

KONZEPT FÜR EINEN HOCHEFFIZIENTEN 800 V ACHSANTRIEB



Dr. Gerd Rösel
Head of Innovation Department

Petra Moenius
Head of Innovation Power Electronics

Nico Daun
Team Leader
Innovation e-Machines & Axle Drives

Dr.-Ing. Sachar Spas
Technical Project Manager
Innovation e-Machines & Axle Drives

Dr.-Ing. Wilhelm Hackmann
Expert Electrical Machines

Bernhard Schmitt
Head of Engineering
Product Line High Voltage eDrives

Alexander Reich
Head of Product Management
Product Line High Voltage Electronics

KONZEPT FÜR EINEN HOCHEFFIZIENTEN 800 V ACHSANTRIEB

KURZFASSUNG

Die weltweite Elektrifizierung des Transportbereiches erfordert die Entwicklung hoch-effizienter und kostenoptimierter Lösungen für die elektrische Antriebstechnik. Mit einer Spannungslage von 800V im Traktionssystem werden die Vorteile durch schnelleres Laden nutzbar bzw. es lassen sich die Querschnitte der Leitungen im Traktionssystem reduzieren. Da die Batterie unverändert den größten Kostenblock in einem Elektroantrieb verursacht, ist es für die Reichweite entscheidend, möglichst viel von der dort gespeicherten Energie für die Traktion nutzen zu können. Entwicklungsrelevant ist also der Wirkungsgrad der Umsetzung von elektrischer Energie in mechanische Energie. Um diese Effizienz weiter zu steigern, gilt es, die Verluste im System zu reduzieren. Zum einen müssen die Verluste im Inverter niedrig gehalten werden, zum anderen geht es darum, die Oberschwingungsverluste im Elektromotor zu senken. Speziell der Übergang zu einer höheren Spannungslage von 800 V bietet die Möglichkeit, beide Ansatzpunkte zu optimieren, wenn dafür die Siliziumkarbid-Technologie (SiC) im Inverter genutzt wird. Bedingt durch die günstigeren elektrischen Eigenschaften des Halbleiterwerkstoffes ist ein SiC-Inverter durch geringere Leitungsverluste grundsätzlich effektiver als ein Si Inverter. Außerdem ermöglicht SiC-Technologie höhere Schaltfrequenzen, was durch verringerte Oberschwingungsverluste zusätzlich die Effizienz des Elektromotors steigert. Im Zusammenspiel der Siliziumkarbid-Halbleitereigenschaften, einem auf Effizienz optimierten Moduldesign sowie der betriebspunktabhängigen Steuerung mit zusätzlichen freien Parametern wird ein hocheffizientes Gesamtsystem aus Inverter und elektrischem Motor realisiert. Bei entsprechender Auslegung steigt damit die Gesamteffizienz des Antriebs auf Systemebene um voraussichtlich 4-8 % im WLTP-Zyklus. Dabei müssen die steigenden elektrischen Belastungen des Motors genau analysiert werden, um die Lebensdauer des Antriebs optimieren und zuverlässig vorhersagen zu können. Vitesco Technologies wird mit einem erweiterten modularen Konzept für einen 800-V-Achsantrieb einen substantiellen Beitrag zu noch höheren Effizienzgraden im elektrischen Antrieb leisten können.

1 EFFIZIENZ DES E-ANTRIEBS ALS INNOVATIONSTREIBER

Über den Erfolg von batterieelektrischen Fahrzeugen (Battery Electric Vehicles, BEV) wird neben den Anschaffungskosten wesentlich die gute Nutzbarkeit der Fahrzeuge entscheiden. Nach wie vor ist die Reichweite eines BEV eines der wichtigsten Merkmale für eine möglichst umfassende Alltagstauglichkeit.

Reichweite bedeutet zum einen die mögliche Fahrstrecke pro Batterieladung, zum anderen die Ladezeit bis zum Fortsetzen einer Langstrecke. Beide Kriterien lassen sich durch die Systemspannung des Elektroantriebs beeinflussen. Eine höhere Systemspannung von beispielsweise 800 V anstelle der heute gängigen Spannungslage von 400 V ermöglicht bei gleichbleibenden Kabelquerschnitten ein schnelleres Nachladen der Batterie (High-Power Charging, Super Fast Charging).

Mit den heutigen Silizium-IGBTs (Insulated-Gate Bipolar Transistor) als Schaltbausteinen im Inverter ist eine Spannungslage von 800 V allerdings mit Effizienznachteilen behaftet, weil die Schaltverluste im Inverter mit Si IGBTs zu hoch würden. Hier ist mit der höheren Spannungslage auch der Übergang zu einer effizienteren Schaltertechnologie erforderlich, **Bild 1**. In Verbindung mit Siliziumkarbid MOSFETs (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) im Inverter lässt sich diese hohe Spannung bei geringeren Verlusten im Vergleich zu 800 V Si mit höherer Frequenz schalten, wobei auch die Flanken des Spannungsanstiegs steiler eingestellt werden können (höheres dU/dt).



Bild 1: Effizienteres Schalten im SiC-Inverter im Vergleich zur heutigen Si-Technologie jeweils bei 400 V mit gleicher Flankensteilheit (5 kV/ μ s) und gleicher Taktfrequenz (10 kHz)

Mit diesem häufigeren Schalten lassen sich die Oberschwingungsverluste im Achsantrieb senken. SiC ist daher eine Schlüsseltechnologie für den Übergang zu höheren Systemspannungen im Antrieb – wenn 800 V, dann mit SiC.

Gelingt es, die optimale Balance zwischen den beiden gegenläufigen Verlustkurven von Motor und Inverter zu finden und zu nutzen, so ist auf der Systemebene des Antriebs ein Effizienzvorteil zwischen 4 % und 8 % im WLTP möglich (bei einem Vergleich von 800-V-Si mit 800-V-SiC). Da die Effizienz nichts anderes beziffert, als den Anteil der in der Batterie gespeicherten elektrischen Energie, der tatsächlich zur Erzeugung von Traktionskraft genutzt werden kann, bedeutet mehr Effizienz entweder mehr Reichweite bei gleicher Batteriekapazität oder eine gleichbleibende Reichweite bei geringerer Batteriekapazität.

Damit ist die Effizienzsteigerung im Antrieb auch der wichtigste Hebel, um die Kosten eines BEV weiter zu optimieren. Daher sind die deutlichen Mehrkosten der SiC-Technologie auf Systemebene wirtschaftlich attraktiv, denn sie können je nach Antriebskonzept noch größere Einsparungen bei der Batterie bewirken.

Vitesco Technologies entwickelt aktuell ein modulares Inverterkonzept für den Übergang von 400 V auf 800 V. Die technische Plattform dafür ist die in der Entwicklung befindliche 4. Generation des integrierten elektrischen Achsantriebs EMR4 (Electronics Motor Reducer Generation 4). Der Achsantrieb EMR4 ist eine Weiterentwicklung des inzwischen in China in Großserie gefertigten EMR3, der in mehreren Fahrzeugen europäischer und asiatischer OEM integriert wird.

Die Leistungselektronik (Inverter) des EMR4 basiert auf der inzwischen bereits vierten Generation der Leistungselektronik (EPF 4.0). Vitesco Technologies nutzt dieses langjährige und umfassende Inverter-Know-how, um ein optimales Inverterkonzept mit niedrigen Streuinduktivitäten und optimiertem dU/dt zu realisieren. Die laufende Entwicklung und Erprobung einer hoch-effizienten Leistungselektronik für 800-V-Traktionssysteme mit SiC-MOSFETs soll durch eine Erweiterung des modularen EPF 4.0 Konzeptes realisiert werden.

2 SYSTEMEINFLUSS VON TAKTFREQUENZ UND SPANNUNGSGRADIENT

Im motorischen Betrieb wandelt der Inverter den von der Batterie kommenden Gleichstrom (DC) in eine schnell getaktete Pulsspannung um, die sich als überschwingungsbehafteter gepulster (AC-)Strom in den Wicklungen einstellt, um das rotierende Feld zu erzeugen, dem der Rotor folgt. Je höher die Schaltfrequenz ist, desto sinusförmiger wird der getaktete AC-Strom. Damit nähert sich das getaktete elektrische Signal immer mehr dem Optimum einer gleichmäßigen Sinuskurve an (bei 40 kHz und mehr) und die verlustbehafteten Anteile höherer Frequenzen sinken. Das Spektrum des Stroms wird „sauber“ mit weniger Oberschwingungen, was die harmonischen Verluste in Form von Wärmeentwicklung reduziert.

Bild 2 stellt den Zusammenhang zwischen der Taktfrequenz und den gesamten Verlusten des Elektromotors – $P_{L,EM,total}$ – einerseits sowie der Taktfrequenz und den gesamten Umrichterverlusten – $P_{L,PE,total}$ – andererseits an einem festen Arbeitspunkt des Antriebssystems dar. Dabei sind die Maschinenverluste in grün und die Verluste der Leistungselektronik in rot aufgetragen.

Die durchgezogenen Kennlinien stellen die theoretisch erwartete Abhängigkeit der jeweiligen Größe von der Taktfrequenz dar: Mit steigender Schaltfrequenz nehmen die harmonischen Oberschwingungsverluste der Maschine $P_{h,total}$ zunehmend ab, sodass die gesamten Maschinenverluste $P_{L,EM,total}$ sich dem Wert der Eisenverluste bei rein sinusförmiger Speisung $P_{L,total}$ immer weiter annähern (gestrichelte

Grenzhorizontale). Die einzeln eingetragenen Verlustwerte bei unterschiedlichen Taktfrequenzen stellen Simulationsergebnisse entsprechender zeitlich hochaufgelöster FEM-Simulationen der elektrischen Maschine dar. Im grau hinterlegten Frequenzbereich ist die Genauigkeit der simulativ ohnehin schwer zugänglichen frequenzabhängigen Verlustanteile aufgrund sehr kleiner Simulationsschrittweiten von unter 5 Mikrosekunden geringer als bei den interessanten Frequenzen kleiner 20 kHz.

Die Umrichterverluste $P_{L,PE,total}$ setzen sich im Wesentlichen aus den Durchlassverlusten $P_{L,cond}$ und den Schaltverlusten $P_{L,sw}$ zusammen. Die Schaltverluste steigen mit Erhöhung der Schaltfrequenz linear an. Gleichzeitig bleibt das Durchlassverhalten des Halbleiters von der Schaltfrequenz unbeeinflusst. Folglich wird erwartet, dass die Gesamtverluste der Leistungselektronik linear mit steigender Taktfrequenz zunehmen, und zwar in dem Ausmaß, wie die Schaltverluste zunehmen, siehe **Bild 2**.

Grundlage ist ein 800-V-System mit SiC-MOSFETs im Inverter. Der Verlauf der Kurven in **Bild 2** begründet die Schlüsselrolle von SiC-Technologie im Leistungsmodul des Inverters als Wegbereiter für höchste Systemeffizienz. **Bild 2** verdeutlicht zudem, dass es bezüglich der Taktfrequenz als Einflussfaktor zur Effizienzsteigerung ein Optimum auf der Systemebene zu definieren gilt (Gleichgewichtspunkt).

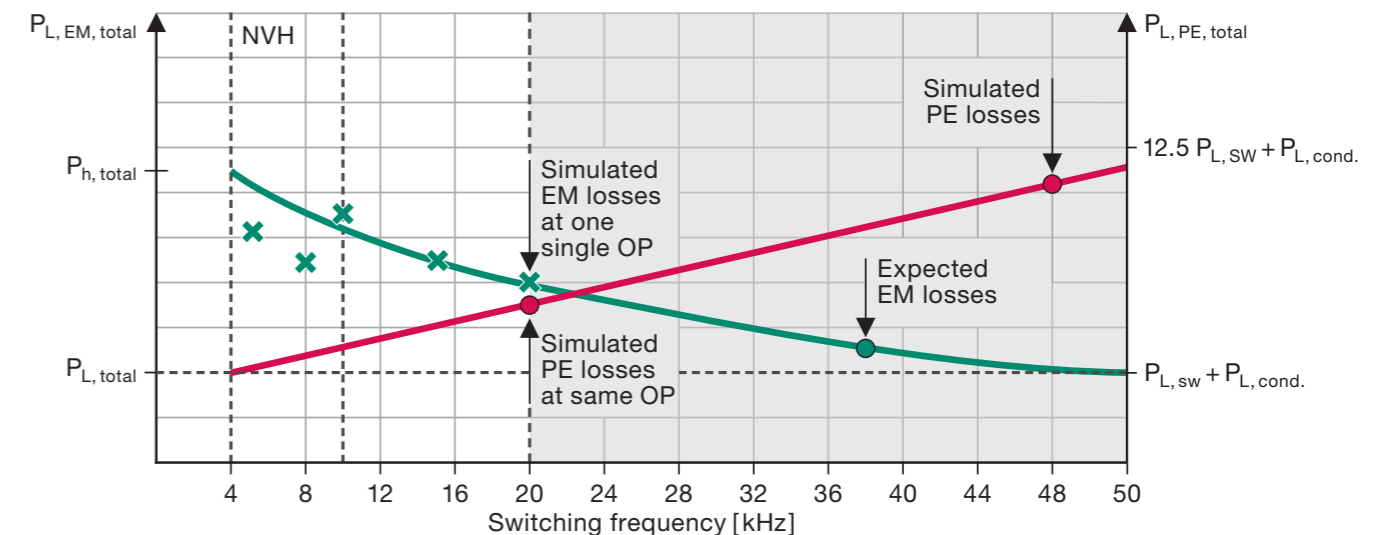


Bild 2: Gesamtverluste im Motor und im Inverter in Abhängigkeit von der Taktfrequenz – exemplarische Betrachtung an einem festen Arbeitspunkt.

Berücksichtigt man, dass ein SiC-Inverter bis zum Zehnfachen der Schaltfrequenz und der Spannungsgradienten dU/dt eines Si Inverters liefern kann, so wird das gesamte Potenzial der SiC-Technologie deutlich. **Bild 3** verdeutlicht den Einfluss der Flankensteilheit auf die Inverterverluste. In welchem Umfang sich dieses Potenzial der SiC-Technologie tatsächlich ausschöpfen lässt, ohne unerwünschte Auswirkungen in anderen Bereichen zu erzeugen (vgl. dazu die folgenden Abschnitte 3 und 4), ist Teil der laufenden Entwicklung und Erprobung des hocheffizienten 800-V-Antriebs mit SiC-MOSFETs im Inverter.

Bei voller Ausnutzung der SiC-Technologie müssen noch das elektromagnetische Verhalten bei hohen Taktfrequenzen und Flankensteilheiten sowie das Geräuschverhalten (NVH) des Gesamtsystems betrachtet werden. Wie Bild 2 zeigt, erweisen sich bisher allerdings eher niedrige Schaltfrequenzen als kritisch im Hinblick auf die NVH. Bei der EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) dagegen sieht es genau umgekehrt aus: Mit steigenden Taktfrequenzen muss auch mit stärkeren Abstrahlungen gerechnet werden, so dass unter Umständen auch Schirmungskonzepte entsprechend neu ausgelegt werden müssen.

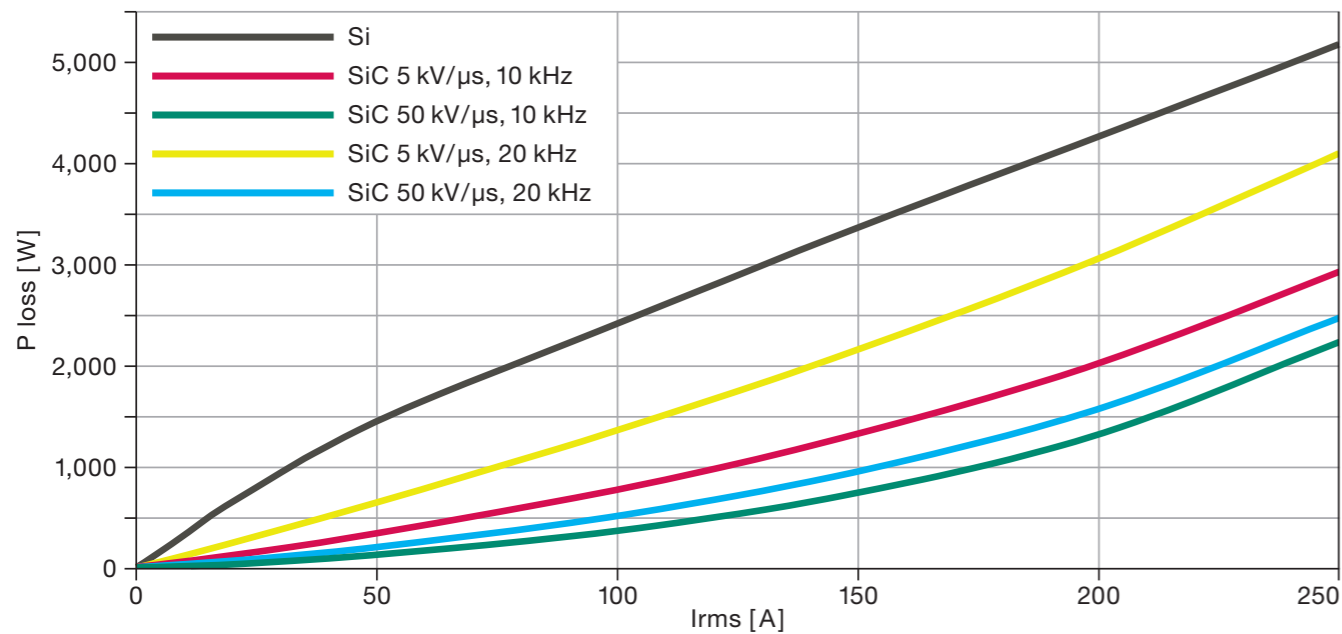


Bild 3: SiC-Inverter-Verlustleistungen jeweils bei 10 kHz und 20 kHz bzw. bei 5 kV/μs und 50 kV/μs im Vergleich zu den Gesamtverlusten von Si bei 10 kHz und 5 kV/μs

3 AUSWIRKUNGEN AUF DEN INVERTER

Für die heute in Invertern der 400-V-Klasse verwendete Si-IGBT-Technologie haben sich Schaltfrequenzen von 8–10 kHz etabliert. Als Spannungsgradient (dU/dt) findet sich eine Flanke mit typischerweise bis zu 5 kV/μs Steilheit.

Augenfällig ist der große Unterschied zwischen der Gesamtverlustleistung bei 800 V mit herkömmlicher Si-Technologie und der bei 800 V mit SiC-MOSFETs. Die Säulen bestätigen, dass eine erhöhte Spannungslage von 800 V nur mit SiC energetisch sinnvoll ist.

Bild 4 zeigt den Unterschied zwischen einzelnen Invertersystemen (Si, SiC) sowie der resultierenden Verlustleistung bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen. Dabei werden jeweils der kumulierte Gesamtverlust und die Verlustanteile im Schaltzustand (Switching) bzw. im Durchlass (Conducting) aufgeschlüsselt.

Entscheidend für die Bewertung eines Inverters ist die Effizienz, die der Antrieb letztendlich im WLTP-Zyklus zeigt (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure). Bild 5 illustriert den Einfluss der Inverterverluste auf die Effizienz des Antriebs im WLTP. Das in Gelb dargestellte oberste Segment der Säulen in Bild 5 zeigt den Vorteil von 800-V-SiC gegenüber einer 800-V-Si-Lösung – und das obwohl hier in beiden Fällen nur eine Schaltfrequenz von 10 kHz und ein

Spannungsgradient von 5 kV/μs zugrunde gelegt sind. Tatsächlich wäre ein Inverter auf SiC-Basis zu wesentlich höheren Frequenzen und Gradienten fähig (typischerweise 10...40 kHz sowie 5...50 kV/μs). Die zweite Säule von links in Bild 5 zeigt deutlich, wie sich die Schaltverluste im Inverter entwickeln würden, wenn man Si-IGBT-Technologie für 800-V-Systeme nutzen würde.

ten dargestellte höhere Effizienz von SiC geht auf die hohe Ladungsträgerbeweglichkeit in der Materialmatrix mit den in das Silizium eingelagerten Kohlenstoffatomen zurück. Durch den geringeren elektrischen Widerstand entstehen in SiC-Halbleitern wesentlich weniger Wärmeverluste. Damit sind höhere Taktraten möglich, die Bauform kann kompakter ausfallen und der Bedarf an Kühlleistung für das Leistungsmodul geht zurück. Bei SiC-Halbleitern ist daher eine kleinere aktive Fläche erforderlich als bei Si-Halbleitern.

Die in den **Bildern 1–5** mit unterschiedlichen Schwerpunk-

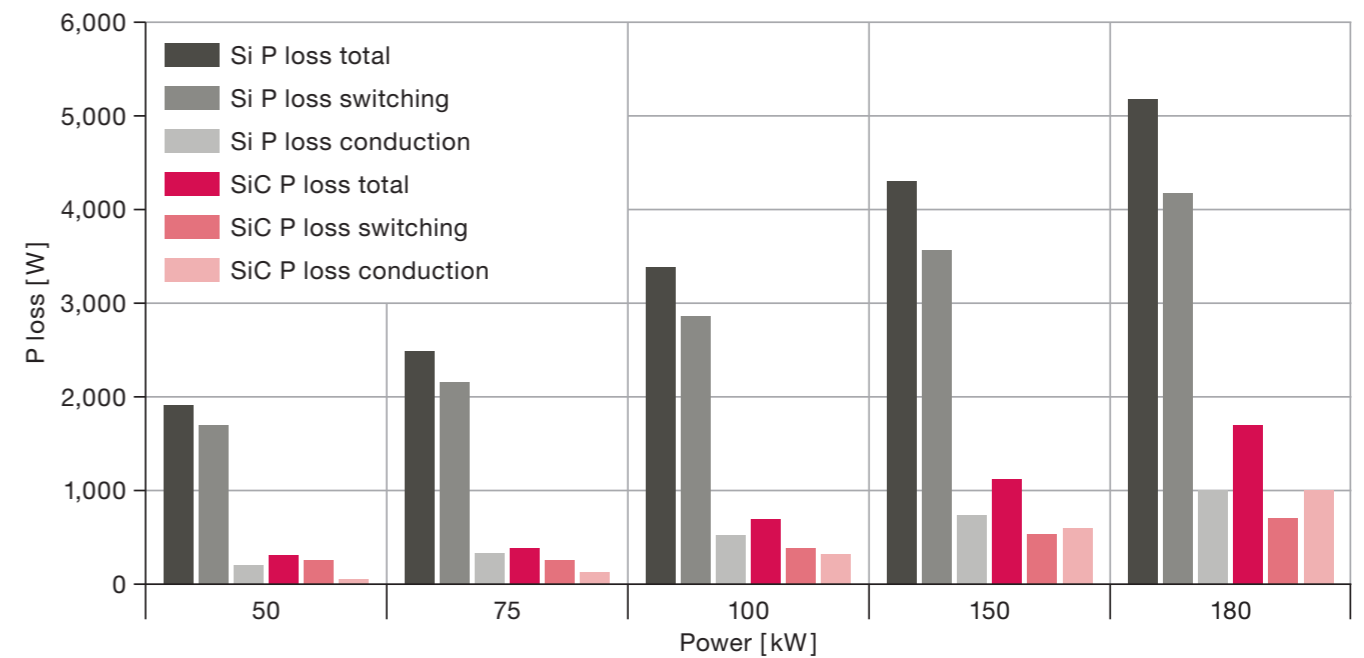


Bild 4: Verlustleistungen unterschiedlicher Inverterkonzepte in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung.

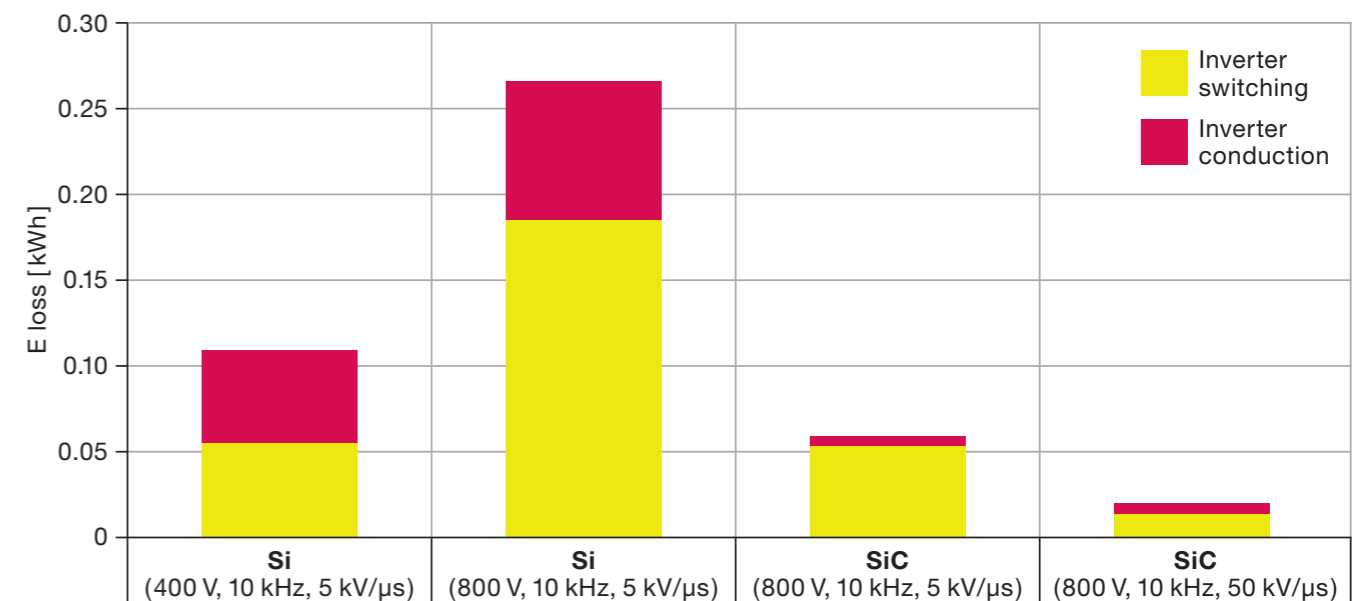


Bild 5: Auswirkungen von Inverter-Verlustleistungen im WLTP Zyklus.

3.1 VORTEILE HÖHERER LEITFÄHIGKEIT VON SiC

Bisher werden in automobilen Traktionsinverters für 400 V und bis zu 10 kHz typischerweise verlustoptimierte Si-IGBTs mit zusätzlicher Diode (Freilauf bzw. Rückfluss in die Batterie bei der Rekuperation) verwendet, weil die entsprechenden Bipolartransistoren mit einer Sperrspannung von 650...750 V zwar ausgesprochen anspruchsvoll anzusteuern sind, aber dafür nahezu „ideale Schalter“ darstellen, weil sie im Nennspannungsbereich beim Schalten sehr effizient sind.

MOSFETs dagegen lassen sich einfach ansteuern, haben in Si-Technologie allerdings einen höheren elektrischen Widerstand (R) während des Schaltens (R bei Drain/Source On = $R_{ds(on)}$) als IGBTs. Bei 400 V spielt diese höhere Si-MOSFET-Verlustleistung bereits eine wichtige Rolle, bei 800 V wird sie zum Ausschlusskriterium (vgl. Bild 5), denn je höher der Sperrwiderstand eines Si-MOSFETs ist, desto höher ist auch sein $R_{ds(on)}$. Jenseits einer Schwelle von beispielsweise 600 V wirkt sich dieses elektrische Verhalten übermäßig auf die Gesamteffizienz aus. Hinzu kommt der steigende Aufwand für die Abfuhr der Verlustwärme bei hohen Spannungen.

MOSFETs in SiC-Technologie in 4H-Substratausführung (Tetraedermatrix mit besonders hoher Ladungsträgerbeweglichkeit) dagegen haben gerade beim Schalten eine viel höhere Effizienz als Si. Dieser Vorteil bei $R_{ds(on)}$ macht SiC-MOSFETs zur Technologie der Wahl für 800-V-Inverterkonzepte.

Die breitere Bandlücke und die höhere Durchbruchspannung bei dem geringen Flächenwiderstand von SiC erlauben es,

hohe Spannungen mit steilen Flanken in schnellen Taktraten mit weniger aktiver Fläche zu schalten. Wegen des viel geringeren $R_{ds(on)}$ bleiben die Schaltverluste auch bei hohen Taktraten niedrig, **Bild 6**. Vor allem im Teillastbereich wirken sich die niedrigeren Durchlassverluste positiv aus.

Bezieht man alle Randbedingungen, wie etwa die Anschlüsse des Leistungsmoduls, in die Bauraumbetrachtung ein, so lassen sich mit SiC-Technologie voraussichtlich zwischen 25...50 % Volumen im Leistungsmodul sparen.

Wegen der höheren Wärmeleitfähigkeit von SiC bestehen bessere Voraussetzungen für die Abfuhr von Verlustwärme im Vergleich zu Lösungen mit Si-Halbleitern. Gleichzeitig können SiC-Halbleiter bei höheren Temperaturen am Halbleiter betrieben werden. Das kommt beim Inverter-Design der inzwischen zunehmend geforderten hohen Leistungsdichte zugute.

In der Gesamtbetrachtung ermöglicht die SiC-Technologie also nicht nur eine höhere Invertereffizienz, sondern auch einen reduzierten Schaltungsaufwand, geringere Abmessungen der Halbleiter, weniger Kühlaufwand, höhere Betriebstemperaturen sowie weniger Gewicht des Leistungsmoduls.

Vergleicht man einen 400-V-Si Inverter mit einem 400-V-SiC-Inverter, so kann der SiC-Inverter kompakter ausgeführt werden. Vergleicht man dagegen einen 400-V-S-Inverter mit einem 800-V-SiC-Inverter, so wird das Volumen des SiC-

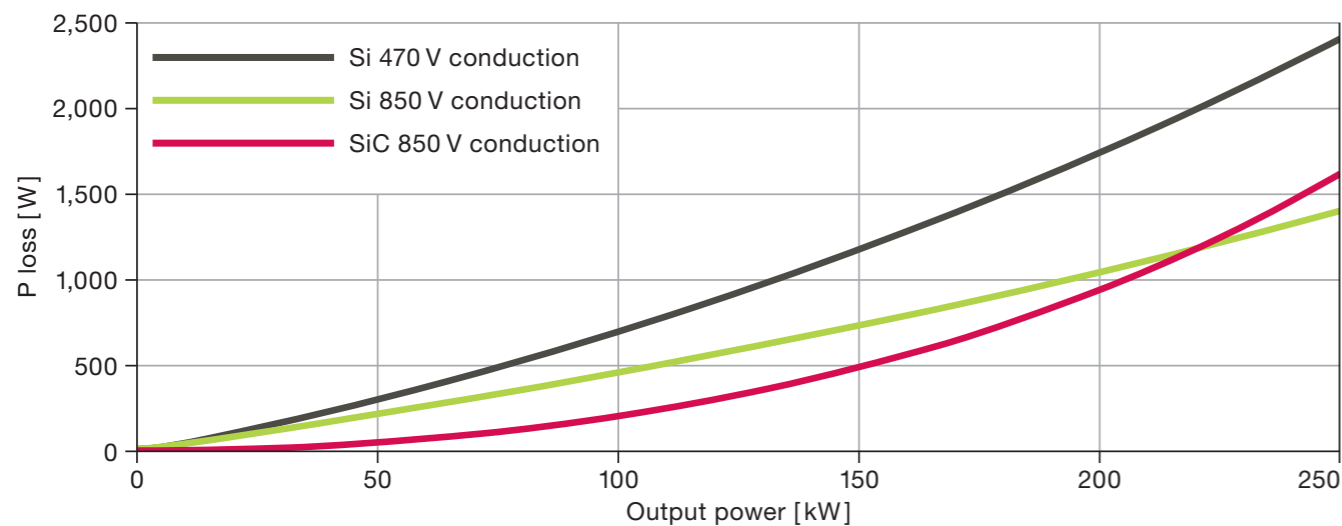


Bild 6: Inverter-Durchlassverluste für Si-IGBT 400 V, Si-IGBT 800 V und SiC MOSFET 800 V.

Inverters wegen der größeren Kriechstrecken, vor allem aber wegen des in etwa doppelt so großen Zwischenkreiskondensators steigen.

Grundsätzlich lassen sich diese Vorteile der SiC-Technologie auch in Kombination mit einer 400-V-Spannungslage nutzen, allerdings lässt sich bei diesem Konzept nur der reine Effizienz-

envorteil im Inverter nutzen. Zusätzliche Vorteile wie ein Superschnellladen setzen eine höhere Spannungslage voraus. Um das Potenzial unter Fahrbedingungen zu untersuchen, befindet sich bereits ein entsprechender Inverterprototyp mit 400 V und SiC-Technologie auf der Straße. Der 800-V-Inverter mit SiC befindet sich in der Testphase.

3.2 DYNAMISCHE VORTEILE VON SiC

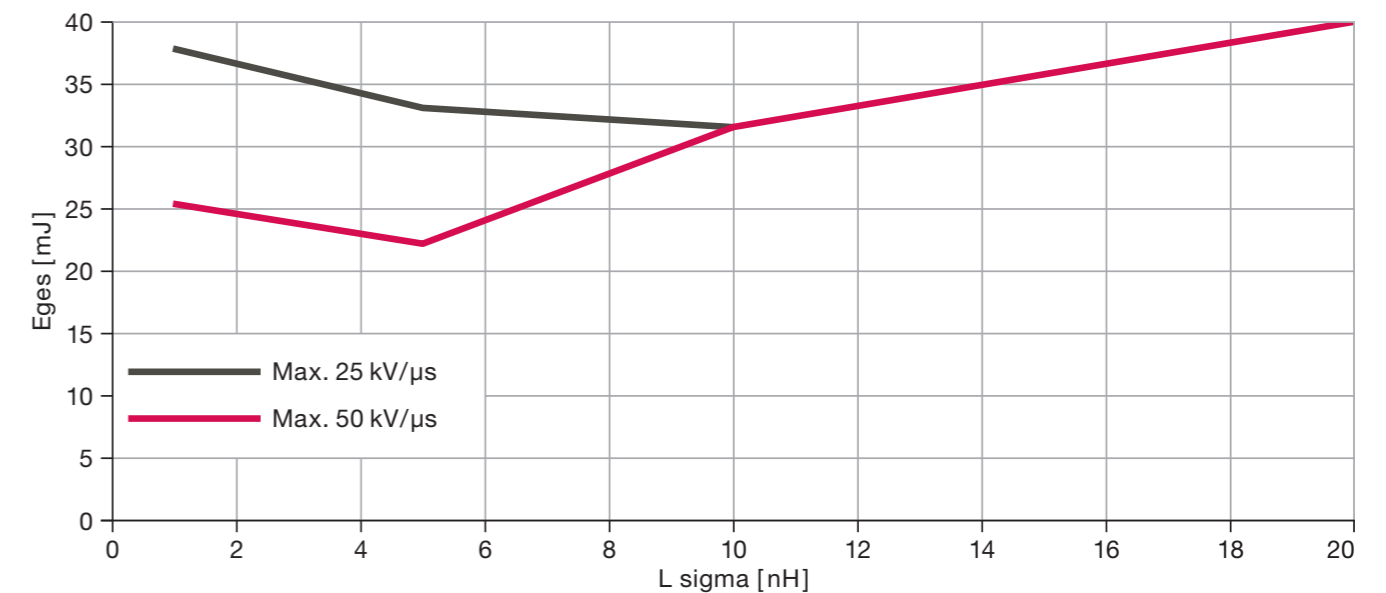


Bild 7: Einfluss der Streuinduktivität auf Inverterverluste in einem Arbeitspunkt für einen Schaltvorgang.

Wie in **Bild 7** gezeigt, lassen sich die Schaltverluste bei SiC durch Erhöhung des Spannungsgradienten dU/dt senken. SiC bietet hier gegenüber Si ein erhebliches Potenzial, denn bei höheren Gradienten und entsprechend angepasster Streuinduktivität im Kommutierungskreis sinken die Verluste. Als weitere Voraussetzung ist zusätzlich eine Optimierung der Streuinduktivität im Gate-Source-Kreis notwendig.

Da eine sehr niedrige Streuinduktivität im Kommutierungskreis nur verhältnismäßig kostenintensiv zu realisieren ist, gehört es zur Optimierung auf Systemebene, ein ausgewogenes dU/dt zu definieren. Durch Simulationen wird die jeweils für ein spezifisches dU/dt realisierte Streuinduktivität berechnet. In Kombination mit der Frequenzerhöhung ergibt sich eine Gesamtverlustleistung, deren Wirkung im WLTP simuliert wird. Voraussichtlich in der Spanne zwischen 5...20 kV/μs gibt es ein lokales Minimum, bei dem einerseits die Streuinduktivität akzeptabel niedrig ist, andererseits aber auch die Einsparungen im WLTP attraktiv.

3.3 ELEKTROMAGNETISCHE VERTRÄGLICHKEIT

Schaltvorgänge mit hohen Frequenzen sind bekannt dafür, als Störquelle für elektro-magnetische Ausstrahlungen zu wirken. Bei der Nutzung von SiC-MOSFET in Traktionsinvertern muss deshalb der Vorteil höherer Taktfrequenzen und steilerer Spannungsgradienten gegen den möglicherweise erforderlichen höheren Schirmungs- bzw. Filteraufwand abgewogen werden. **Bild 8** zeigt am Beispiel einer Messung, wie sich das Störspektrum und die Störintensität bei einer

Verdoppelung der Taktrate von 10 kHz auf 20 kHz verändert. Bei 20 kHz steigt die Intensität der Ausstrahlung um 6 dB an.

Es ist also nicht unbedingt zielführend, die Taktraten einfach nur zu erhöhen. Gesucht sind die optimalen Ansteuerungsparameter für SiC, die Effizienz mit einem guten EMV-Verhalten, akzeptable Schaltverluste bei sinnvollen Taktraten mit optimalen Effizienzvorteilen im Motor vereint.

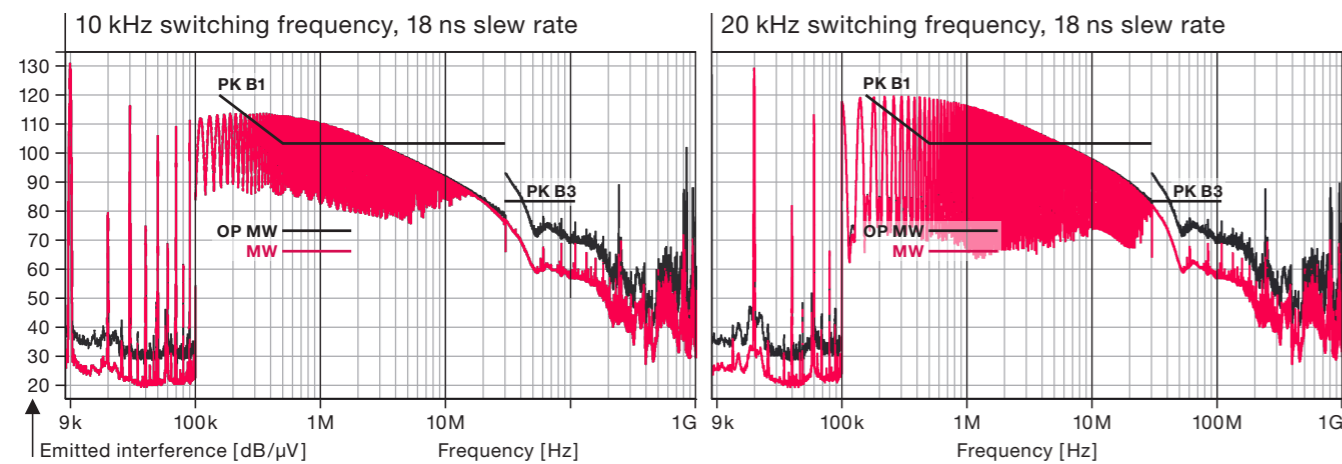


Bild 8: Einfluss der Invertertaktrate auf das EMV-Störspektrum.

4 MOTORKONZEPT

Die ursprüngliche Ausgangsbasis für die Entwicklung des hocheffizienten integrierten Achsantriebs für 800 V bildet der Elektromotor, wie er in der laufenden Großserienfertigung des EMR3 enthalten ist. Die kompakte Einheit aus elektrischer Maschine, Inverter und Getriebe wiegt deutlich unter 80 kg, leistet in der gefertigten Ausführung bis zu 150 kW und stellt bis zu 310 Nm Motor-Antriebsmoment bereit. Im EMR3 arbeitet eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PSM), die von einem 400-V-Si-IGBT-Inverter mit bis zu 510 A Strom versorgt wird. Ein stirnseitig platziertes 2-stufiges Untersetzungsgetriebe passt die E-Motordrehzahl von bis zu 14.000 min^{-1} an die an der Achse benötigte Drehzahl an.

Der Achsantrieb EMR4 wird im Vergleich zur aktuellen EMR3-Generation vor allem eine breitere Skalierung durch freiere Kombination von Sub-Komponenten ermöglichen (zu denen auch der 800-V-Inverter gehören wird). Außerdem werden die Schnittstellen weiter massiv standardisiert und

skalierbar gemacht. Gerade bei kleinen Leistungsklassen soll das Bauvolumen nochmals reduziert werden. Um der – gegenüber dem EMR4-Basis-Design – verdoppelten Spannungslage von 800 V zu entsprechen, wurde bei dem verwendeten E-Motor eine Windungszahlanpassung durch eine entsprechende Verschaltung der Statorwicklung realisiert.

Insgesamt sollen Leistungsklassen in der Spanne von 60...180 kW umgesetzt werden können. Um das zu ermöglichen, ist der Aufbau des Achsantriebs so verändert, dass die Leistungselektronik beim EMR4 an der dem Getriebe gegenüberliegenden Stirnseite platziert ist. Mit der erweiterten Skalierbarkeit bei den Leistungsanforderungen lässt sich innerhalb eines Antriebsmoduls ein breites Fahrzeugportfolio ausrüsten.

4.1 EFFIZIENZVORTEILE DES E-MOTORS DURCH EINSATZ DER SiC-TECHNOLOGIE

Aus den Verlustbetrachtungen im Abschnitt 3 geht hervor, dass der Einsatz von SiC-MOSFETS, bei gleichbleibender Kühlleistung, deutlich schnelleres und deutlich häufigeres Schalten ermöglicht. Letzteres kann zur Erhöhung der Effizienz des E-Motors genutzt werden:

Das deutlich häufigere Schalten, oder in anderen Worten die Erhöhung der Taktfrequenz, führt zur Reduktion des Anteils der harmonischen Stromüberschwingungen am erzeugten Gesamtstrom. Folglich kann, die vom Inverter eingespeiste, harmonische Eingangsleistung durch die Taktfrequenzerhöhung reduziert werden.

Bild 9 verdeutlicht den beschriebenen Sachverhalt anhand eines Leistungsflussdiagramms. In Grau ist der übliche Leistungsfluss von der Eingangsleistung, über Luftspaltleistung, hin zur mechanischen Ausgangsleistung an der Welle dargestellt. Die Stator- und anschließend die Rotorverlustleistung werden als Wärme abgeführt. Zusätzlich ist in Rot der Anteil der harmonischen Eingangsleistung, die vollständig in Wär-

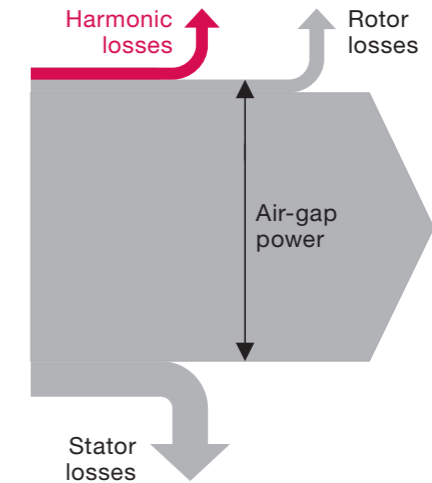


Bild 9: Leistungsflussdiagramm einer PSM unter Berücksichtigung harmonischer Verluste.

me umgesetzt wird und nicht zur mechanischen Leistung beiträgt, hervorgehoben. Die harmonischen Verluste eines 800-V-SiC-Motors können mithilfe der SiC-Technologie deutlich reduziert werden.

4.2 DESIGNMERKMALE EINES 800-V-MOTORS

Es ist bekannt, dass drehzahlgeregelte Elektromotoren durch die Speisung vom Inverter, wegen der nicht sinusförmigen Ströme, höheren Belastungen ausgesetzt sind als Elektromotoren, die bei einer konstanten Drehzahl laufen bzw. von einer festen Frequenz gespeist werden. **Bild 10** zeigt die zusätzlichen Belastungen, die ein schnell schaltender Inverter im Elektromotor im Wesentlichen bewirkt.

Bei Anwendung der 800-V-SiC-Technologie sind besonders die hohen Spannungsgradienten und deren Auswirkungen auf das Isolationssystem und die Lagerströme zu berücksichtigen.

Die vom Inverter ausgehenden hochfrequenten Spannungspulse mit sehr kurzen Anstiegszeiten schaffen zwar die Voraussetzung für einen effizienten Antrieb, jedoch steigen damit die Belastungen im Motor. Vor allem bei hohen Leistungen, wenn sich die größte Flankensteilheit einstellt, steigt die Belastung.

Bei der Systemauslegung eines 800-V-Antriebs gilt es, die steigenden Frequenzen und steileren Flanken im Inverter mit ihren positiven Auswirkungen auf die Oberschwingungsver-

luste gegenüber den erhöhten Anforderungen an das Isolationssystem und die Lebensdauer des Motors abzuwägen und so eine gute Balance im SiC-Antriebssystem einzuhalten.

Bei der erhöhten Spannungslage von 800 V in Verbindung mit hohen Taktfrequenzen und hohem dU/dt treten gegenüber 400-V-Systemen entsprechend höhere Spannungsüberschinger auf, für die das Isolationssystem im Motor ausgelegt sein muss. Auch die Prüfspannung liegt damit wesentlich höher. Wie in 400-V-Systemen, ist auch bei 800-V-Systemen eine möglichst kurze Stromschienenverbindung zwischen Motor und Inverter zu wählen, um zusätzliche Spannungsüberschinger infolge von Spannungsreflexionen zu vermeiden. Die Reflektionskoeffizienten r und die Impedanzen Z in **Bild 10** weisen auf diesen Umstand hin. Bei der Wahl des optimalen dU/dt , und damit der optimalen Anstiegszeit, ist zu berücksichtigen, dass die kritische Leiterlänge direkt proportional zur Anstiegszeit ist. Je nach Aufbau, kann die Anstiegszeit allein aus dieser Sicht nicht beliebig hoch gewählt werden.

Für den EMR4 mit der 800-V-Option als Teil des modularen Konzeptes bedeutet das, dass das Verhalten und die Lebens-

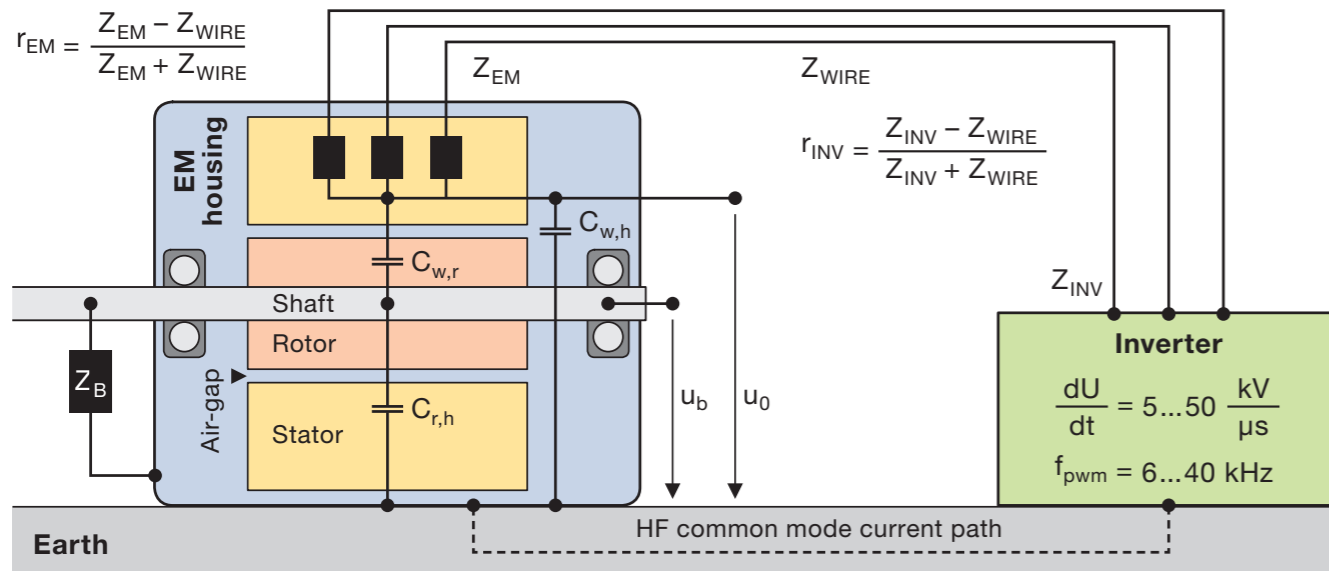


Bild 10: Elektrisches Ersatzschaltbild zur Darstellung wesentlicher parasitärer Effekte.

dauer des Isolationssystems besonders untersucht wird. Bei hohen Spannungsspitzen besteht die Möglichkeit, dass Teilentladungen auftreten, weil die beispielsweise zwischen Leiter und Blechpaket anliegende Spannung zeitweise ausreichend groß wird, sodass elektrische Ladungen das Isolationssystem an seinen Schwachstellen passieren können. Das heißt, es kommt zu kurzzeitigen lokalen Zusammenbrüchen/Durchbrüchen der Isolation, wobei der dabei wiederholt kurzzeitig fließende Strom das Isolationssystem an der Schwachstelle immer weiter belastet. In Folge erhitzt sich das System und altert. Hierfür ist es wichtig, die Auswirkung der Spannungspulse auf die Lebensdauer zu kennen. Entsprechende Teilentladungsmessergebnisse fließen in das Design des Isolationssystems ein.

Darüber hinaus gibt es Mechanismen, die bei einem drehzahlgeregelten Elektromotor im Inverterbetrieb zu hochfrequenten Lagerströmen führen. Hierzu zählen Zirkularströme (Welle, Lager, Stator-Gehäuse, Lager, Welle) infolge von Potentialdifferenzen an den Wellenenden des Motors, die kapazitiven Lagerströme (auch dU/dt -Ströme genannt) infolge zeitlicher Änderung der Gleichtakt-Lagerspannung u_b und die Electric Discharge Machining (EDM) – Ströme, deren Ursache ebenfalls die zeitliche Änderung der Gleichtakt-Lagerspannung ist. EDM-Ströme machen sich bei lokalen Zusammenbrüchen der Schmierfilmkapazität des Lager-schmierstoffes als Entladungsstromspitzen hoher Amplitude bemerkbar. Im Automotive-Bereich gelten die EDM-Ströme als praxisrelevant.

Zur ersten Einschätzung der zu erwartenden EDM-Ströme kann das Verhältnis der Gleichtakt-Lagerspannung u_b zur Gleichtaktspannung u_0 – das sogenannte Bearing Voltage Ratio (BVR) – herangezogen werden. Durch eine zeitlich hochaufgelöste Messung der Lagerspannung an unterschiedlichen Arbeitspunkten lassen sich charakteristische Spannungseinbrüche beobachten, die auf relevante Entladeströme hinweisen. Auf diese Weise lassen sich besonders kritische Arbeitspunkte in Bezug auf die Lebensdauer der Lager identifizieren. Ist die Identifizierung potenziell kritischer Betriebspunkte erfolgt, werden gezielt Dauertests mit einem hohen Anteil dieser Betriebspunkte durchgeführt und anschließend die Lebensdauer der Lager bewertet.

Wie aus dem **Bild 10** hervorgeht, hängt die Lagerspannung u_b über einen kapazitiven Spannungsteiler, bestehend aus parasitären Motorkapazitäten (Wicklung-Gehäuse $C_{w,h}$, Wicklung-Rotor $C_{w,r}$, Rotor-Gehäuse $C_{r,h}$) und Lagerimpedanz Z_b , mit der Gleichtaktspannung u_0 zusammen. Aus diesem Ersatzschaltbild lassen sich unmittelbar Maßnahmen zur Unterdrückung der EDM-Ströme, wie beispielsweise die Verwendung einer Wellenerdung, elektrostatische Schirmung der Statorwickelköpfe oder die Anwendung von (regelungstechnischen) Methoden zur Minimierung der Gleichtaktspannung u_0 , ableiten.

5 SYSTEMBETRACHTUNG

Die vorangegangenen Kapitel zeigen die Einflüsse und Möglichkeiten der SiC-Technologie auf der Komponentenebene. Nun geht es um die Synthese zu einem Gesamtantrieb, der

vor allem hinsichtlich Kosten und Effizienz optimiert ist, aber auch die sekundären Eigenschaften NVH und EMV berücksichtigt.

5.1 VERFAHREN ZUR ÜBERTRAGUNG VON EINZELWERTEN AUF DEN WLTP

Um aus einzelnen Messwerten im Last-Drehzahlkennfeld die Wirksamkeit der Technologie im WLTP zu bewerten, wurden für die Planung einer Testkampagne die Punkte im WLTP mit maximaler Häufung ermittelt und als Messpunkte ausgewählt. **Bild 11** zeigt am Beispiel für ein D-Segment Fahrzeug

mit dem EMR4-Achsantrieb die Histogrammwerte anhand der Größe der Punkte. Es wurden 35 Arbeitspunkte definiert, die mit unterschiedlichen Schaltfrequenzen in Kombination mit unterschiedlichen Flankensteilheiten dU/dt an einem Motorprüfstand vermessen wurden.

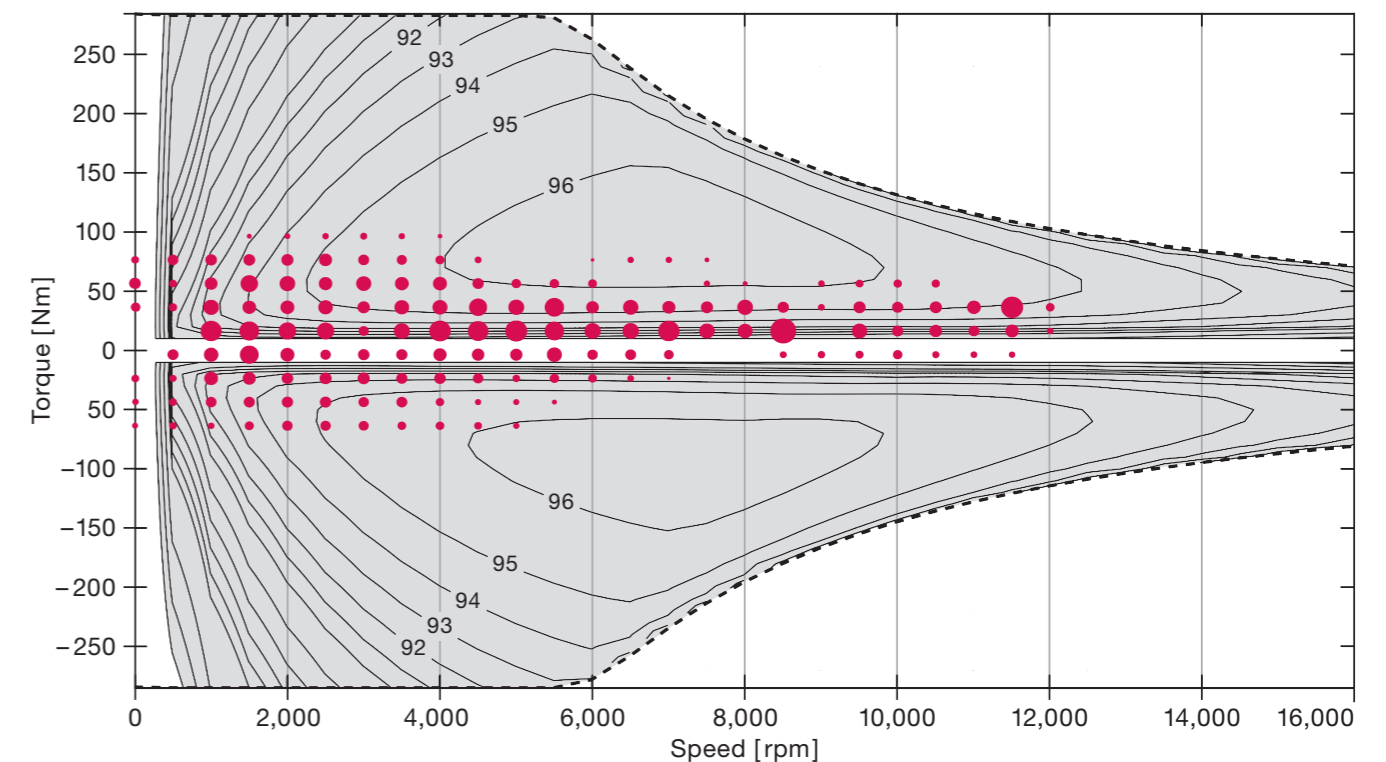


Bild 11: WLTP Histogramm für ein D-Segment-Fahrzeug.

5.2 DISKUSSION DER MESSERGEBNISSE

Die Auswertung der Messkampagne brachte zwei wesentliche Erkenntnisse, hervor die für die weitere Entwicklung der SiC-Technologie maßgeblich sind.

Im Inverter sind für die Grundsatzuntersuchungen eine hohe und eine niedrige Flankensteilheit realisiert. An spezifischen Arbeitspunkten korrespondiert die hohe Flankensteilheit mit 10 $kV/\mu s$, die niedrige mit 5 $kV/\mu s$.

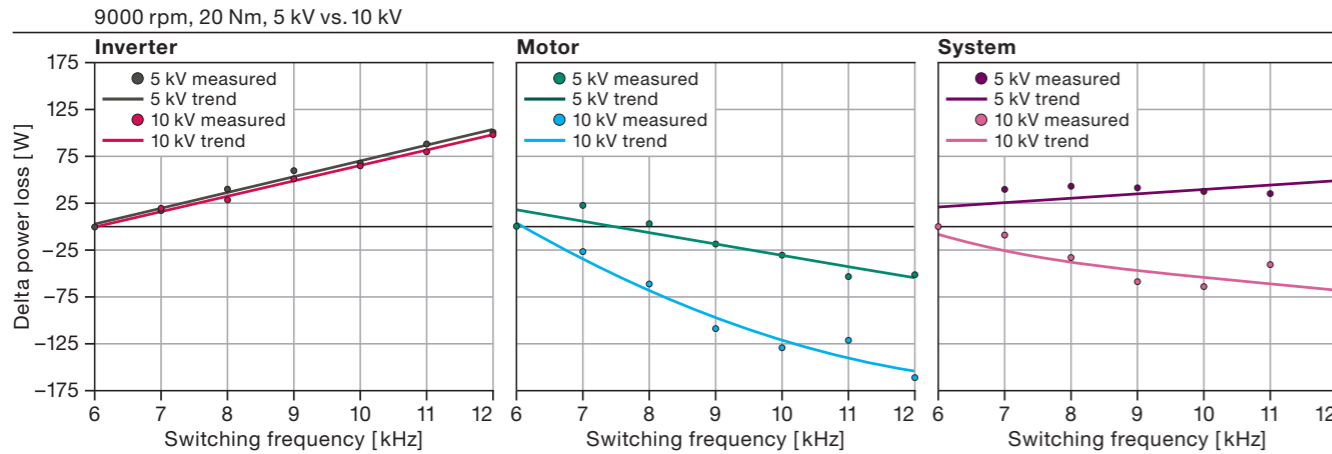


Bild 12: Messergebnisse der Komponenten- und Systemverluste bei 9000 1/min und 20 Nm.

Bild 12 zeigt exemplarisch die Verlustunterschiede der einzelnen Komponenten und auf Systemebene in einem Lastpunkt im mittleren Drehzahlbereich mit kleinem Drehmoment. Die Inverterverluste steigen erwartungsgemäß über die Schaltfrequenz an, ein Unterschied zwischen 5 kV/μs und 10 kV/μs ist im Rahmen der Messgenauigkeit nicht festzustellen. Dies wird auf die zunächst realisierte arbeitspunkt-abhängige Flankensteilheit zurückgeführt, die bei niedrigen Lasten nur geringe Effekte zeigt. Der Motor hingegen zeigt, ebenfalls wie erwartet, eine Abnahme der Verluste mit zunehmender Schaltfrequenz, reagiert jedoch auch auf die höhere Flankensteilheit mit 10 kV/μs. Dieser Vorteil überkompensiert auf Systemebene die höheren Inverterverluste, die durch die höhere Schaltfrequenz entstehen und stellt insgesamt eine Verbesserung des Wirkungsgrads dar.

Erhöht man, wie im Bild 13 dargestellt, den Inverterstrom um höhere Leistungen zu bedienen, wird der Vorteil der 10-kV-Flankensteilheit auf Inverterebene, wie erwartet, deutlich sichtbar, da auch die Gesamtverluste im Inverter steigen. Der Motor zeigt ein ähnliches Verhalten wie bei niedrigeren Leistungen, jedoch stellen sich auf Systemebene jetzt bei höheren Schaltfrequenzen oberhalb von 8 kHz nur noch geringe Verbesserungen ein. Das im Bild 13 gezeigte Verhalten, gilt es durch konsequente Anwendung der höheren Flankensteilheit auf alle Betriebspunkte im Kennfeld zu übertragen.

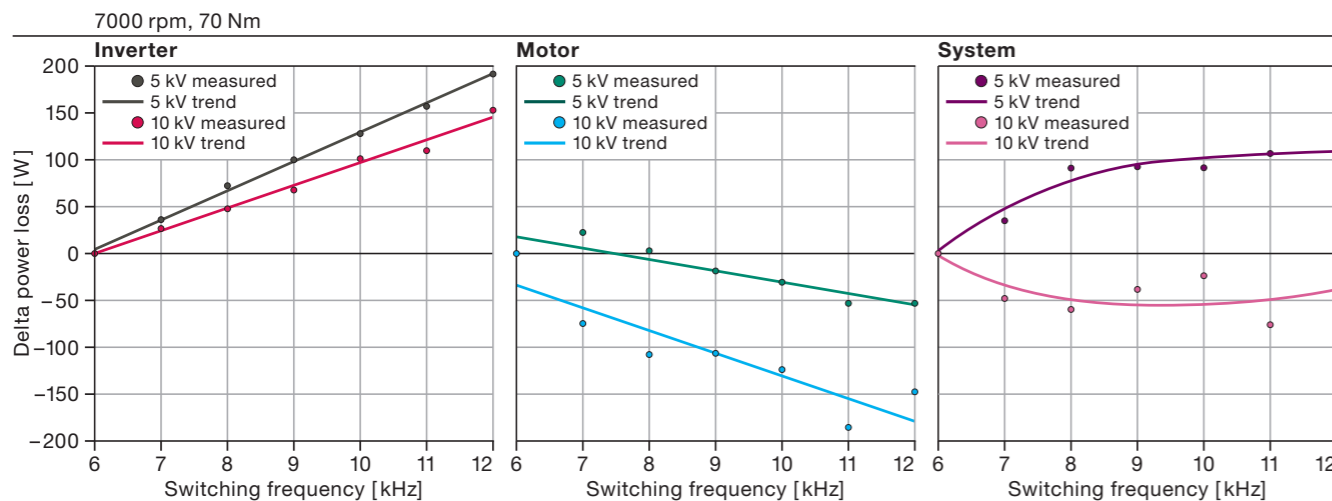


Bild 13: Messergebnisse der Komponenten- und Systemverluste bei 7000 1/min und 70 Nm.

5.3 ERMITTLUNG DER WLTP-VERBRAUCHSVORTEILS

Mithilfe der Messwerte wurden die Simulationsmodelle für Inverter und Motor kalibriert, um darüber die Gesamteffizienz im WLTP Zyklus zu ermitteln und in Zukunft auch andere Verbrauchszyklen bewerten zu können. Um direkt aus den Messdaten eine erste Aussage über die Wirkungsgradpotentiale der SiC-Technologie zu erzeugen, wurden die Verluste

auf Systemebene in ein Kennfeld übertragen und durch geeignete Interpolationsverfahren ein ausreichend genaues Raster erstellt um in einer Antriebssimulation den gesamten Zyklus abzubilden. Bild 14 zeigt das Beispiel für eine Flankensteilheit von 5 kV/μs und Taktfrequenz von 12 kHz das Systemkennfeld.

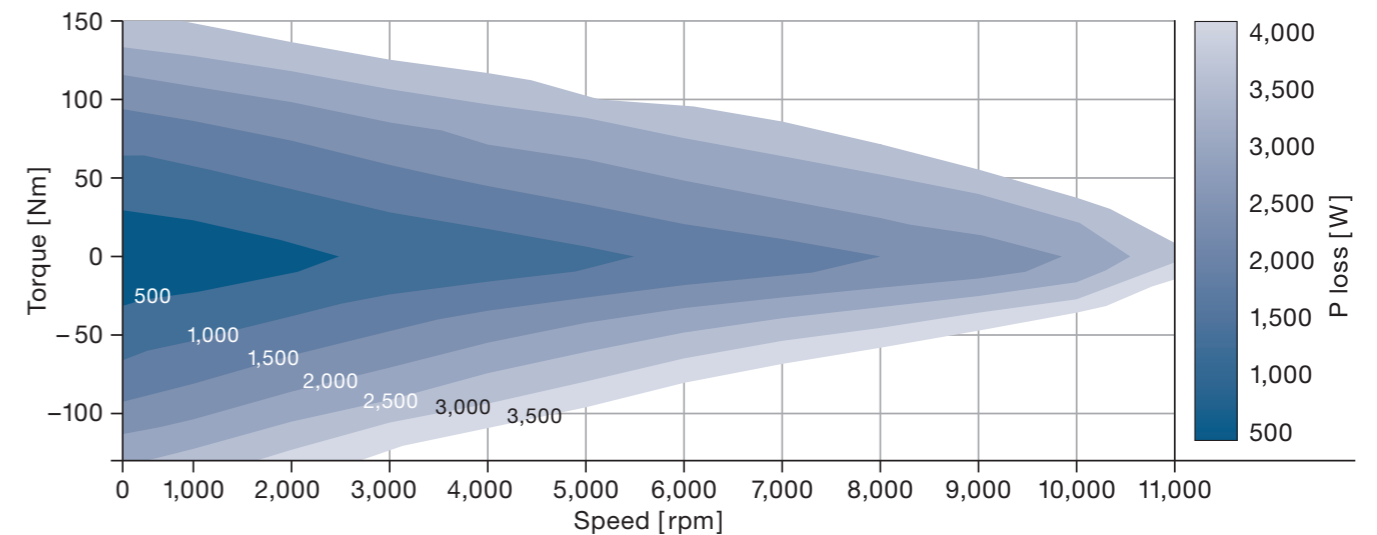


Bild 14: Interpolation der gemessenen Verlustleistung 12 kHz/5 kV/μs für den WLTP relevanten Leistungsbereich.

On vehicle level (D-segment)

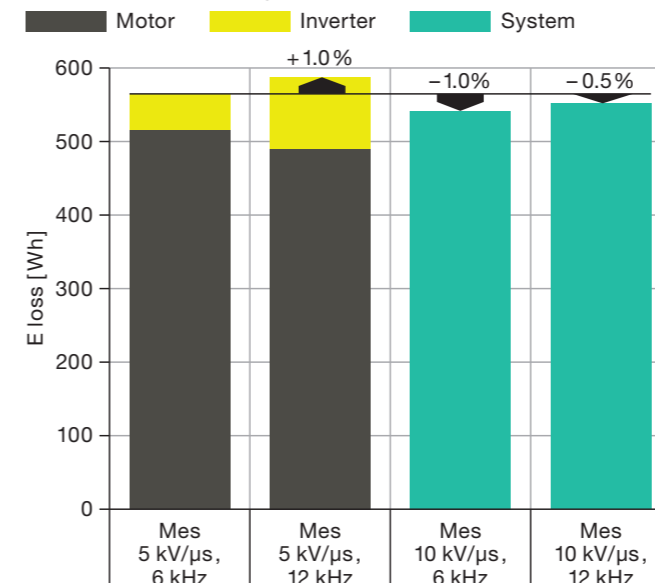


Bild 15: Motor- und Inverterverluste mit interpolierten Kennfeldern für den WLTP

In Bild 15 sind exemplarisch die WLTP Ergebnisse für ein D-Segment Fahrzeug zwischen den betrachteten Grenzwerten 5 kV (6/12 kHz) und 10 kV(6/12 kHz) dargestellt. Hier wird deutlich, dass eine Erhöhung der PWM-Frequenz (Pulsweitenmodulation) im WLTP zu einer Wirkungsgradsteigerung im Motor führt. Zusätzlich wird bestätigt, dass die Erhöhung der Flankensteilheit der Inverterausgangsspannung sowohl für 6 kHz als auch für 12 kHz eine Verringerung der elektrischen Verluste im Inverter bewirkt. Im Einklang mit Bild 14 und 15 sind die gerechneten Werte der Verlustreduktion im Inverter kleiner als die Entwicklungszielrichtung. Damit wurden aus der gemessenen Effizienzsteigerung und der anschließenden Übertragung auf den WLTP gezeigt, dass durch die Verringerung der Schaltverluste durch Siliziumkarbid-Halbleiter und der damit möglichen verlustoptimierten Frequenzanhebung deutliche Vorteile im WLTP erreichbar sind. Nächster Schritt der Optimierung wird die Anhebung der Frequenz und der Flankensteilheit sein.

5.4 OPTIMIERUNG

Aus den Untersuchungen kann abgeleitet werden, dass durch den Einsatz der Siliziumkarbid-Halbleiter im Inverter neben den klassischen Parametern in der Ansteuerungsstrategie wie Modulationsmethode und Änderung der Taktfrequenz ein neuer Parameter als Werkzeug zur Effizienzsteigerung eingesetzt werden kann. Die Berücksichtigung der Flankensteilheit ermöglicht es Schaltfrequenzen zu nutzen, die bisher durch höhere Inverterverluste nicht sinnvoll nutzbar waren. Vitesco Technologies hat mit dem Tool iMCO [1] die Fähigkeit, in einer multikriteriellen Optimierung die beste Balance zwischen diesen Parametern zu finden, und in eine Regelstrategie zu überführen, die die Effizienzpotentiale der Siliziumkarbid-Technologie im finalen Serienprodukt maximal ausnutzt.

6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Der Einsatz des Halbleitermaterials Siliziumkarbid steht auf Grund des hohen Potenzials zur Steigerung der Effizienz vor einem Durchbruch in der Anwendung für Hochvolt-Lösungen im Automobilbereich. Dabei liefert die Systemoptimierung notwendige Antworten für die Erreichung einer maximalen Effizienz von Inverter und elektrischem Motor. Im Artikel wurden alle Aussagen aus Arbeitspunkten zusätzlich bezüglich der Wirksamkeit im WLTP am Beispiel eines D-Segment-Fahrzeuges dargestellt.

Siliziumkarbid hat dabei im geschalteten Zustand bekanntermaßen eine höhere Leitfähigkeit als heutige Standardlösungen mit IGBT. Auf Fahrzeugebene ergibt sich im WLTP für eine 800-V-Spannungslage ein Effizienzvorteil für SiC gegenüber IGBT von bis zu 3 %. Über diesen Vorteil hinaus ermöglicht Siliziumkarbid eine deutliche Anhebung des Spannungs-Gradienten am Ausgang des Inverters von theoretisch $> 20 \text{ kV}/\mu\text{s}$, die mit IGBT Lösungen heute nicht darstellbar sind. Hierbei lässt sich allein im Inverter ein weiterer Effizienzgewinn von 2–4 % gegenüber IGBT bei gleicher Taktfrequenz darstellen. Dies konnte an einzelnen Messpunkten nachgewiesen werden, der Übertrag des vollen Potenzials von optimaler Taktfrequenz und Flankensteilheit auf den WLTP erfordert weitere Optimierung.

Der elektrische Motor reagiert mit einer Erhöhung der Effizienz bei Anhebung der Inverter-Taktfrequenz auf Grund der geringeren Strom-Oberwellen und der damit verbundenen geringeren dynamischen Verluste. Eine Erhöhung der Inverter-Taktfrequenz führt andererseits generell zu einer Erhöhung der Schaltverluste im Inverter. Eine Lösung mit Siliziumkarbid-Leistungsschaltern ermöglicht durch die Anhebung des Spannungsgradienten eine Reduzierung der absoluten Erhöhung der Schaltverluste als Funktion der Inverter-Taktfrequenz. Dieser Effekt kann zur Effizienzsteigerung für das System aus Inverter und elektrischem Motor positiv eingesetzt werden. In der Gesamtbetrachtung ergibt die Frequenzanhebung im elektrischen Motor einen Effizienzvorteil von weiteren 1-2 %. Dabei ist es erforderlich, den Gradienten der Inverter-Ausgangsspannung für eine deutliche Absenkung der Effizienznachteile möglichst hoch zu wählen und an die durch die EMV definierte Grenze zu gehen. Durch diese Systemoptimierung lassen sich Effizienzvorteile von in Summe 6-8 % für eine Spannungslage von 800 V durch Einsatz der Siliziumkarbid-Leistungsschalter gegenüber IGBT darstellen. Dabei konnte gezeigt werden, dass bereits mit der geringen Anhebung von Frequenz und Flankensteilheit in Summe über 60 % des Effizienzpotenzials nutzbar sind. Die Anhebung der

Inverter-Taktfrequenz auf ca. 20 kHz und des Spannungsgradienten auf bis zu $15 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ist der nächste Schritt der Entwicklung. Dies stellt noch nicht das Maximum der mit Siliziumkarbid möglichen Werte dar, sondern orientiert sich an bezüglich Isolation und EMV in Großserie darstellbaren Werten.

Der bei Vitesco Technologies in Entwicklung befindliche Inverter wird im Moduldesign für SiC und auf höchste Effizienz optimiert. Dabei wurden die Kernparameter des Halbleiters und des Moduldesigns identifiziert und in einer Systemoptimierung auf den strategischen Halbleiterlieferanten angepasst. Als Kernparameter der Optimierung hat sich hierbei der Optimalbereich der Streuinduktivität herausgestellt, um die Schaltverluste bei einer bestimmten Schaltgeschwindigkeit zu minimieren. Um die Wirksamkeit der SiC-Halbleitertechnologie für eine maximale Effizienzsteigerung zu ermöglichen, ist zusätzlich die betriebspunktabhängige Anpassung von Flankensteilheit und Taktfrequenz durch eine erweiterte Software und Applikation erforderlich.

Über die beschriebene Systemoptimierung sowohl für den Inverter inklusive Regelstrategie und der elektrischen Maschine als auch die Eigenschaften des SiC-Halbleiters lassen sich Lösungen für 800 V darstellen, die einen weiteren Beitrag zur Performancesteigerung des elektrischen Antriebs bei gleichzeitiger deutlicher Steigerung der Ressourcenausnutzung ermöglichen. Vitesco Technologies misst hierbei dem Einsatz der SiC-Technologie einen hohen Stellenwert zu, um diese Ziele kurzfristig in Großserie mit den Kunden und strategischen Lieferanten umzusetzen.

Literatur:

[1]

Adler C., Siedenberg D., Toens M.:

Multikriterielle Optimierung von elektrischen Antriebssträngen
ATZ – Automobiltechnische Zeitschrift,
Ausgabe 3/2020, Seite 44 ff

Vitesco Technologies GmbH

Siemensstrasse 12
93055 Regensburg / Germany
Phone +49 (0) 941 790-0
vitesco-technologies@continental-corporation.com



www.vitesco-technologies.com



WWW.VITESCO-TECHNOLOGIES.COM

#weareelectrified

#passionate #partnering #pioneering