

# Approximative Modellierung eines LLC-Resonanzwandlers mit Takagi-Sugeno-Modellen

Alessio Cavaterra<sup>1</sup>, Martin Wattenberg<sup>2</sup>, Ulf Schwalbe<sup>1</sup>, Steven  
Lambeck<sup>1</sup>

<sup>1</sup>FB Elektrotechnik und Informationstechnik, Hochschule Fulda

Leipziger Str. 123, 36037 Fulda

E-Mail: {alessio.cavaterra,ulf.schwalbe,steven.lambeck}@et.hs-fulda.de

<sup>2</sup>Infineon Technologies Austria AG

siemensstr. 2, 9500 Villach

E-Mail: martin.wattenberg@infineon.com

## 1 Einführung

Elektrofahrräder (kurz „E-Bikes“) sind aus der modernen Mobilität nicht mehr wegzudenken und gewinnen stetig an Bedeutung [1, 2]. Die steigenden Absatzzahlen motivieren Entwicklungsarbeiten an kompakten und leichten Batterieladegeräten. Im F&E-Projekt „SCharger“ des Fachbereichs Elektrotechnik und Informationstechnik der Hochschule Fulda werden solche Verbesserungen untersucht. Aufbauend auf einer Resonanzwandler-Topologie mit einem LLC-Schwingkreis (s. Bild 1) wird erforscht inwiefern abseits von der üblichen gleichstrom- und gleichspannungsorientierten Ladestrategie eine Batterieladestrategie mit einem AC-Batteriestrom und einer DC-Batterieladespannung (AC - engl. „alternating current“, DC - engl. „direct current“) durch Ausbau des üblichen Zwischenkreiskondensators ermöglicht werden kann [3, 4]. Der Verzicht auf dieses Bauteil bewirkt eine pulsierende 100 Hz-Netzspannung, die wiederum permanente Parameteränderungen hervorruft. Diese und viele weitere nichtlineare Effekte stellen hohe Anforderungen an das Modell und das darauf basierende Steuer- und Regelgesetz.

DOI: 10.58895/ksp/1000138532-12 erschienen in:

**Proceedings - 31. Workshop Computational Intelligence : Berlin, 25. - 26. November 2021**

DOI: 10.58895/ksp/1000138532 | <https://www.ksp.kit.edu/site/books/m/10.58895/ksp/1000138532/>

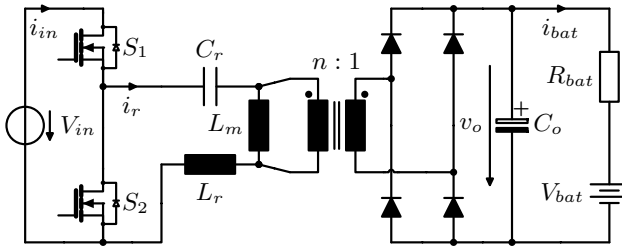


Bild 1: Schaltplan eines LLC-Resonanzwandlers mit ausgangsseitiger Batterie.

Der vorliegende Beitrag zeigt in Kürze die simple Modellierung des LLC-Resonanzwandlers mit Hilfe von Takagi-Sugeno (TS) Fuzzy-Modellen, die einen systematischen Reglerentwurf in künftigen Arbeiten vereinfachen soll. Hierbei werden die Kleinsignalmodelle von Mohammadi et al. [5] als Submodelle innerhalb des TS-Systems verwendet und somit das Großsignalverhalten approximiert. Der Beitrag legt den Fokus auf die Modellierungsergebnisse.

## 2 Lineare Kleinsignalmodelle für LLC-Wandler

Die mathematische Modellbildung von LLC-Resonanzwandlern kann auf unterschiedlichen Wegen erfolgen. Mohammadi et al. schlagen in [5] eine neue Methode zur Modellbildung eines LLC-Wandlers mit Hilfe des sog. „Homopolaritätszyklus“ vor. Der Homopolaritätszyklus beschreibt hierbei, zu welchem Anteil innerhalb eines Schaltzyklus die Polarität der Inverterspannung  $v_{inv}$  und die Polarität der Sekundärkreissspannung  $v_{sec}$  das selbe Vorzeichen besitzen. In Kombination mit der Schaltfrequenz  $f_s$  (Stellgröße) der Leistungsschalter in der Halbbrücke und der Resonanzfrequenz

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (1)$$

können nun die zwei Arbeitsbereiche  $f_s \leq f_r$  (Boost-Modus bzw. Resonanzfall) und  $f_s > f_r$  (Buck-Modus) definiert werden.

Für jeden Bereich schlagen die Autoren jeweils zwei lineare Übertragungsfunktionen vor, welche die Ausgangsspannung  $\hat{v}_o$  in Abhängigkeit von der

Schaltfrequenz  $\hat{f}_s$  sowie der Eingangsspannung  $\hat{v}_{in}$  wie folgt zusammenfassen:

$$\hat{v}_o(s) = G_{b,f_s}(s) \cdot \hat{f}_s(s) + G_{b,vin}(s) \cdot \hat{v}_{in}(s) \quad (2)$$

$$\hat{v}_o(s) = G_{a,f_s}(s) \cdot \hat{f}_s(s) + G_{a,vin}(s) \cdot \hat{v}_{in}(s) \quad (3)$$

Die Indizes  $b$  bzw.  $a$  deuten den unteren Arbeitsbereich („below“) bzw. den oberen Arbeitsbereich („above“) an. Der Resonanzfall  $f_s = f_r$  ist dabei in Gleichung (2) abgedeckt. Aus Platzgründen wird auf die Darstellung der Übertragungsfunktionen verzichtet und auf die Veröffentlichung [5] verwiesen. Alle Übertragungsfunktionen weisen ein schwingungsfähiges Verzögerungsverhalten zweiter Ordnung auf. Die jeweiligen Dämpfungsgrade und Eigenkreisfrequenzen der Übertragungsglieder sind hierbei insbesondere abhängig von der Eingangsspannung  $V_{in}$  und der Schaltfrequenz  $f_s$ . Wie im nächsten Abschnitt deutlicher gezeigt wird, lassen sich für das Batteriestromsignal sehr ähnliche Aussagen treffen.

### 3 Approximation über Takagi-Sugeno-Modell

Die Erweiterung des LLC-Resonanzwandlers von Mohammadi et al. [5] um eine Batterielast am Ausgang gestaltet sich vergleichsweise einfach, wenn in Reihe zum ohmschen Lastwiderstand eine DC-Spannungsquelle eingefügt wird (s. Bild1) und zugleich die Annahmen gelten, dass sämtliche Änderungen des Batteriestroms nicht vorhanden und die DC-Batteriespannung konstant ist.

$$i_{bat} = \frac{v_o - V_{bat}}{R_{bat}}, \quad \frac{\partial i_{bat}}{\partial t} = 0, \quad V_{bat} = \text{const.} \quad (4)$$

Über diese Annahmen und den Herleitungen in [5] lässt sich damit explizit eine Gleichung für den Batteriestrom  $i_{bat}(s)$  im Laplace-Bereich aufstellen.

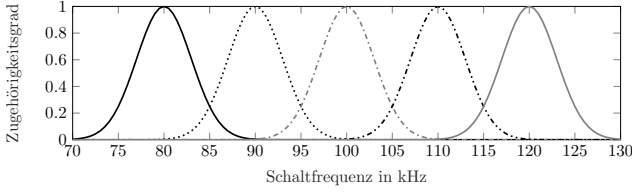


Bild 2: Äquidistante Gauß'sche Zugehörigkeitsfunktionen der Schaltfrequenzen.

Um nicht den Rahmen des Kurzbeitrags zu sprengen, wird im Folgenden auf die Herleitung verzichtet.

$$i_{bat}(s) = G_{i,x,fs}(s) \cdot \hat{f}_s(s) + G_{i,x,vin}(s) \cdot \hat{v}_{in}(s) + G_{i,x,vbat}(s) \cdot V_{bat}(s) + \tilde{a}_y \quad \text{mit } x = \{b, a\} \quad (5)$$

In obiger Gleichung stellt die Übertragungsfunktion  $G_{i,x,vbat}(s)$  für alle Bereiche  $b$  und  $a$  nur eine Verstärkung dar. Dies gilt auch für den affinen Teilterm  $\tilde{a}_y$ . Die Übertragungsfunktionen für  $\hat{f}_s(s)$  sowie  $\hat{v}_{in}(s)$  sind jedoch vom Arbeitsbereich abhängig.

$$G_{i,b,fs}(s) = \frac{K_{b,fs} \cdot (\gamma_b s - \delta_b)}{s^2 + \alpha_b s + \beta_b} \quad G_{i,b,vin}(s) = \frac{K_{b,vin}}{s^2 + \alpha_b s + \beta_b} \quad (6)$$

$$G_{i,a,fs}(s) = \frac{K_{a,fs}}{s^2 + \alpha_a s + \beta_a} \quad G_{i,a,vin}(s) = \frac{K_{a,vin}}{s^2 + \alpha_a s + \beta_a} \quad (7)$$

In den Gleichungen (6) sowie (7) ist angedeutet, dass das charakteristische Polynom je nach Arbeitsbereich unverändert bleibt. Jedoch sind strukturelle Änderungen im unteren Arbeitsbereich zu beobachten: Die Übertragungsfunktion der Schaltfrequenz im unteren Arbeitsbereich  $G_{i,b,fs}(s)$  besitzt eine Nullstelle in der rechten  $s$ -Halbebene. Im oberen Arbeitsbereich verschwindet diese Nullstellen hingegen (s.  $G_{i,a,fs}(s)$  in Gleichung (7)). Das lokale Systemverhalten eines LLC-Resonanzwandlers verändert sich also in jedem Schaltzyklus nicht nur hinsichtlich des Dämpfungsgrades und der Eigenkreisfrequenz, sondern auch bezüglich der Struktur (Nullstelle).

Im Rahmen des SCharger-Projekts werden alle Arbeitsbereiche innerhalb einer 100Hz-Periode zyklisch durchlaufen. Die einzelnen Übertragungsfunktionen

müssen daher miteinander verknüpft werden. Die Verknüpfung geschieht über ein TS-Modell mit  $N$  Submodellen, welches die Schaltfrequenz  $f_s$  als Schedulingvariable in der Prämisse nutzt. Die Gauß'schen Zugehörigkeitsfunktionen  $\mu_j(f_s)$  gewährleisten hierbei ein „weiches“ Umschalten zwischen den Arbeitsbereichen.

$$i_{bat}(s) = \sum_{j=1}^N h_j \cdot (G_{i,j,f_s}(s) \cdot \hat{f}_s(s) + G_{i,j,vin} \cdot \hat{v}_{in}(s) + G_{i,j,vbat} \cdot V_{bat}(s) + \tilde{a}_y) \quad (8)$$

$$h_j = \frac{\mu_j}{\sum_{j=1}^N \mu_j} \quad (9)$$

## 4 Simulationsergebnisse

Die im Paper [5] gegebenen Parameter des LLC-Wandlers werden in einem MATLAB/Simulink-Simulationsmodell übernommen. Der Resonanzwandler besitzt eine Resonanzfrequenz bei  $f_r = 96\text{kHz}$ . Es werden  $N = 5$  Zugehörigkeitsfunktionen  $\mu_j$  mit  $j = 1 \dots N$  um  $f_r$  definiert, deren Erwartungswerte bei äquidistant-verteilten Stützpunkten der Schaltfrequenz  $f_s$  angesetzt werden (s. Bild 2). Die Modellierungsgüte des TS-Modells wird anhand einiger sprungförmiger Anregungen der Schaltfrequenz  $f_s$  bzw. der Eingangsspannung  $V_{in}$  im Bild 3 veranschaulicht.

## 5 Diskussion und Ausblick

Anhand der Experimente im Bild 3 wird deutlich, dass die Modellierungsgüte im oberen Arbeitsbereich (hohe Schaltfrequenzen  $f_s$ ) aufgrund von hohen Fehlern von bis zu 2 A gering ist. Allerdings ist die Güte im unteren Arbeitsbereich

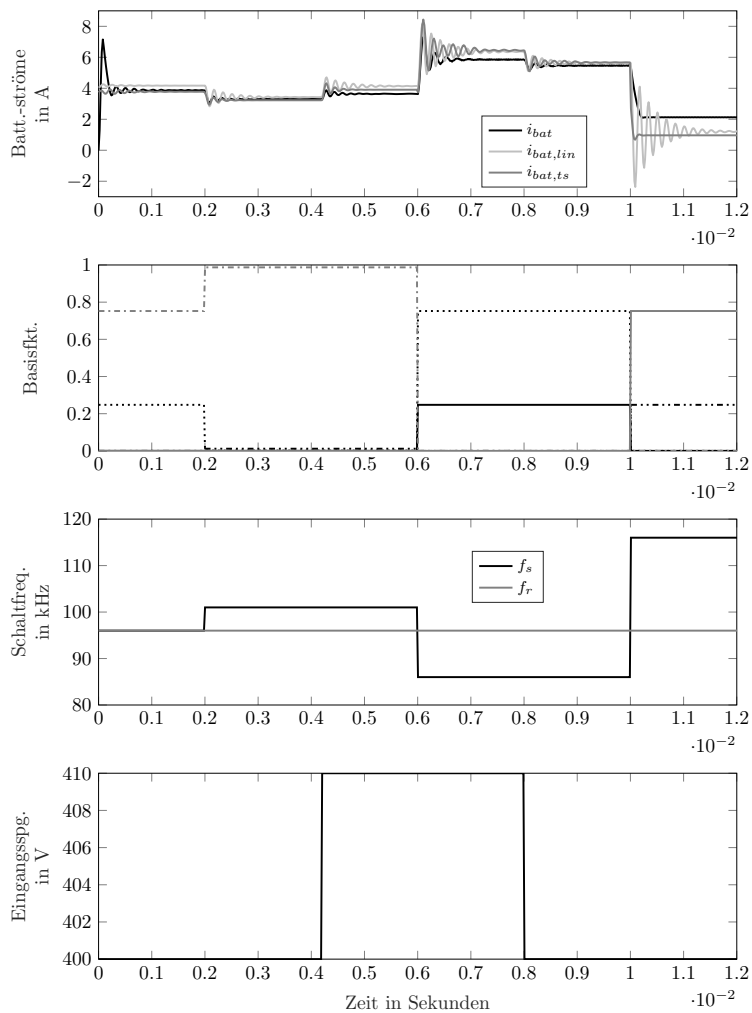


Bild 3: Sprungförmige Anregungen des Simulinkmodells und des TS-Modells über die Eingangsspannung und die Schaltfrequenz. Zur Zuordnung der Basisfunktionen vgl. mit Bild 2.

inkl. des Resonanzfalls ( $f_s \leq f_r$ ) als sehr gut zu bewerten. Anhand der sprungförmigen Anregungen wird zudem deutlich, dass die Übergangsvorgänge hinsichtlich der Dynamik zufriedenstellend abgebildet werden. Währenddessen zeigt der Batteriestrom  $i_{bat,lin}$ , welcher aus der linearen Übertragungsfunktion für den Resonanzfall  $f_r \approx f_s = 96 \text{ kHz}$  resultiert, eine deutliche Schwingneigung auf. Das TS-Modell liefert über den gesamten Arbeitsbereich insgesamt bessere Ergebnisse, als die einfache lineare Übertragungsfunktion. Gleichzeitig trägt es zu einem besseren Systemverständnis bei, das bei weiterführenden Untersuchungen eine wertvolle Grundlage bilden wird.

Weiterführende Arbeiten werden den Prämissenraum um die Eingangsspannung  $V_{in}$  erweitern und untersuchen, inwiefern durch eine Erhöhung der Anzahl der Zugehörigkeitsfunktionen je Schedulingvariable sowie über deren Positionierung im Prämissenraum eine Verbesserung der Modellierungsgüte erzielt werden kann.

Die vorliegende Veröffentlichung ist im Rahmen des Förderprogramms „Forschung für die Praxis“ durch das Hessische Ministerium für Wissenschaft und Kunst gefördert worden.

## Literatur

- [1] Statistisches Bundesamt. „Zahl der Haushalte mit E-Bikes hat sich seit 2015 fast verdreifacht“. *Pressemitteilung Nr. 375*. Wiesbaden. 28. September 2020.
- [2] Ernst Brust. „Zahlen – Daten – Fakten zum Fahrradmarkt in Deutschland 2020“. Zweirad-Industrie-Verband (ZIV). Wirtschaftspressekonferenz am 10. März 2021 in Berlin. 2021.
- [3] Martin Wattenberg, Ulf Schwalbe and Martin Pfof. „single-Stage LLC Charger with PFC Functionality and Wide Input Voltage Range“. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2019.

- [4] Wenqi Zhou, Martin Wattenberg and Ulf Schwalbe. „Design Considerations of a single Stage LLC Battery Charger“. *PCIM Europe 2019*. Nuremberg. Mai 2019.
- [5] Mehdi Mohammadi, Franco Degioanni, Mohammad Mahdavi and Martin Ordonez. „Small-signal Modeling of LLC Converters Using Homopolarity Cycle“. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 35, No. 4. April 2020.