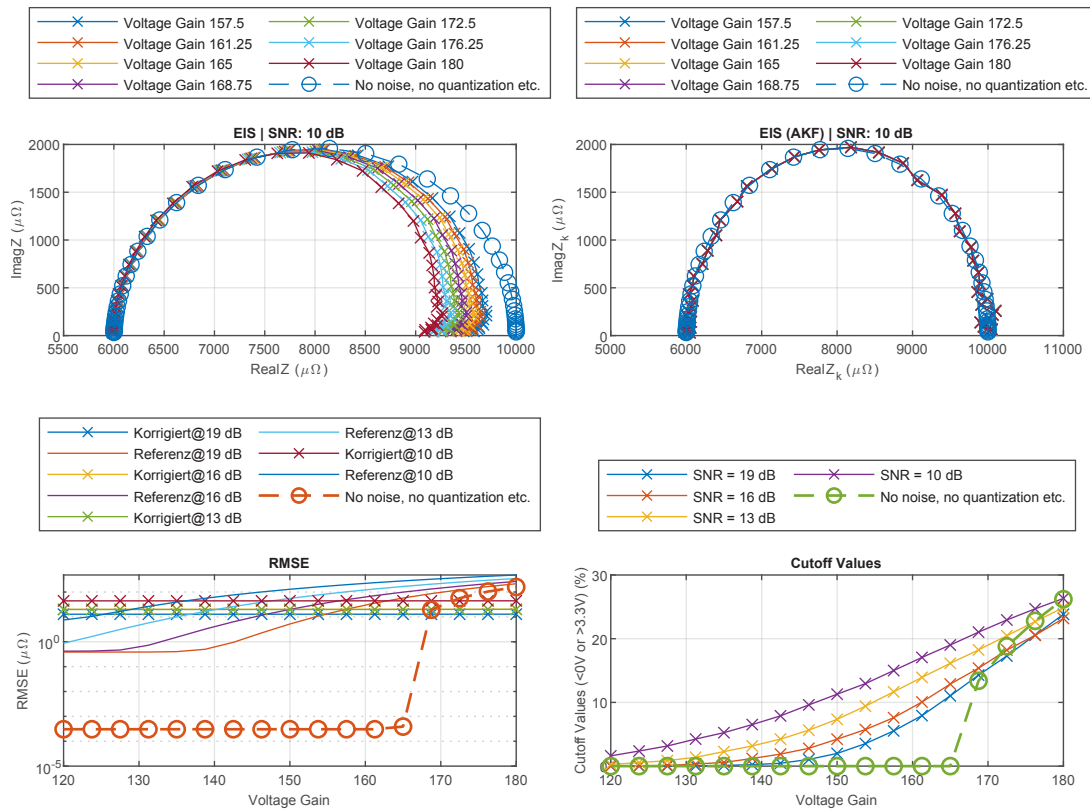


Abb. 6 Das EIS-Spektrum weist nach der Korrektur eine deutliche Verbesserung im direkten Vergleich auf. Die Korrektur ist besonders bei hohen Verstärkungen wirksam, was auf den Amplitudengang des Batteriemodells zurückzuführen ist.

drei Variablen verwendet werden. Die Koeffizienten einer Linearkombination von c , σ^2 und w wurden durch numerische Optimierung bestimmt und zeigten vergleichbare Ergebnisse.

7. Simulationsbeispiel

Zunächst werden die AKF in der Simulation² berechnet. Hierfür wurde der in Abb. 4 dargestellte Signalfuss implementiert. Das Stromsignal wird vor der Berechnung der Spannungsantwort mit additivem weißem Rauschen beaufschlagt. Das verwendete Batteriemodell ist ein einfaches RRC-Modell ($R_0 = 6 \text{ m}\Omega$, $R_1 = 4 \text{ m}\Omega$, $C_1 = 500 \text{ mF}$), womit wurde die Spannungsantwort transient berechnet. Der Rauscheinfluss am Verstärker wurden nicht berücksichtigt. Die Anregung erfolgt mit einer Amplitude von 1 A, der erwartete Wechselanteil der Spannungsantwort liegt bei ca. 10 mV. Der durch die Batteriespannung aufgeschlagene Gleichanteil der Spannungsantwort wird subtrahiert. Die Quantisierung erfolgt mit einem Dynamikbereich von 12-Bit, die Sättigung des ADC wird durch die Limitierung der Werte simuliert. Die Grenzwerte liegen für das Minimum bei 0 V und im Maxi-

imum bei 3,3 V. Die Verarbeitung der Signale erfolgt blockweise mit 10000 Abtastwerten. Für die Bildung der AKF wird die Simulation für den Wertebereich der Verstärkung $g = 120 \dots 180$ und dem Störabstand $n = -5 \dots 80 \text{ dB}$ durchgeführt. In der Arbeitsphase erfolgt die Berechnung der EIS aus Messwerten. Wenn Sättigung auftritt, dann wird auf die zuvor berechnete LUT zugegriffen. Der dort entnommene AKF wird multiplikativ mit der Amplitude der Spannung im Frequenzbereich verrechnet, siehe Gl. (3). Zur Validierung wurden die vorgenannten Bereiche der Verstärkung und des Störabstands durchlaufen und jeweils das Impedanzspektrum für alle Frequenzen f_i der EIS bestimmt.

$$Z_k(f_i) = \frac{\hat{U}_{n,g}(f_i) \cdot AKF}{\hat{I}(f_i)} \quad \forall i = 1 \dots m \quad (3)$$

8. Ergebnisse und Diskussion

Die Ergebnisse in Abb. 6 zeigen eine deutliche Verbesserung in der Berechnung der EIS. Es werden in der Abbildung die Nyquist-Plots des einfachen RRC-Modells dargestellt, die einen Halbkreis in der komplexen Darstellung bilden. Die Berechnung der EIS weist ohne Korrektur (oben links) einen ausgeprägten Fehler im Be-

²Der Quellcode zum dargestellten Simulationsbeispiel: <https://github.com/TobiasFrahm/histogramm-verfahren>

reich mit hohem Realteil auf. Dies entspricht der niederfrequenten Anregung. Hier wirkt sich der Amplitudengang des Modells aus. Der Fehler zeigt sich in einer sättigungsabhängigen Stauchung des Halbkreises im Nyquist-Plot. In der Simulation traten bis zu 10% verfälschte Impedanzwerte auf. Dieser Fehler kann mit dem vorgeschlagenen Korrekturverfahren erheblich vermindert werden, er reduziert sich auf etwa 1%.

Die Abb. 6 (unten rechts) zeigt den prozentualen Sättigungsgrad in Abhängigkeit der Verstärkung der Spannung. Das Korrekturverfahren ist bei minimalem Sättigungsgrad nicht erforderlich. Es sollte dann nicht angewandt werden, weil es ggf. zu einem geringen zusätzlichen Fehler führen kann, siehe Abb. 6 (unten links).

Eine statistische Analyse der Abtastwerte ist bereits zur Steuerung der Vorverstärkung verwendet worden [13]. Die vorgestellte Methode zur Korrektur der Sättigung geht darüber hinaus, sie ist zunächst in einer Simulation untersucht worden. Das Amplituden-Korrekturverfahren wird gegenwärtig auf Mikrocontrollern im Rahmen der Entwicklung von Batterie-Zellsensoren umgesetzt. Dies ist ein Teilbeitrag zum Gesamtziel des Forschungsprojekts, gemeinsam mit Projektpartnern die elektrochemische Impedanzspektroskopie als Messmethode für große Fahrzeugbatterien in Elektrofahrzeugen verfügbar zu machen.

Förderung

Die Untersuchung entstand im Rahmen des Verbundprojekts ProMoBiS - "Progressive Multizell-Verbund-Konzepte für Batteriesysteme mit integrierter Sensorik". Das Forschungsprojekt wird vom Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) im Rahmen des 7. Energieforschungsprogramms (Förderkennzeichen 03ETE046G) im Bereich "Energiewende im Verkehr" gefördert und vom Projektträger Jülich betreut.

Literatur

- [1] J. P. Schmidt, *Verfahren zur Charakterisierung und Modellierung von Lithium-Ionen Zellen*, Dissertation, Karlsruhe, KIT Scientific Publishing (2013)
- [2] Kohs, Alexander *Batteriemodell zur Prädiktion des Gesundheitszustands von Lithium-Ionen-Batterien*, Dissertation, Univ. Stuttgart, Springer (2022); doi: 10.1007/978-3-658-37679-6
- [3] P. Keil und A. Jossen, *Aufbau und Parametrierung von Batteriemodellen*, 19. DESIGN&ELEKTRONIK-Entwicklerforum Batterien & Ladekonzepte, München, (2012); mediatum.ub.tum.de/doc/1162416/1162416.pdf
- [4] V. Roscher, K.-R. Riemschneider, N. Sassano, *Batterie-Zellsensoren mit drahtloser Kommunikation und verteilter Signalverarbeitung*, Automobil-Sensorik, T. Tille, Hrsg., Springer, (2016); doi: 10.1007/978-3-662-48944-4_2
- [5] T. Hammerschmidt, J.P. Schmidt, *Impedanzsensorik für Batteriezellen in Elektro-Fahrzeugen* in *Automobil-Sensorik*, T. Tille, Hrsg., Springer, (2018); doi: 10.1007/978-3-662-56310-6_5
- [6] V. Roscher, M. Schneider, P. Durda, N. Sassano, S. Pereguda, E. Mense, K.R. Riemschneider *Synchronisation using wireless trigger-broadcast for impedance spectroscopy of battery cells*, IEEE SAS Sensors Applications Symposium (2015); doi: 10.1109/sas.2015.7133608
- [7] J. S. Abel, J. O. Smith, *Restoring a clipped signal* in Proc. IEEE ICASSP, pp. 1745–1748, (1991); doi: 10.1109/icassp.1991.150655
- [8] S.-K. Ting, A. H. Sayed, *Mitigation of clipping in sensors* IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 5934–5938, (2013); doi: 10.1109/ICASSP.2013.6638803
- [9] N. Zhou, J. Wang, B. Sun, R. Liu and N. Hu, *The Automatic Repairing Method Addressing Clipping Distortions and Frictional Noises in Electronic Stethoscope*, IEEE 7th International Conference on Bioinformatics and Computational Biology (ICBCB), pp. 195–199, (2019); doi: 10.1109/ICBCB.2019.8854669
- [10] A. D. C. Chan, J. R. Green, D. MacIsaac, G. D. Fraser, *Detection of ADC clipping, quantization noise, and amplifier saturation in surface electromyography*, IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications Proceedings, (2012); doi: 10.1109/memea.2012.6226629
- [11] P. Jung, *Periodically driven stochastic systems*, Physics Reports, pp. 175–295, (1993); doi: 10.1016/0370-1573(93)90022-6
- [12] R.S. Gamad, D.K. Mishra, *Gain error, offset error and ENOB estimation of an A/D converter using histogram technique*, Measurement, Volume 42, Issue 4, pp. 570–576, (2009); doi: 10.1016/j.measurement.2008.10.003
- [13] T. Frahm *Sensorsystem für die Impedanzspektroskopie in Fahrzeugbatterien: Analogvorstufe, Signalverarbeitung und Software*, Masterarbeit, HAW Hamburg, 2023.