Hairpin-Wicklungen für elektrische Fahrantriebe

Dr.-Ing. Mathias Lindner, Philipp Moritz, Dr.-Ing. Jakob Jung
IAV GmbH

Kurzfassung

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit den zunehmend Verbreitung findenden Hairpin-Wicklungen unter den besonderen Randbedingungen elektrischer Fahrantriebe. Dabei wird bewusst auf den in der Literatur bekannten Vergleich zu konventionellen Wicklungen hinsichtlich Nutfüllfaktor und Kühlanbindung verzichtet. Stattdessen konzentriert sich der Beitrag zunächst auf die Stromverdrängung, ihre Abhängigkeiten sowie Möglichkeiten zur Reduzierung des Effekts, wobei ausschließlich Maßnahmen vorgestellt werden, die zum Stand der Technik großserientauglich sind. Darüber hinaus werden Potentiale im Layout der Spulenseiten und Wickelköpfe aufgezeigt, die weit über die Optionen von aus Endlosdraht hergestellten Wicklungen hinausgehen.

Abstract

This paper examines the increasingly popular hairpin windings under the dedicated boundary conditions of electrical drivetrains. A comparison to conventional windings regarding slot filling and cooling link will consciously be omitted since it is well known from literature. Instead, the paper concentrates on current displacement, its dependencies and possibilities for its reduction – with only measures being considered that state-of-the-art are suitable for mass-production. Furthermore, potentials in the layout of coil sides and end-windings are shown, which are far beyond the options of windings manufactured from continuous wire.

1 Einführung

Mit dem Einzug elektrischer Maschinen in den Antriebstrang automobiler Anwendungen stiegen in den letzten Jahren unaufhaltsam die Anforderungen hinsichtlich hochautomatisierbarer Fertigung sowie definierter Bauräume und Komponenten im Elektromaschinenbau. Konventionelle Runddrahtwicklungen werden diesen Bedürfnissen nicht immer gerecht. Stattdessen finden vermehrt Massivleiterwicklungen Anwendung. Sie vereinen die Vorteile einer automatisierbaren Fertigung, eines hohen Nutfüllfaktors sowie einer guten thermischen Anbindung der Wicklung an das Statoreisen mit den Nachteilen auftretender Stromverdrängung, rechteckförmiger Nuten sowie geringerer Flexibilität bei der Wahl der Windungszahl. Auch im klassischen

Elektromaschinenbau werden massive Leiter seit jeher eingesetzt, beispielsweise für Gleichstrom- und Asynchronrotoren, für Erregerwicklungen oder auch Ständerwicklungen von Großgeneratoren. Viele Erkenntnisse lassen sich somit aus der Literatur übertragen. Dennoch ergeben sich unter den Randbedingungen elektrischer Fahrantriebe neue Aspekte, welche es häufig gleichzeitig zu berücksichtigen gilt:

- stark begrenzte Bauräume
- hohe Drehzahlen bzw. Frequenzen bis einige kHz Grundschwingung und einige 10 kHz Umrichtertaktfrequenz
- hohe Wirkungsgradanforderungen über alle Drehmoment- und Drehzahlbereiche für höchstmögliche Fahrzeug-Reichweite und beherrschbare Kühlung
- hohe Spannungsniveaus bis aktuell 800 V Leiter-Leiterspannung zzgl. Schaltflanken
- hohe Stromeffektivwerte bis aktuell 500…1000 Arms
- geringe Material- und Fertigungskosten, hohe Automatisierbarkeit der Herstellung
- hohe mechanische und thermische Dauerfestigkeit sowie Korrosionsbeständigkeit

Dem Wicklungsentwurf fällt demzufolge eine zunehmend höhere Bedeutung im Maschinendesign zu. Hier gilt es, durch die Wahl von Leiteranzahl, -form und –material, Spulenlayout sowie Wickelkopfkonstruktion optimale Lösungen zu erarbeiten. Dabei erhöhen die häufig komplexen dreidimensionalen Strukturen im Wickelkopf einerseits sowie der Effekt von Stromverdrängung andererseits den Anspruch beachtlich. Letzterer verursacht eine Betriebsabhängigkeit des Wicklungswiderstandes von Frequenz, Stromstärke und Phasenverschiebung und damit eine aufwändigere Charakterisierung hinsichtlich Stromwärmeverluste sowie Spannungsbedarf.

Die Dimensionierung einer Massivleiterwicklung unterliegt der zentralen Beziehung in Gleichung (1) zur Berechnung der Strangwindungszahl w einer m-phasigen Wicklung mit a parallelen Zweigen und z_N Leitern in N Nuten bzw. der Lochzahl q über p Polpaare.

$$w = \frac{z_N \cdot N}{2 \cdot m \cdot a} = \frac{z_N \cdot p \cdot q}{a} \tag{1}$$

Sind beispielswiese m und N bereits festgelegt, kann die Windungszahl lediglich über Kombinationen aus z_N und a bestimmt werden, so dass für Ganzlochwicklungen nur wenige diskrete Werte einstellbar sind. Dies schränkt die Designfreiheit bedeutend ein. Sind weiterhin Baureihen angestrebt, in denen eine Wicklungsanpassung durchzuführen ist, muss häufig eine Neuauslegung der Wicklung durchgeführt werden, weil sich beispielsweise die Anzahl Stäbe je Nut

ändern muss. Gleichzeitig ergeben sich jedoch deutlich erweiterte Freiheitsgrade bei der Konfiguration einer Sehnung und damit des Spulenwicklungsfaktors, wie später gezeigt werden wird, so dass Feineinstellungen der effektiven Windungszahl möglich sind.

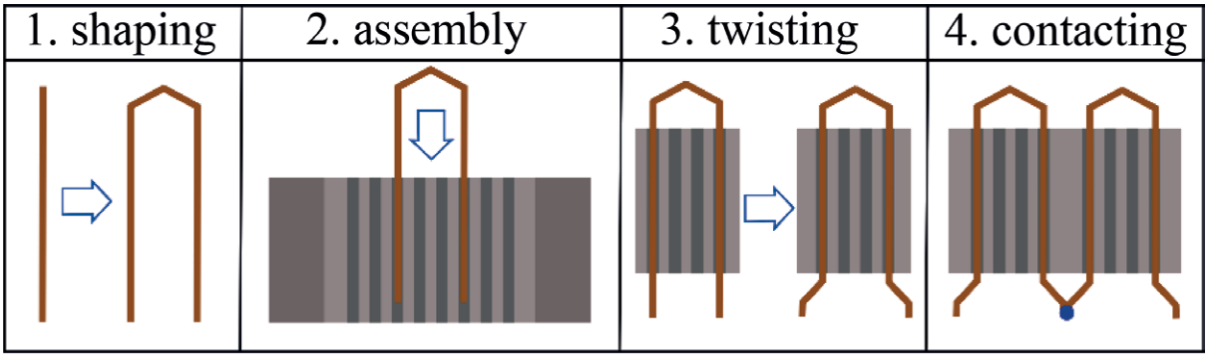


Abb. 1: Herstellung einer Hairpin-Wicklung nach [1]. Vorgeformte Hairpins werden axial in die Nut eingeführt, gebogen und mit anderen Hairpins verschweißt.

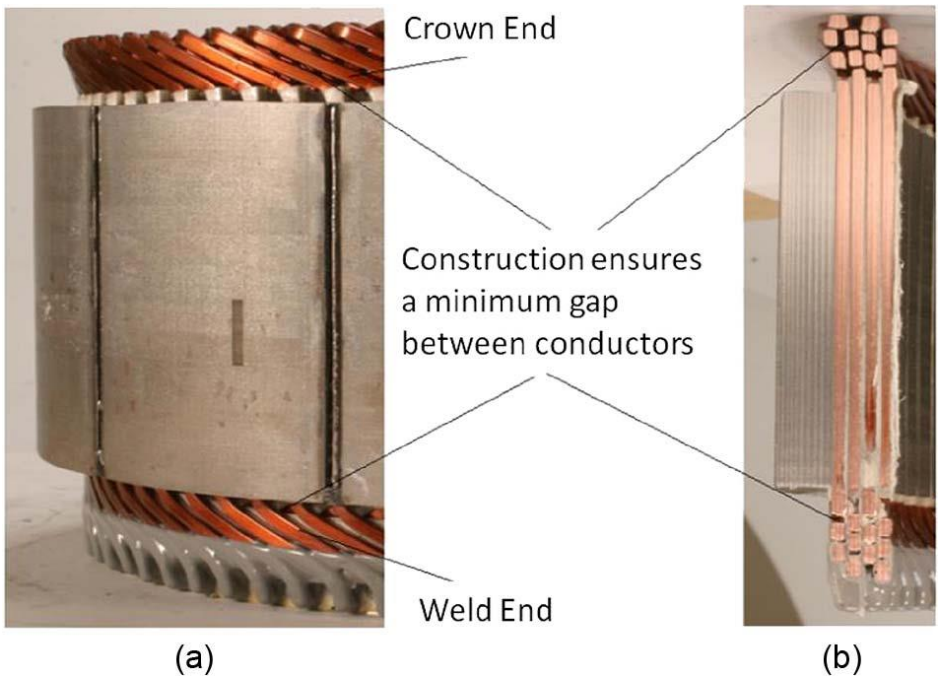


Abb. 2: Verschiedene Ansichten der ausgeführten Hairpin-Wicklung im Chevrolet Volt nach [5] mit Kennzeichnung der Schweißseite und Nichtschweißseite sowie des konstruktiv sichergestellten Abstandes der Leiter im Wickelkopf.

Die Massivleiterwicklungen werden derzeit in den meisten Fällen als Hairpin-Wicklungen ausgeführt. Weitere Möglichkeiten sind i-Pin-Wicklungen oder eine als Schleifen- oder Wellenwicklung ausgeführte Endloswicklung („continuous winding“), siehe beispielsweise [2]–[4].

Alle diese Varianten weisen Vor- und Nachteile auf; das folgende Paper soll sich jedoch ausschließlich auf die häufigste Form der Hairpin-Wicklung konzentrieren. Die Wicklung erhält ihren Namen von U-förmig gebogenen, an Haarnadeln erinnernden Teilleitern rechteckigen Querschnitts. Diese werden axial in die Nuten einer Maschine eingeführt und bilden damit je zwei Spulenseiten. Nach dem Montieren aller etwa $(z_N \cdot N/2)$ Hairpins werden die auf der Rückseite herausragenden Leiterenden in Umfangsrichtung des Stators in unterschiedliche Richtungen und Winkel gebogen, abgelängt und untereinander verschweißt, siehe **Abb. 1**. Somit entsteht eine vollständige Statorwicklung wie in **Abb. 2**.

2 Querschnittsdefinition und Materialauswahl der Leiter

2.1 Einfluss der Leiter-Querschnittsfläche

In Runddrahtwicklungen mit äußerst geringen Leiterquerschnitten treten im Bereich der für elektrische Fahrantriebe üblichen elektrischen Grundfrequenzen (bis zu wenigen kHz) näherungsweise keine Stromverdrängungseffekte auf. Für diese kann demnach der Gleichstrom- bzw. DC-Widerstand für den gesamten Betriebsbereich berücksichtigt werden. Damit gilt der Zusammenhang einer Absenkung der Stromwärmeverluste durch Erhöhung des Kupferquerschnitts.

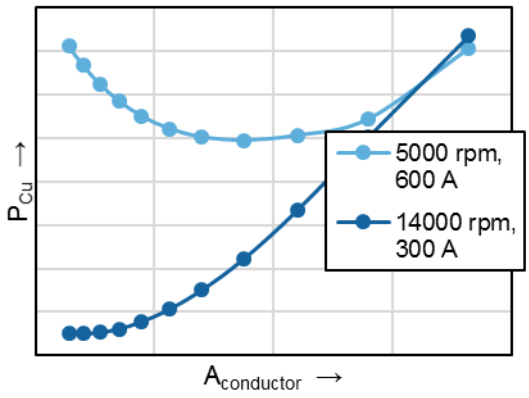


Abb. 3: Stromwärmeverluste in Abhängigkeit der Leiter-Querschnittsfläche einer Hairpin-Wicklung mit $z_N = 4$ und $q = 2$ für Maximalleistung bei verschiedenen Drehzahlen.

Für größere Leiterquerschnitte besteht diese Abhängigkeit hingegen nur noch im Bereich geringer Frequenzen, bei denen nahezu keine Stromverdrängung auftritt. Steigt die Frequenz oder die Stromamplitude, nehmen Skin- und Proximity-Effekte in den Leitern zu. Die damit verbundene Widerstandserhöhung ist umso stärker zu beobachten, je größer der Leiterquerschnitt gewählt wurde – und wirkt somit der Absenkung des Gleichstromwiderstands entgegen. Eine Absenkung der Stromwärmeverluste durch mehr Kupfermasse ist entsprechend nicht mehr für alle Betriebsbereiche gegeben. **Abb. 3** zeigt diese Abhängigkeit deutlich (für identische Leiterbreiten und variable Leiterhöhen). Mit der Querschnittserhöhung sinken die Stromwärmeverluste bei niedrigen Drehzahlen zunächst auf-

grund des sinkenden DC-Widerstands, bis die zunehmende Stromverdrängung den Trend umkehrt. Es existiert hier ein optimaler Wert der Leiterfläche. Bei hohen Drehzahlen tritt die Stromverdrängung noch deutlich stärker in Erscheinung, der Einfluss des DC-Widerstands ist kaum noch zu erkennen. Für sehr große Leiter steigen die Verluste im Arbeitspunkt hoher Drehzahl sogar über die der Verluste im Arbeitspunkt geringer Drehzahl, trotz signifikant geringerer Stromamplituden.

2.2 Einfluss der Leiterform

Die Abmessungen von Hairpin-Wicklungen liegen also deutlich über den Werten, bis zu denen Stromverdrängungseffekte vernachlässigt werden können. Unter den Randbedingungen elektrischer Fahrantriebe wirkt dabei der Skin-Effekt, der seine Ursache im inhärenten Stromfluss des Leiters hat, deutlich weniger stark als der Proximity-Effekt, welcher durch externe Magnetfelder hervorgerufen wird. Die hauptsächliche Komponente dieses externen Magnetfeldes innerhalb der Statornut verläuft dabei in Umfangsrichtung der Maschine (von Zahn zu Zahn) und wird häufig Nutquerfeld bezeichnet, siehe [6]. Der resultierende Magnetfluss induziert Wirbelströme innerhalb der Leiter, welche sich entlang der radialen Richtung der Leiter, d.h. in Richtung Nuthöhe, schließen, siehe **Abb. 4**. Zusätzlich kommt unter Berücksichtigung von Zahnsättigung und den damit verbundenen Entlastungsflüssen sowie weiterhin aufgrund des Eindringens des Luftspaltfeldes in die Nutöffnung streng genommen noch eine radiale Magnetfeldkomponente in der Nut hinzu. Sie führt zu Wirbelströmen im Leiter, welche sich entlang der Nutquerrichtung schließen.

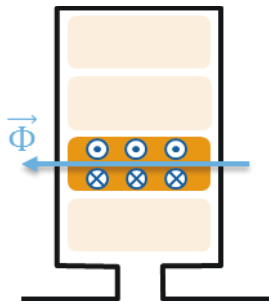
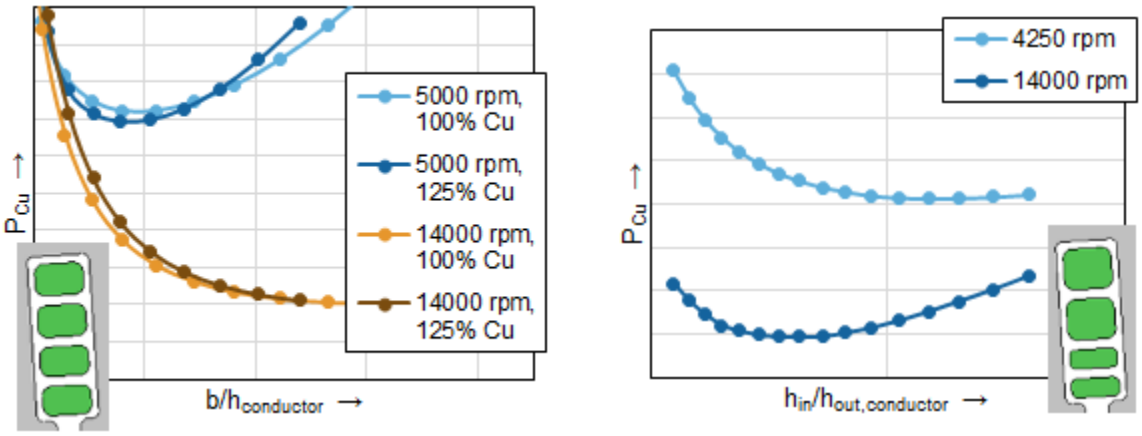


Abb. 4: Wirbelstrombildung im Leiter durch Nutquerfelder

Im vorhergehenden Abschnitt wurde bereits der Einfluss einer Änderung des Leiterquerschnitts beschrieben. Im Gegensatz zu Runddraht kann diese bei Hairpin-Wicklungen nun wahlweise durch Variation der Leiterhöhe oder der Leiterbreite erfolgen. Im Kontext der Wirbelstrombildung durch Nutquerfelder wird schnell ersichtlich, dass der Wahl der Leiterhöhe eine enorme Bedeutung zukommt. Mit steigenden Leiterhöhen bilden sich Wirbelströme höherer Amplitude aus, die Stromverdrängung und die frequenzabhängigen Stromwärmeverluste steigen. Geringere Auswirkungen zeigt die Veränderung der Leiterbreite. Diese hat vielmehr einen Einfluss auf die zur Verfügung stehende Zahnbreite und damit auf die Zahninduktion und Zahnentlastung. Letztere erhöht wiederum den Proximity-Effekt in den Leitern. Dieser Zusammenhang

tritt verständlicherweise nur bei hohen Zahnflüssen auf. **Abb. 5(a)** zeigt die beschriebenen Zusammenhänge. Bei jeweils identischer Nut- bzw. Kupferfläche wird hier das Breiten-Höhenverhältnis der Leiter variiert. Hohe, weniger breite Leiter zeigen dabei die höchsten Stromwärmeverluste aufgrund starken Proximity-Effekts. Für geringere Drehzahlen und höhere Stromamplituden tritt darüber hinaus ein hoher Zahnfluss auf, so dass eine übermäßige Verbreiterung der Leiter zur Zahnentlastung und damit erneut zum Anstieg der Stromwärmeverluste führt. Bei höheren Drehzahlen und damit geringeren Stromamplituden ist dieser Effekt nicht zu beobachten. Interessant ist auch der Vergleich mit einem höheren Leiterquerschnitt. Bei ungünstiger Wahl der Leiterabmessungen (große Breite, geringe Höhe) steigen bei geringerer Drehzahl die Verluste der Wicklung mit 125% Kupferfläche über die der Wicklung mit nur 100% Kupferfläche. Hier wirkt demnach die Stromverdrängung stärker als die Absenkung des DC-Widerstands. Für ein optimales Leiter-Aspektverhältnis dreht sich diese Relation jedoch wieder um – hier nützt der größere Leiterquerschnitt. Auch führt eine Vergrößerung der Kupferfläche zu einem schärfer ausgeprägten Optimum der Leiterabmessungen. Eine Wicklung mit kleineren Leitern und damit geringerer Stromverdrängung zeigt eine geringere Sensitivität der Verluste auf die Wahl der Leiterform.



(a) Abhängigkeit vom Leiter-Aspektverhältnis bei zwei verschiedenen Nut- bzw. Kupferflächen.

(b) Abhängigkeit vom Höhenverhältnis der Leiter am Luftspalt zu den Leitern am Nutgrund.

Abb. 5: Stromwärmeverluste einer Hairpin-Wicklung mit $z_N = 4$ und $q = 2$ bei Maximalleistung verschiedener Drehzahlen.

Das Wissen über den Kompromiss aus kleinem DC-Widerstand bei großer Kupferfläche und kleinem AC-Widerstand bei kleiner Kupferfläche kann noch deutlicher ausgenutzt werden. Bei Betrachtung der Stromdichteverteilung in den Leitern, siehe **Abb. 6**, fällt auf, dass die Strom-

verdrängung insbesondere in den Leitern entlang des Luftspalts auftritt. Hier wirken gleichzeitig geringe Zahnbreiten und damit starke Entlastungsflüsse, das Eindringen des Luftspaltfeldes in die Nutöffnung sowie das Kurzschließen des Statorfeldes über Zahnköpfe, Nutöffnung und Leiter. Die inneren Leiter sind demnach besonders anfällig für eine Querschnittserhöhung. In den äußeren Leitern tritt die Stromdichte dagegen nahezu homogen auf, hier kann die Absenkung des DC-Widerstands durch große Kupferflächen genutzt werden. Diese Zusammenhänge können folglich zu Leitern ungleicher Größe führen. Mit Hairpin-Wicklungen ist das denkbar, da hier jeweils nur zwei Spulenseiten aus einem vorgeformten Kupferteil gefertigt sind. Im Beispiel der **Abb. 5(b)** wurden zwei verschiedene Leiterhöhen verwendet. Abgetragen über dem Höhenverhältnis der beiden Leiterpaare weisen die Stromwärmeverluste erneut deutliches Optimierungspotential auf. Auch hier zeigt sich jedoch eine starke Abhängigkeit der Optimallösung von der betrachteten Drehzahl bzw. Frequenz. Entsprechend ist für eine konkrete Lösung immer der Fahrzyklus der Anwendung zu bewerten, der je nach Fahrzeug und Getriebeübersetzung die genutzten Arbeitspunkte und damit Frequenzen der E-Maschine vorgibt.

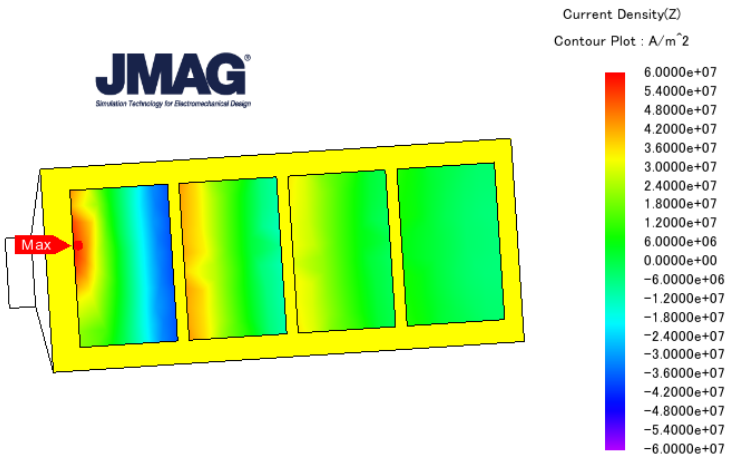


Abb. 6: Stromverdrängung bei hoher Frequenz in einer Hairpin-Wicklung mit 4/6 Sehnung bei $z_N = 4$ und $q = 2$.

Zusammenfassend sollte die Wahl des Leiterquerschnitts einer Hairpin-Wicklung unter Berücksichtigung sämtlicher Betriebsbereiche der E-Maschine getroffen werden. Darüber hinaus sind möglichst flache Leiterformen anzustreben, um der Forderung nach geringer Leiterhöhe entgegenzukommen. Dieser Tendenz sind natürlich Kompromisse bzgl. Zahnbreite, Rückenausnutzung aber auch Biegefähigkeit der Leiter im Wickelkopf entgegenzusetzen. Weitere Einflussmöglichkeiten ergeben sich aus der Wahl der Leitergeometrie.

2.3 Einfluss des Leitermaterials

Wie in Abschnitt 2.2 dargestellt, können die Stromwärmeverluste der Hairpin-Wicklung reduziert werden, wenn mindestens diejenigen Leiter in ihrer Querschnittsfläche sinken, welche be-

sonders starken Stromverdrängungseffekten unterliegen. Die exakte Berechnung der Stromverdrängung ist äußerst komplex und wurde in [7] erarbeitet. Sie zeigt letztlich jedoch eine Abhängigkeit von der Frequenz, der Leitergeometrie und der elektrischen Leitfähigkeit des Leitermaterials. Eine Verringerung der Stromverdrängung kann demzufolge statt über den Leiterquerschnitt ebenso über die Absenkung der Leitfähigkeit erfolgen. Ein Wechsel von Kupfer auf Aluminium sollte entsprechend eine zu den bisherigen Ansätzen ähnliche Kompromisslösung darstellen, bei der der DC-Widerstand ansteigt, der AC-Widerstand jedoch absinkt.

	4x Cu	2x Cu, 2x Al		4x Al	
P_{Cu} in W @ 4250 rpm	10300	12200	119%	14400	140%
P_{Cu} in W @ 14000 rpm	8200	8200	99%	9200	112%
Verlustenergie WLTP in Wh	200	200	110%	200	122%
Materialkosten in €	23 €	11 €	46%	2 €	9%
Masse in kg	4.1	2.7	65%	1.2	30%

Tab. 1: Vergleich von Stromwärmeverlusten, Verlustenergie im WLTP-Zyklus sowie Materialkosten und Materialmasse in einer beispielhaften Hairpin-Wicklung aus unterschiedlichen Materialkonfigurationen mit $z_N = 4$, q = 2 und p=4 sowie einer Getriebeübersetzung von etwa 10.

Tab. 1 zeigt die Ergebnisse einer derartigen Untersuchung. Verglichen wurden Hairpin-Wicklungen mit vier Leitern je Nut aus Kupfer oder aus Aluminium mit einer Lösung, bei der die beiden Luftspalt-nahen Leiter aus Aluminium, die beiden Nutgrund-nahen Leiter dagegen aus Kupfer gefertigt werden. Deutlich zu sehen ist, dass mit dem vermehrten Einsatz von Aluminium die Stromwärmeverluste und auch die Zyklus-Verluste zunehmen. Fällt die Steigerung bei geringen Frequenzen jedoch noch stark aus, wirkst sie sich bei höheren Frequenzen nur noch wesentlich schwächer aus – hier wirkt also die verringerte Stromverdrängung zunehmend stärker gegenüber den erhöhten DC-Widerständen. Die Lösung mit beiden Materialien in der Nut weist bereits bei 14000 rpm gar geringfügig niedrigere Stromwärmeverluste auf als die Kupfervariante. In der Zyklusbewertung kommt eine Vielzahl verschiedene Arbeitspunkte zum Tragen, hier ergeben sich je nach Umfang des Aluminiumeinsatzes entsprechend mittlere Werte von ca. 10% bzw. 20% höheren Verlustenergien gegenüber Kupferwicklungen. Demgegenüber stehen jedoch immense Kosten- und Masseeinsparpotentiale von bis über 90% bei reinen Aluminiumwicklungen.

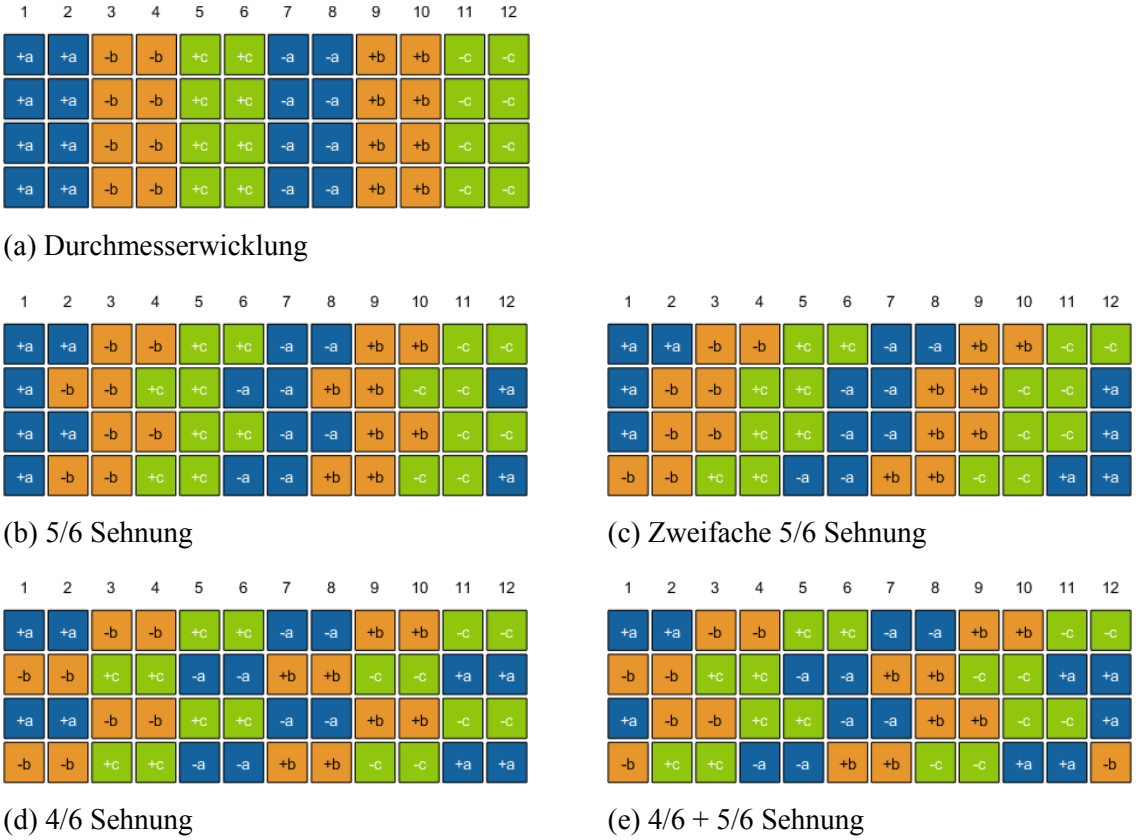
Eine abschließende Beurteilung ist somit nur unter individuellen Randbedingungen zu treffen. Insbesondere kostensensible Systeme, welche zusätzlich vermehrt im Bereich hoher Frequenzen betrieben werden, können stark von einem Aluminium-Einsatz in Hairpin-Wicklungen profitieren.

3 Verteilung der Spulenseiten

3.1 Sehnungsmöglichkeiten

Konventionelle Runddrahtwicklungen treten üblicherweise als Ein- oder Zweischichtwicklungen auf. Soll eine gesehnte Wicklung ausgeführt werden, d.h. sollen die Spulenweiten gegenüber dem Durchmesserschritt bzw. der Polteilung verkürzt werden, ist dabei in der Regel eine Zweischichtwicklung erforderlich. Dabei ergeben sich je nach vorhandener Lochzahl eine begrenzte Anzahl Sehnungsvarianten. Eine Wicklung mit Lochzahl q = 2 kann beispielsweise nur in den Sehnungen 5/6, 4/6 usw. ausgeführt werden. Dabei scheinen kürzere relative Spulenweiten als 4/6 üblicherweise wenig sinnvoll, da der Grundwellen-Wickelfaktor mit höherer Sehnung stark sinkt und die Reduzierung von störenden 5. und 7. Durchflutungsharmonischen besonders bei 5/6-Sehnung wirksam wird.

Hairpin-Wicklungen dagegen unterliegen diesen Einschränkungen nicht. Je nach Anzahl der Leiter je Nut kann man hier von beispielsweise Vier- oder Sechsschichtwicklungen sprechen. Dies eröffnet deutlich mehr Möglichkeiten bei der Festlegung einer Sehnungsvariante. Einige Beispiele mit vier Leitern je Nut und Lochzahl q = 2 gibt **Abb. 7** – weitere Varianten sind denkbar.



(a) Durchmesserwicklung

(b) 5/6 Sehnung

(c) Zweifache 5/6 Sehnung

(d) 4/6 Sehnung

(e) 4/6 + 5/6 Sehnung

Abb. 7: Einige Sehnungsvarianten einer Hairpin-Wicklung mit $z_N = 4$ und q = 2.

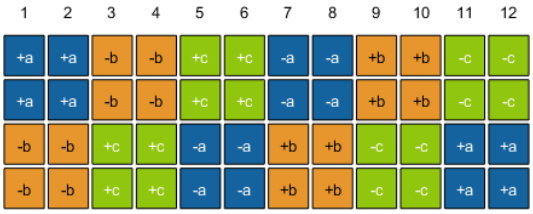
Insbesondere die mehrfach gesehnten Varianten, bei denen die Spulen je zweier Wicklungsschichten nochmals gegeneinander verschoben angeordnet werden, sind mit herkömmlichen Runddrahtwicklungen nicht realisierbar. Sie eröffnen jedoch im Entwurf der elektrischen Maschine einen beachtlichen Freiheitsgrad. Neben geringfügigen Einflüssen auf das Wickelkopfdesign definieren die Sehnungsvarianten den Grundwellen-Wickelfaktor. Dieser kann somit fein abgestuft eingestellt werden, womit in gewissen Maßen dem Nachteil einer geringen Freiheit bei der Wahl der Windungszahl entgegengewirkt werden kann. Darüber ergeben sich weitere Möglichkeiten der gezielten Modellierung des Durchflutungsspektrums, um Oberwellen zu unterdrücken.
Wird die Methodik des Wicklungsentwurfs vollständig losgelöst von den konventionellen Betrachtungen, ergibt sich desweiteren die Option, die Spulenseiten unter Berücksichtigung einiger Randbedingungen völlig frei im Zonenplan zu verteilen, wie [1] zeigt.

3.2 Variation der Wicklungsschichten

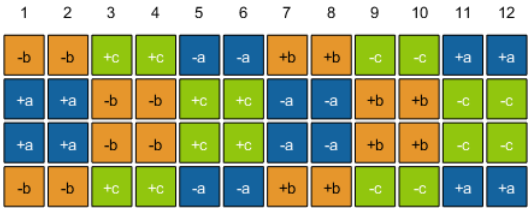
Benachbarte Leiter, die von identischem Strom durchflossen sind, erfahren nach [3] eine stärkere Widerstandserhöhung infolge Proximity-Effekts und folglich höhere Stromwärmeverluste als Leiter unterschiedlicher Phasen. Bei hohen Strömen, bei denen der Stromwärmeverlust ohnehin sehr groß wird und der Skineffekt innerhalb der Leiter besonders zum Tragen kommt, führt der in gleichphasigen Nachbarleitern nun ebenfalls hohe Strom zusätzlich zu einer starken Stromverdrängung infolge des Proximity-Effekts. Für phasenverschobene Ströme in Nachbarleitern gilt dagegen: der maximale Proximity-Effekt in einem Leiter (aufgrund maximalen Stroms im Nachbarleiter) tritt genau dann auf, wenn die Stromstärke (bei dreiphasigen Systemen) nur etwa den halben, die Verluste nur etwa ein Viertel des Maximalwerts aufweisen.
Diese Abhängigkeit empfiehlt somit eine Leiteranordnung, bei der möglichst wenige Spulenseiten gleicher Phase nebeneinander in Nuten liegen. Mit Hairpin-Wicklungen ist dies umsetzbar. Nach der Festlegung der Sehnung können die Wicklungsschichten untereinander vertauscht werden, ohne die Durchflutungsverteilung nennenswert zu beeinflussen. Beispiele sind in **Abb. 8** ersichtlich. Für die hier gezeigten Konfigurationen kann an einer Beispielmaschine eine Reduzierung des Phasenwiderstands und somit der Stromwärmeverluste von immerhin 3% bei 14000 rpm erzielt werden. Wie die Simulation der Stromdichte in **Abb. 6** zeigt, tritt die stärkste Stromverdrängung in der Nähe des Luftspaltes auf. Am Nutgrund ist hingegen mit nahezu homogenen Stromverteilungen zu rechnen. Entsprechend erweist sich ein Wechsel von

Block- zu Symmetrischer Schichtung **Abb. 8(a, b)** als besonders effektiv, da hier die gleichphasigen Nachbarleiter in der Nähe des Luftspaltes vermieden werden. Der Unterschied zwischen Symmetrischer und Wechselseitiger Schichtung ist dagegen eher klein (< 0,1% Widerstandsunterschied) im untersuchten Beispiel – hier werden zusätzlich gleichphasige Nachbarleiter in der Nutmitte vermieden. Daraus kann geschlussfolgert werden, dass die genannten Zusammenhänge in der Nutmitte bzw. in der Nähe des Nutgrunds kaum noch ihre Berechtigung haben. Andererseits ist unter Umständen zwischen sämtlichen verschiedenphasigen Leitern eine zusätzliche Phasenisolierung nötig. Diese erhöht den Fertigungsaufwand und reduziert den Nutfüllfaktor, was sich letztlich in gesteigerten DC-Stromwärmeverlusten und DC-Widerständen niederschlägt. Eine Vermeidung gleichphasiger Leiter in unmittelbarer Nachbarschaft innerhalb der Nut kann demnach zu verbessertem Hochfrequenzverhalten aber ungünstigeren Niederfrequenzeigenschaften führen.

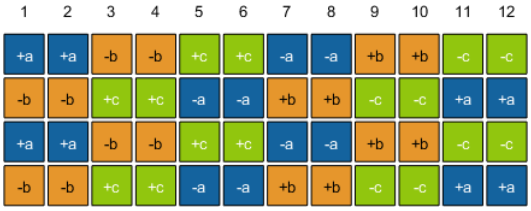
Weiterhin hat die Wahl der Wicklungsschichtanordnung einen Einfluss auf die real auszuführenden Spulenweiten je axialer Maschinenseite. Da in der Regel Wellenwicklungen ausgeführt werden, führt eine Reduzierung der Spulenweite auf einer Seite zu einer Erhöhung der Spulenweite auf der anderen Seite, um somit in Summe immer zwei Polteilungen zu überspannen. Dieser Zusammenhang gilt unabhängig von Sehnung und Wicklungsschichtverteilung, führt jedoch zu verschieden großen Wickelköpfen auf beiden Seiten. Dies wiederum kann eine Änderung von Impedanzen und Kupfermassen implizieren, weil sich aufgrund verschiedener Wickelkopfaufbauten – d.h. Schweiß- und



(a) Blockschichtung (stärkerer Proximity-Effekt, 1 Phasentrenner je Nut, Spulenweiten Hin-/Rückleiter 6/6 Nuten)



(b) Symmetrische Schichtung (mittlerer Proximity-Effekt, 2 Phasentrenner je Nut, Spulenweiten Hin-/Rückleiter 4/8 Nuten)



(c) Wechselseitige Schichtung (geringerer Proximity-Effekt, 3 Phasentrenner je Nut, Spulenweiten Hin-/Rückleiter 4/8 Nuten)

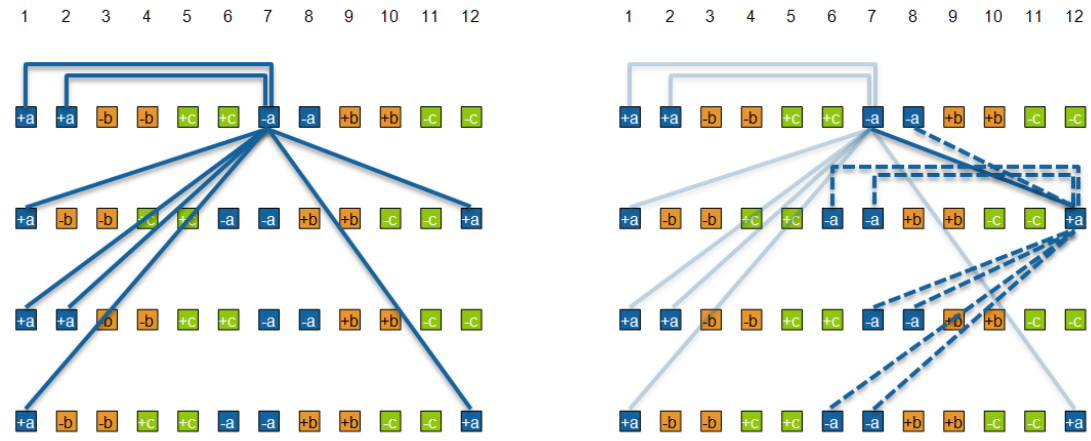
Abb. 8: Anordnung von Wicklungsschichten einer Hairpin-Wicklung mit 4/6 Sehnung bei $z_N = 4$ und $q = 2$.

Nichtschweißseite – die Mittelung der Spulenseiten nicht zwangsläufig in einer Mittelung der Leiterlängen niederschlägt.

4 Verschaltung der Spulenseiten zur Wicklung (Hairpin-Synthese)

Nach der für den elektromagnetischen E-Maschinenentwurf wichtigen Festlegung der Spulenseiten, d.h. des Zonenplans, folgt die Verschaltung sämtlicher Spulenseiten im Wickelkopf. Dieser Schritt hält für Runddrahtwicklungen relativ wenige Einflussmöglichkeiten bereit – in der Regel werden Schleifenwicklungen in Spulengruppen ausgeführt, die Zahl der Wickelkopfebenen und die Heterogenität der Spulenweiten ist gelegentlich wählbar.

Da Hairpin-Wicklungen demgegenüber nicht aus einem Endlosdraht sondern aus einzelnen zu verformenden und zu verschweißenden Stäben hergestellt werden, ergeben sich hier deutlich mehr Freiheitsgrade bei der Ausführung der Wickelköpfe. In der Theorie kann jeder Hinleiter mit einem beliebigen Rückleiter derselben Phase verschalten werden, siehe **Abb. 9**. Zu berücksichtigen ist lediglich, dass die Anzahl paralleler Wicklungszweige und damit die Strangwindungszahl eingehalten wird. Dabei ergeben sich je nach Anzahl der Spulenseiten je Phase eine Vielzahl Varianten.



(a) Verbindungsmöglichkeiten ausgehend von der Spulenseite in Nut 7, Schicht 1

(b) Nach Festlegung eines Hinleiters, erneut Verbindungsmöglichkeiten des Rückleiters

Abb. 9: Beispielhafte theoretisch mögliche Varianten für Hin- und Rückleiter.

Praktisch stellen sich jedoch weitere Randbedingungen an den Entwurf:

(a) Die Herstellbarkeit als Hairpin-Wicklung mit einem gemeinsamen Biegeprozess aller Leiterenden einer Wicklungsschicht vor dem Verschweißen erfordert identische Biegerichtungen und –winkel für alle beteiligten Spulenseiten. Eine weitestgehende Gleich-

artigkeit der Wickelkopfverbindungen wird ohnehin durch die erforderliche kollisionsfreie Anordnung der Leiter bzw. durch einen Wickelkopf von möglichst geringer Abmessung geboten. Darüber hinaus reduzieren wenige gleichartige Hairpin-Formen die Kosten und Komplexität der Fertigung.

(b) Die Verbindungen im Wickelkopf sollten möglichst kurz und bestenfalls ohne gegenseitige Kreuzungen ausgeführt werden, um somit die Wickelkopfabmessungen gering zu halten und Impedanzen zu senken.

(c) Da die Stromverdrängung von der Leiterlage in radialer Nutrichtung abhängt, sollten sämtliche Phasen und insbesondere sämtliche parallelen Zweige gleich viele Leiter in allen Wicklungsschichten aufweisen, um Unsymmetrien in Impedanzen und Spannungen zu vermeiden.

(d) Die induzierten Spannungen aller parallelen Zweige müssen zur Vermeidung von Ringströmen identisch sein, was hauptsächlich durch eine Gleichverteilung der verbundenen Spulenseiten im Durchflutungswinkel sichergestellt wird.

(e) Die Zuleitungen und Sternpunktanschlüsse sollten möglichst nah beieinander liegen, um wenig zusätzlichen Bauraum zu belegen.

(f) Unsymmetrien zwischen parallelen Zweigen beim Auftreten von Anisotropien und Exzentrizitäten sollten bestmöglich vermieden werden.

Die gleichzeitige Sicherstellung aller dieser Randbedingungen führt zu einer hochkomplexen Entwicklungsaufgabe. Die Bewertung von Wickelschemen ist darüber hinaus äußerst fehleranfällig. Unter Umständen werden Kompromisse im Design letztlich eingegangen, weil eine Neuauslegung des Wickelkopfes zu aufwändig und zeitintensiv wäre. Im Gegensatz zu Runddrahtwicklungen ist auch keine simple Veränderung von Windungszahlen möglich, wie es häufig in der Entwicklung von Baureihen üblich ist. Entsprechend (1) erfordert eine veränderte Windungszahl bei identischem Blechschnitt eine Änderung der Leiterzahl je Nut oder der Zahl paralleler Zweige und damit eine vollständige Neuauslegung der Hairpin-Wicklung.

Aus diesen beiden Gründen, komplexe zeitaufwändige Entwicklung mit meist nicht-optimalen Ergebnissen sowie häufig erforderliche Neuauslegungen, hat IAV einen automatisierten Synthesealgorithmus entwickelt. Die Hairpin-Synthese ermittelt zunächst sämtliche in der Theorie mögliche Verschaltungsvarianten auf Basis eines Zonenplans. Aus hunderten Millionen Varianten ergeben sich somit einige Zehntausend Wicklungsschemen, welche in einem realen Fertigungsprozess herstellbar wären. Diese werden nachfolgend anhand vielfältiger Bewertungskriterien evaluiert: Unsymmetrien in parallelen Zweigen, Anzahl verschiedenartiger Hairpins,

Wickelkopfgrößen, Strangwiderstände usw. Auf Basis individuell festzulegender Zielkriterien und Wichtungen wird letztlich aus der gesamten Lösungsmenge eine individuell optimale Wicklungsverschaltung herausgefiltert. Ein Beispiel zeigt **Abb. 10**. Somit werden nicht nur bessere Lösungen als im manuellen Entwicklungsverfahren gefunden. Aufgrund der Automatisierbarkeit können auch Baureihen parallel und mit geringem Zusatzaufwand dimensioniert werden.

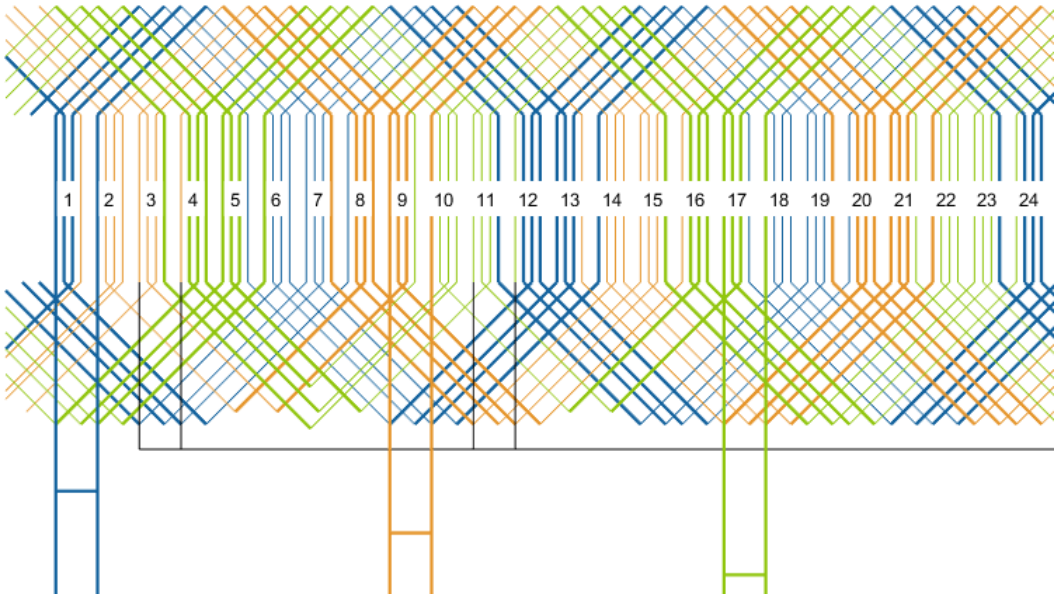


Abb. 10: Beispielhaftes, mittels Hairpin-Synthese automatisiert ermitteltes Wickelschema aus einem gegebenen Zonenplan mit $z_N = 4$ und $q = 2$.

5 Zusammenfassung

Hairpin-Wicklungen stellen neben ihren bekannten Vorteilen bei Fertigung, Ausnutzung und Kühlungsanbindung einige Herausforderungen an den Entwurf und Betrieb elektrischer Fahrantriebe. Insbesondere die Stromverdrängung führt zu einer Betriebspunkt-abhängigen Erhöhung der Stromwärmeverluste und des Strangwiderstands. Die vorliegende Arbeit ergründet Möglichkeiten zur Reduzierung des Effekts, wie beispielsweise eine bewusste Dimensionierung der Leiterabmessungen und des Leitermaterials sowie eine optimale Anordnung der Spulenseiten innerhalb des Zonenplans. All diese Maßnahmen sind zum Stand der Technik umsetzbar; es wurde bewusst auf die Darstellung von Entwicklungen aus dem Bereich der Forschung verzichtet. So finden sich beispielsweise Methoden zum Aufbau der Massivleiter aus geschichteten Leiterbändern oder aus Litzesträngen in der Literatur. Derartige Ansätze können mitunter die Stromverdrängung deutlich reduzieren, haben jedoch noch nicht die Eignung für großserientaugliche Produktion erreicht.

Aufgrund des Aufbaus der Hairpin-Wicklung aus einzelnen Leiterschleifen ergibt sich ein hoher Freiheitsgrad bei der Verschaltung der Spulenseiten. Somit sind im Vergleich zu Runddrahtwicklungen deutlich umfangreichere Sehnungsvarianten denkbar. Darüber hinaus ist die Entwicklung einer Wickelkopfverschaltung zwar komplex, zeitintensiv und fehleranfällig, bietet aber ebenfalls großes Optimierungspotential. Um die genannten Nachteile zu reduzieren und optimale Lösungen sicher zu identifizieren, kann der Entwurf beispielsweise mit der IAV Hairpin-Synthese automatisiert werden.

6 Literatur

[1] M. England und B. Ponick: Automatisierter Entwurf von Haarnadelwicklungen anhand von tabellarischen Belegungsplänen, 2019.

[2] K. Neet: Distributed cascaded winding for electric machines. Patent, US10110078B2, 2018.

[3] W. Cai, D. Fulton, C. L. Congdon: Wicklungen aus rechtwinkligen Kupferhaarnadeln in mehreren Sätzen für elektrische Maschinen. Patent, DE10321956 B4, 2013.

[4] A. Eilenberger, R. Hintringer, M. Primorac, D. Scherrer: Hocheffiziente Elektromotoren mit Formstabwicklung für die Serienproduktion. In: Proceedings on 39. Internationales Wiener Motorensymposium, 2018, S. 187–199.

[5] K. M. Rahman, S. Jurkovic, C. Stancu, J. Morgante, P. J. Savagian: Design and Performance of Electrical Propulsion System of Extended Range Electric Vehicle (EREV) Chevrolet Volt. In: IEEE Transactions on Industry Applications, Bd. 51, Nr. 3, 2015, S. 2479–2488.

[6] G. Müller, K. Vogt, B. Ponick: Berechnung elektrischer Maschinen: Elektrische Maschinen 2. 6., völlig neu bearb. Aufl. Wiley-VCH, 2007.

[7] C. Junginger: Untersuchung der Stromverdrängung im Ständer hoch ausgenutzter elektrischer Maschinen. Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2017.