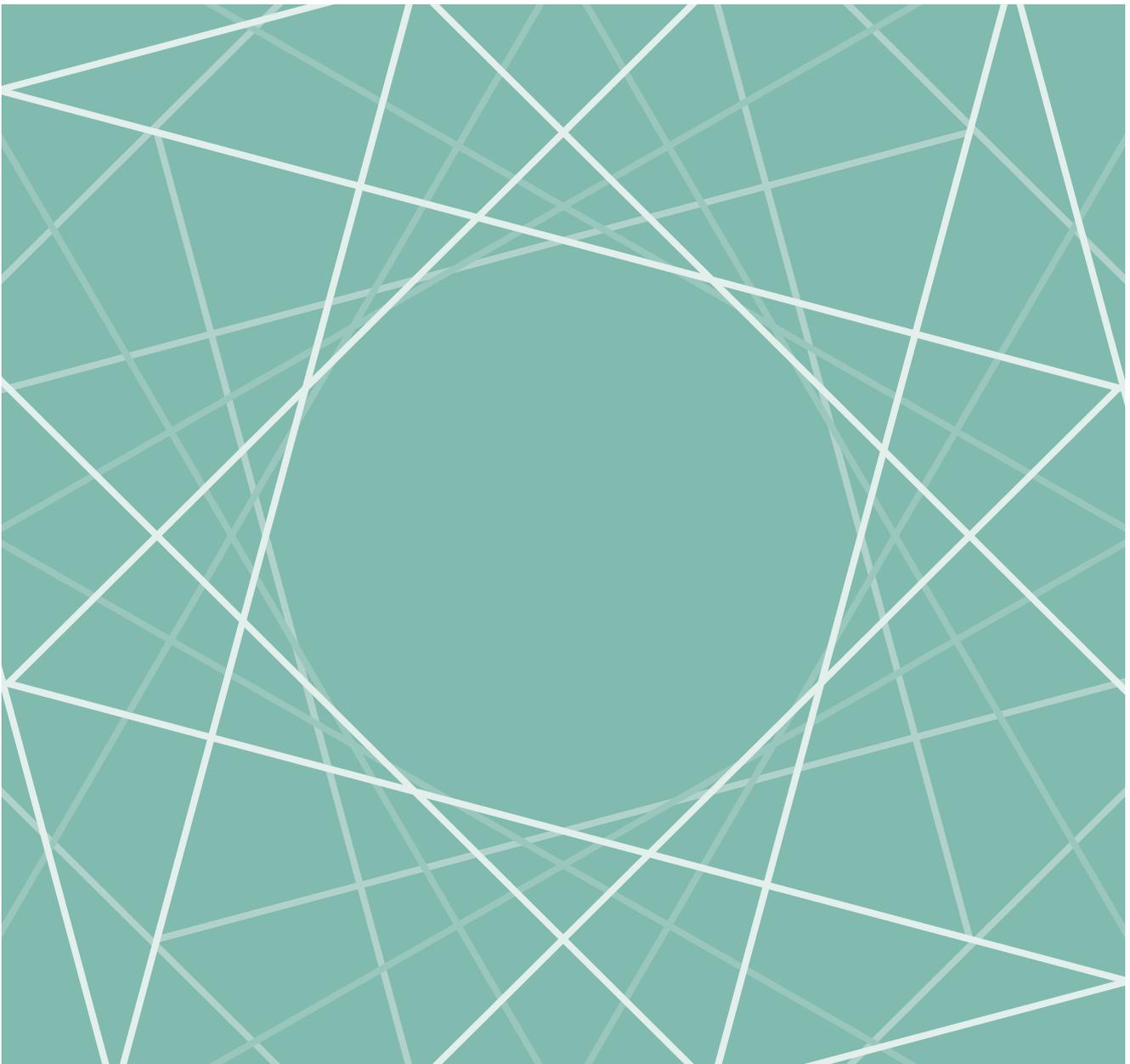


# Mehrstufen-Wechselrichter mit wide-bandgap Leistungshalbleitern

Studie

Prof. Dr. Rudolf Mecke



# Impressum

## Inhaltlich verantwortlich

Autor/-in der Abschlussarbeit

## Institution

Der Fachbereich Automatisierung und Informatik ist ein Fachbereich der Hochschule Harz. Die Hochschule Harz ist eine Körperschaft des öffentlichen Rechts. Sie wird durch den Rektor Prof. Dr. Folker Roland gesetzlich vertreten: info@hs-harz.de.

## Umsatzsteuer-Identifikationsnummer

DE231052095

## Adresse

Hochschule Harz  
Fachbereich Automatisierung und Informatik  
Friedrichstraße 57-59  
38855 Wernigerode

## Kontakt

Dekanin des Fachbereiches Automatisierung und Informatik  
Prof. Dr. Andrea Heilmann  
**Tel.:** +49 3943 659 300  
**Fax:** +49 3943 659 399  
**E-Mail:** dekanin-ai@hs-harz.de

## Aufsichtsbehörde

Das Ministerium für Wirtschaft, Wissenschaft und Digitalisierung des Landes Sachsen-Anhalt (MW), Hasselbachstraße 4, 39104 Magdeburg, ist die zuständige Aufsichtsbehörde.

## ISSN 2702-2293

## Haftungsausschluss

Die Hochschule Harz weist auf Folgendes hin:

Die Hochschule Harz ist lediglich für die Veröffentlichung der einzelnen Werke zuständig, sie übernimmt keinerlei Haftung. Vielmehr gilt Folgendes:

- für den Inhalt der Publikation ist der/die Autor/-in verantwortlich
- mit der Erfassung in der Schriftenreihe Wernigeröder Automatisierungs- und Informatik-Texte verbleiben die Urheberrechte beim Autor/bei der Autorin
- die Einhaltung von Urheber- und Verwertungsrechten Dritter liegt in der Verantwortung des Autors/der Autorin

Vor Veröffentlichung bestätigte der/die Autor/-in,

- dass mit der Bereitstellung der Publikation und jedes Bestandteils (z.B. Abbildungen) nicht gegen gesetzliche Vorschriften verstoßen wird und Rechte Dritter nicht verletzt werden
- dass im Falle der Beteiligung mehrerer Autoren am Werk der/die unterzeichnende Autor/-in stellvertretend im Namen der übrigen Miturheber/-innen handelt
- im Falle der Verwendung personenbezogener Daten den Datenschutz (durch Einholen einer Einwilligung des Dritten zur Veröffentlichung und Verbreitung des Werks) zu beachten
- dass im Falle einer bereits erfolgten Veröffentlichung (z.B. bei einem Verlag) eine Zweitveröffentlichung dem Verlagsvertrag nicht entgegensteht
- dass die Hochschule Harz von etwaigen Ansprüchen Dritter (z.B. Mitautor/-in, Miturheber/-in, Verlage) freigestellt ist

Hochschule Harz  
FB Automatisierung und Informatik  
Prof. Dr.-Ing. Rudolf Mecke

**Mehrstufen-Wechselrichter mit wide-bandgap  
Leistungshalbleitern**

WAIT 2022

Wernigerode, April 2022

**Inhaltsverzeichnis**

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
1.1	Stand der Technik	3
1.2	Zielstellung des Forschungsprojekts	4
1.3	Wide-bandgap Leistungshalbleiter	5
<b>2</b>	<b>Verlustmodelle für die Leistungshalbleiter</b>	<b>8</b>
2.1	Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	8
2.2	Leistungsdiode	10
2.3	Wide-bandgap Leistungshalbleiter	12
2.3.1	Silicon Carbide MOSFET (SiC MOSFET)	12
2.3.2	Gallium Nitride FET (GaN FET)	15
2.3.3	Reverse Conduction Mode	19
<b>3</b>	<b>Simulationsmodell der Asynchronmaschine</b>	<b>21</b>
3.1	Dynamisches Modell als Blockdiagramm	21
3.2	Statisches Gegenspannungsmodell	27
<b>4</b>	<b>Berechnung der Halbleiterverluste im Mehrstufen-Wechselrichter</b>	<b>30</b>
4.1	Modell zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste	30
4.2	Berechnungstool SemiSel V5	32
4.3	Durchlass- und Schaltverluste mit 5,5 kW-Asynchronmaschine	35
4.4	Durchlass- und Schaltverluste mit 11 kW-Asynchronmaschine	38
4.5	Wirkungsgrad des Mehrstufen-Wechselrichters	41
<b>5</b>	<b>Simulationsmodell des Mehrstufen-Wechselrichters</b>	<b>44</b>
5.1	Quasi-statisches Modell der Durchlass- und Schaltverluste	44
5.2	Simulationsmodell für 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter	46
5.3	Simulationsergebnisse für die Durchlass- und Schaltverluste	50
5.3.1	Wechselrichter mit 5,5 kW-Asynchronmaschine	50
5.3.2	Wechselrichter mit 11 kW-Asynchronmaschine	53
5.4	Schaltungstopologie mit aktiven Clamping-Dioden	57
<b>6</b>	<b>Motorfilter</b>	<b>61</b>
6.1	Spannung an der Motorwicklung	61
6.2	Analyse der Wechselrichter-Ausgangsspannung	63
6.3	Eigenfrequenz des Motorfilters	65
6.4	Filterdimensionierung und Verlustberechnung	67
6.4.1	Motorfilter für 5,5 kW-Asynchronmaschine	67
6.4.2	Motorfilter für 11 kW-Asynchronmaschine	70
6.5	Energieeffizienz des Antriebssystems	72
6.5.1	Wechselrichter und Motorfilter für 5,5 kW-Asynchronmaschine	72
6.5.2	Wechselrichter und Motorfilter für 11 kW-Asynchronmaschine	75

---

<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>78</b>
	<b>Verzeichnis der Formelzeichen</b>	<b>80</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>82</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>85</b>
A.1	Datenblatt des IGBT SK25GD12T4ET	85
A.2	Datenblatt des SiC MOSFET C3M0060065J	89
A.3	Datenblatt des GaN FET GS66508B	97
A.4	Datenblatt des GaN FET EPC2034C	104
A.5	Ersatzschaltbild der 5,5 kW-Asynchronmaschine IE2-WE1R 132 S4 HW	108
A.6	Ersatzschaltbild der 11 kW-Asynchronmaschine der IE2-WE1R 160 M4 HW	109
A.7	Betriebskennlinien der 5,5 kW-Asynchronmaschine der IE2-WE1R 132 S4 HW	110
A.8	Betriebskennlinien der 11 kW-Asynchronmaschine der IE2-WE1R 160 M4 HW	111
A.9	Halbleiterverluste im 4-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine	112
A.10	Halbleiterverluste im 5-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine	113
A.11	Halbleiterverluste im 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine	114
A.12	Elektrische Daten der Sinusfilter von Danfoss	115
A.13	Dimensionierung der Drehstrom-Drosseln für 5,5 kW-Asynchronmaschine	116
A.14	Dimensionierung der Drehstrom-Drosseln für 11 kW-Asynchronmaschine	119

## 1 Einleitung

### 1.1 Stand der Technik

Eine unverzichtbare leistungselektronische Komponente für die elektrische Antriebstechnik ist der dreiphasige Wechselrichter. In Verbindung mit einem Netzgleichrichter ergibt sich der Frequenzumrichter, die Standardschaltung für drehzahlvariable Drehstromantriebe. Bei der bisherigen Schaltungstopologie des dreiphasigen Wechselrichters wird die Ausgangsspannung zwischen Null und der Eingangsgleichspannung gepulst. Durch diesen großen Spannungshub ergeben sich erhebliche Oberwellen in Ausgangsspannung und -strom. Auf Grund der immer schneller schaltenden Leistungshalbleiter nehmen insbesondere bei Antrieben mit langen Motorkabeln die Störströme sowie die transienten Überspannungen an der Motorwicklung zu. Für die Abmilderung dieser Probleme sind meist volumen- und kostenintensive Filter erforderlich, die auch zusätzliche Energieverluste erzeugen. Deshalb erscheint der Mehrstufen-Wechselrichter (Multilevel inverter) als interessante Alternative zum bisher eingesetzten 2-Stufen-Wechselrichter. Diese Schaltungstopologie unterteilt die Zwischenkreisspannung in mehrere Stufen und reduziert dadurch die Spannungssprünge am Ausgang, so dass Leistungshalbleiter mit geringerer Sperrspannung verwendet werden können.

Mehrstufen-Wechselrichter werden bisher nur vereinzelt bei Mittelspannungswechselrichtern eingesetzt, um die Zwischenkreisspannung von einigen 10 kV auf die maximale IGBT-Sperrspannung von 6,5 kV bzw. 3,3 kV herunterzuteilen. Als Schaltungstopologie wird hierbei vorzugsweise die Neutral-Point-Clamped (NPC) Topologie verwendet. Die Spannung an den Leistungshalbleitern reduziert sich auf:  $\text{Zwischenkreisspannung}/(n-1)$ , wobei  $n$  die Anzahl der Wechselrichter-Stufen darstellt. Die jüngsten Entwicklungen der Halbleiterindustrie auf dem Gebiet der Niederspannungshalbleiter (SiC, GaN) führen zu der Idee, die Anwendung des Mehrstufen-Wechselrichters vom Mittelspannungs- auf den Niederspannungsbereich (<1000 V) auszudehnen. Die einfachste Variante, der 3-Stufen-Wechselrichter, halbiert die Spannung an den Leistungshalbleitern sowie die Höhe der Spannungssprünge am Ausgang. Beim Anschluss an das 400 V-Drehstromnetz (560 bis 750 V Zwischenkreisspannung) können beispielsweise 600 V Leistungshalbleiter eingesetzt werden, die bezüglich Durchlass- und Schaltverlusten erheblich verbessert wurden. Aber auch Schaltungstopologien mit mehr als 3 Spannungsstufen, beispielsweise 4-Stufen-, 5-Stufen- oder 7-Stufen-Wechselrichter, erscheinen interessant. Bei einer entsprechenden Anzahl an Spannungsstufen können Leistungshalbleiter mit wenigen 100 V Sperrspannung eingesetzt werden. Mit geringerer Sperrspannung reduzieren sich die Durchlass- und Schaltverluste. Hierbei wurden in den letzten Jahren durch neue wide-bandgap Halbleitermaterialien (SiC, GaN) deutliche Fortschritte erzielt, so dass eine deutliche Reduzierung der Halbleiterverluste und damit eine Erhöhung der Energieeffizienz des Frequenzumrichters erwartet werden. Wide-bandgap Materialien können die Eigenschaften (Leistungsdichte, Betriebstemperatur, Schaltgeschwindigkeit, Energieeffizienz) von Leistungshalbleitern deutlich verbessern. Dies zeigt ein Vergleich für einen Boost-Converter mit 200 V Si MOSFETs und 200 V GaN HEMTs. Beim GaN Converter konnte die Pulsfrequenz von 100 auf 200 kHz erhöht und die Platinenfläche

auf 1/3 reduziert werden. Bezüglich der weiteren Erhöhung der Spannungsstufen wird ein 5-Stufen ANPC Wechselrichter mit MOSFETs beschrieben. Der erste dreiphasige Wechselrichter (2 kW) mit 600 V GaN HEMTs ermöglicht eine hohe Pulsfrequenz von 100 kHz, so dass allein durch ein kompaktes on-board Filter reine Sinusströme erzeugt werden. Hierbei wird ein Wechselrichter-Wirkungsgrad von 98,5 % erreicht. Zusätzlich wird infolge der Sinusströme der Motorwirkungsgrad um 2 % verbessert, gegenüber dem Betrieb mit einem IGBT-Wechselrichter mit nur 15 kHz Pulsfrequenz.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass Mehrstufen-Wechselrichter für Drehstromantriebe auch im Niederspannungsbereich (Zwischenkreisspannung <1000 V) interessant sind. Erste industrielle Anwendungen und ein Großteil der Forschungen beschränken sich jedoch auf 3-Stufen-Wechselrichter. Wenige Veröffentlichungen beschäftigen sich mit Niederspannungs-Wechselrichtern mit mehr als 3 Stufen, wobei die Zielstellung die Reduzierung der Harmonischen, des Filters und des Kühlkörpers ist. Diese Schaltungen verwenden konventionelle MOSFETs bzw. IGBTs, der Fokus liegt hierbei nicht auf der Reduzierung der Halbleiterverluste. Neue wide-bandgap Leistungshalbleiter mit Sperrspannungen <600 V sind ansatzweise verfügbar bzw. möglich, so dass bei Wechselrichtern mit mehr als 3 Spannungsstufen eine weitere Reduzierung der Halbleiterverluste, eine Erhöhung der Pulsfrequenz sowie eine Verbesserung des Betriebsverhaltens des Motors erwartet werden können [1] bis [14]. An dieser Stelle soll das vorliegende Forschungsprojekt den Stand der Technik erweitern.

## 1.2 Zielstellung des Forschungsprojekts

Im Rahmen des Forschungsprojekts werden folgende Ziele angestrebt:

- Erarbeitung einer geeigneten Schaltungstopologie für einen Mehrstufen-Wechselrichter im Niederspannungsbereich für kleine und mittlere Leistung
- Ermittlung der optimalen Anzahl der Spannungsstufen, unter Berücksichtigung der Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter
- Ermittlung der für die Verlustberechnung erforderlichen Parameter potenzieller wide-bandgap Leistungshalbleiter
- Erstellung eines Modells zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste in Abhängigkeit von der Anzahl der Spannungsstufen, der Pulsfrequenz und dem Arbeitspunkt der Asynchronmaschine
- Berechnung des Energiesparpotenzials für Mehrstufen-Wechselrichter gegenüber dem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter für verschiedene Pulsfrequenzen und Arbeitspunkte der Asynchronmaschine
- Ermittlung des Potenzials zur Erhöhung der Pulsfrequenz und Minimierung des Motorfilters durch Mehrstufen-Wechselrichter

Hierfür werden die folgenden Schwerpunkte bearbeitet:

### **Schaltungstopologien für Mehrstufen-Wechselrichter**

Es werden simulationsbasierte Untersuchungen von Mehrstufen-Schaltungstopologien bezüglich der Anzahl der Spannungsstufen, der Beanspruchung der Leistungshalbleiter, der Anforderungen an Filter am Wechselrichter-Ausgang sowie der Spannungsspitzen an der Motorwicklung durchgeführt. Im Einzelnen werden folgende Kriterien untersucht:

- Anzahl der Spannungsstufen, wobei der Bereich >3 bis 7 hauptsächlich untersucht werden soll
- Beanspruchung der Leistungshalbleiter bezüglich Sperrspannung und Pulsfrequenz
- Einfluss der Spannungsstufen auf den Grundschiebungswingungs- und Oberschiebungswingungsgehalt von Spannung und Strom am Wechselrichter-Ausgang
- Einfluss der Spannungsstufen und der Pulsfrequenz auf die Größe des Motorfilters
- Einfluss der Spannungsstufen und der Pulsfrequenz auf die Spannungsspitzen an der Motorwicklung, insbesondere bei langen Motorkabeln

### **Wide-bandgap Leistungshalbleiter**

Für die verschiedenen Anzahlen der Spannungsstufen wird ein mathematisches Modell zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste der wide-bandgap Leistungshalbleiter in Abhängigkeit von der Pulsfrequenz und dem Arbeitspunkt der Asynchronmaschine entwickelt. Von den Leistungshalbleitern sollen anhand der Datenblattangaben geeignete Parameter (z. B. Sättigungsspannung, Durchlass-Ersatzwiderstand, Ein- und Ausschaltverlustenergie, Sperrschichttemperatur) verwendet werden. Mit den ermittelten Bauelemente-Parametern werden Modelle der Leistungshalbleiter erstellt und in das Simulationsmodell des Mehrstufen-Wechselrichters integriert. Hierfür wird das Simulationssystem SIMPLORER verwendet. Anschließend wird das gesamte Antriebssystem (Mehrstufen-Wechselrichter, Motorfilter, Motorkabel, Asynchronmotor) für relevante Arbeitspunkte des Asynchronmotors simuliert und die Verluste an den Leistungshalbleitern (Durchlass- und Schaltverluste) werden ermittelt.

### **Energieeffizienz des Antriebssystems**

Das leistungselektronische System (Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter) wird hinsichtlich der Energieeffizienz untersucht und mit einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs bei gleichen Betriebsbedingungen verglichen. Für relevante Arbeitspunkte des Antriebssystems werden die Wirkungsgradverbesserungen ermittelt.

## **1.3 Wide-bandgap Leistungshalbleiter**

Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) werden aufgrund ihrer relativ großen Atombindungsenergie im Kristallgitter als wide-bandgap Leistungshalbleiter bezeichnet. Die wichtigsten Eigenschaften von Leistungshalbleitern für die elektronische Energieumwand-

lung sind: Durchlasswirkungsgrad (Durchlasswiderstand), Durchbruchspannung, Schalteffizienz, Chipgröße und Kosten. Maßgebend für diese Eigenschaften sind die elektrischen Materialeigenschaften von SiC und GaN, die in Tab. 1 mit Silizium (Si) verglichen werden.

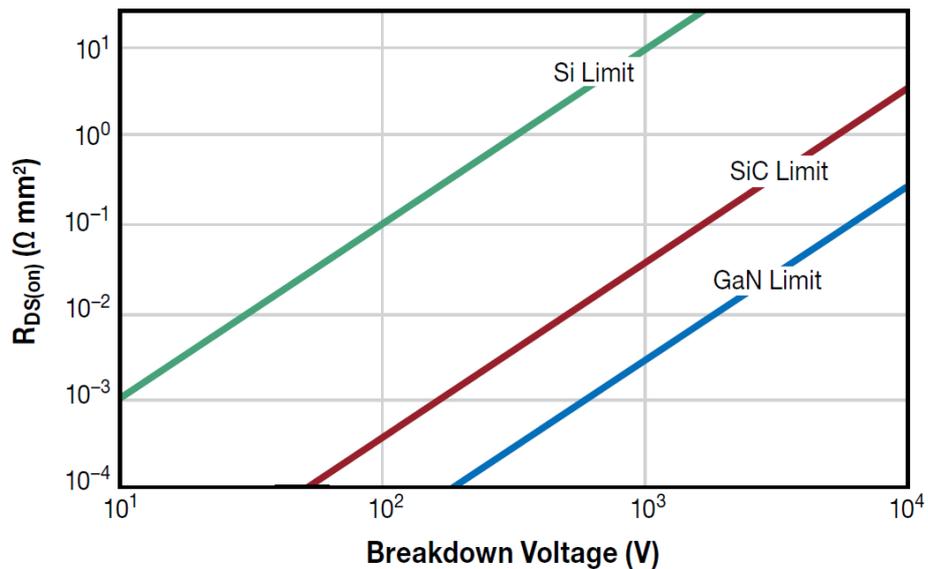
Materialeigenschaft	Silizium (Si)	Siliziumkarbid (SiC)	Galliumnitrid (GaN)
Bandlücke $E_g$ [eV]	1,12	3,26	3,39
Durchbruchfeldstärke $E_{krit}$ [kV/cm]	230	2200	3300
Elektronenmobilität $\mu_n$ [cm <sup>2</sup> /Vs]	1400	950	1500
Thermische Leitfähigkeit $\lambda$ [W/cm•K]	1,5	3,8	1,3

**Tab. 1:** Materialeigenschaften von Silizium, Siliziumkarbid und Galliumnitrid für die Leistungselektronik

Die Bandlücke ( $E_g$ ) eines Halbleiters hängt mit der Stärke der chemischen Bindungen zwischen den Atomen im Gitter zusammen. Sowohl SiC als auch GaN weisen höhere Bandlücken auf als Silizium (Tab. 1). Die stärkeren chemischen Bindungen bei größerer Bandlücke ermöglichen auch eine höhere Durchbruchfeldstärke ( $E_{krit}$ ) bis zum Avalanche-Durchbruch. Die Durchbruchspannung (max. Sperrspannung) des Bauelements ist daher proportional zur Breite des Driftbereichs. Bei SiC- und GaN-Leistungshalbleitern können der Driftbereich und damit die Waferdicke zehnmal kleiner sein als bei Silizium mit gleicher Durchbruchspannung. Die wide-bandgap Materialien (insbesondere SiC) haben auch eine bessere Wärmeleitfähigkeit und können höheren Temperaturen als Silizium standhalten. Dies verringert den Bedarf an Wärmemanagement (Kühlkörper, Lüfter) und führt zu einer signifikanten Reduzierung der Gesamtgröße der leistungselektronischen Komponenten.

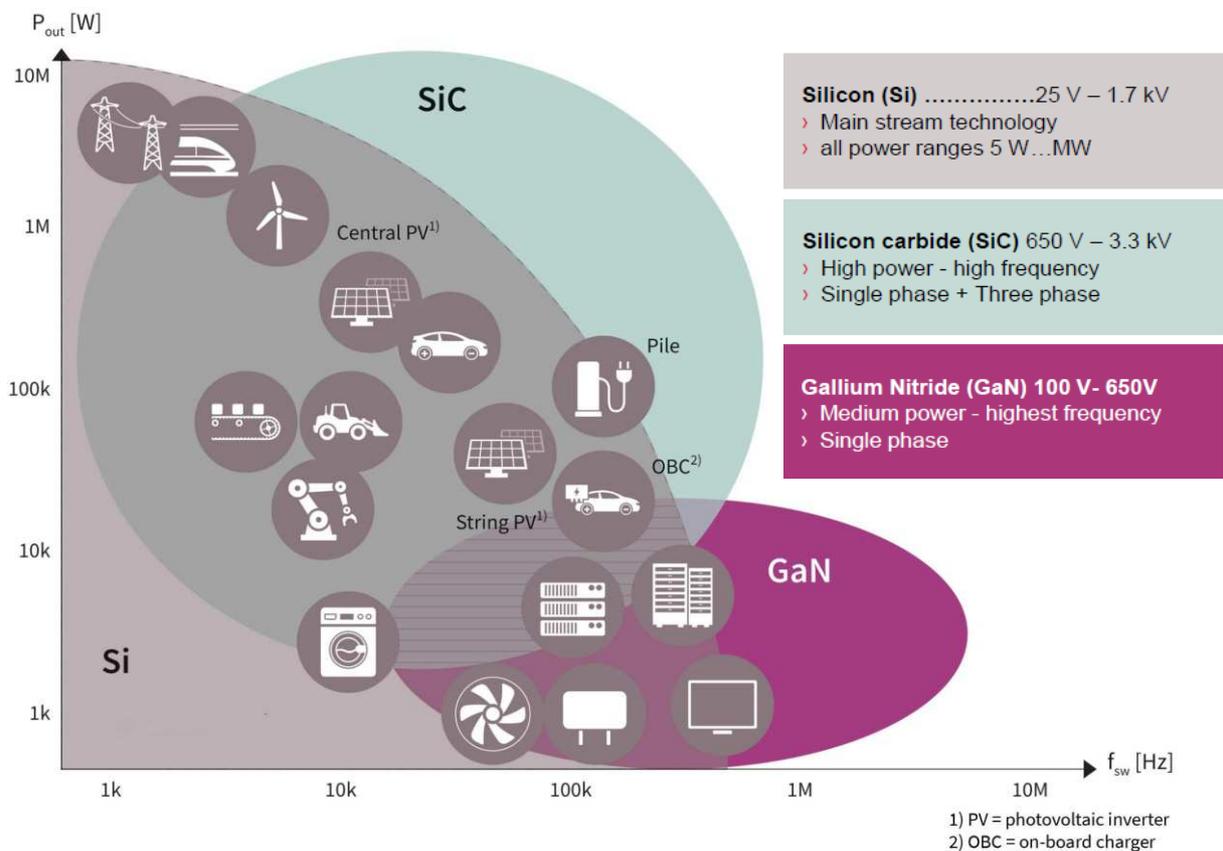
Ein Hauptvorteil der wide-bandgap Materialien ist der Zusammenhang zwischen der Durchbruchspannung und dem Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$ . Abb. 1 zeigt die theoretischen Grenzkurven für Silizium, SiC und GaN. Für eine gegebene Durchbruchspannung ist der  $R_{DSon}$  der wide-bandgap Materialien viel niedriger als bei Silizium, wobei GaN den niedrigsten  $R_{DSon}$  aufweist. In der Halbleiterindustrie hat Silizium seine theoretische Grenze derzeit fast erreicht, so dass eine weitere Reduzierung des  $R_{DSon}$  nur durch Verwendung von wide-bandgap Materialien möglich ist.

Zusammenfassend besitzen die wide-bandgap Materialien SiC und GaN gegenüber Silizium die dreifache Bandlücke, die zehnfache Durchbruchfeldstärke und im Fall von SiC auch eine höhere thermische Leitfähigkeit. Diese Materialeigenschaften machen sie attraktiv für die Herstellung von Leistungshalbleitern mit besserem Wirkungsgrad, kleinerem Durchlasswiderstand, geringerer Chipgröße, höherer Leistungsdichte, höherem Temperaturbereich und erscheinen potenziell geeignet, Silizium in einigen Anwendungsgebieten der Leistungselektronik zu ersetzen.



**Abb. 1:** Theoretischer Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)}$  als Funktion der Durchbruchspannung für Si-, SiC- und GaN-Transistoren

Abb. 2 zeigt in Form des Zusammenhangs zwischen Leistung und Pulsfrequenz das zukünftige Potenzial der wide-bandgap Materialien für einige Anwendungsgebiete der Leistungselektronik. Hierbei könnte SiC nahezu den kompletten Anwendungsbereich von Silizium ersetzen, während GaN für hohe Pulsfrequenzen (200 bis 500 kHz) und Leistungen bis 15 kW prädestiniert ist.



**Abb. 2:** Zukünftige Anwendungsgebiete für SiC und GaN in der Leistungselektronik

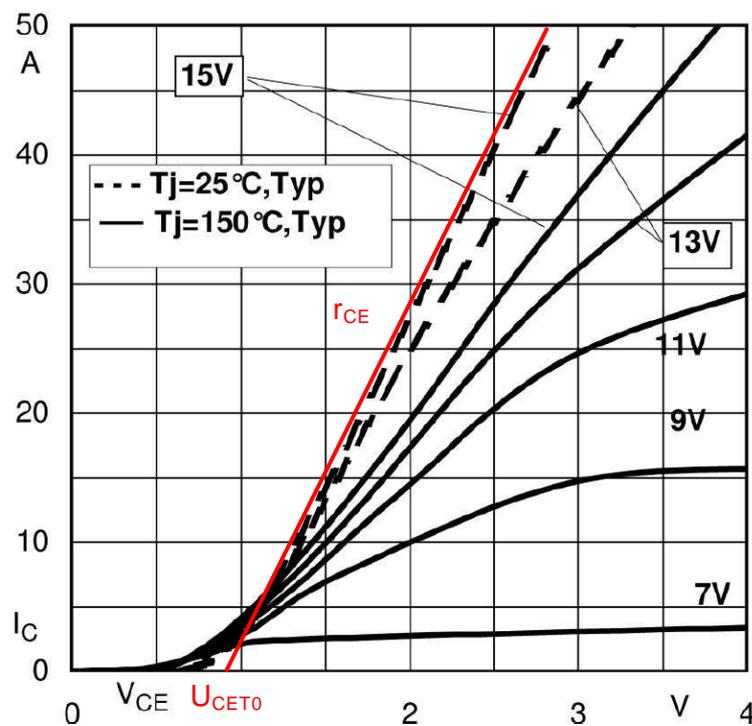
## 2 Verlustmodelle für die Leistungshalbleiter

### 2.1 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

#### Durchlass-Kennlinie

Die typische Durchlass-Kennlinie eines IGBT zeigt Abb. 3. Der Spannungsabfall in Durchlassrichtung  $U_{CE}$  ist abhängig vom Kollektorstrom  $I_C$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Steuerspannung  $U_{GE}$ . Die Steuerspannung sollte mindestens 15 V betragen, um die Durchlassspannung möglichst gering zu halten. Die exponentielle Durchlass-Kennlinie wird üblicherweise durch eine Geradengleichung approximiert. Die Durchlassverluste werden dann durch die Schleusenspannung  $U_{CET0}$  und den Durchlass-Ersatzwiderstand  $r_{CE}$  charakterisiert.

$$U_{CE} = U_{CET0} + r_{CE} \cdot I_C \quad (1)$$

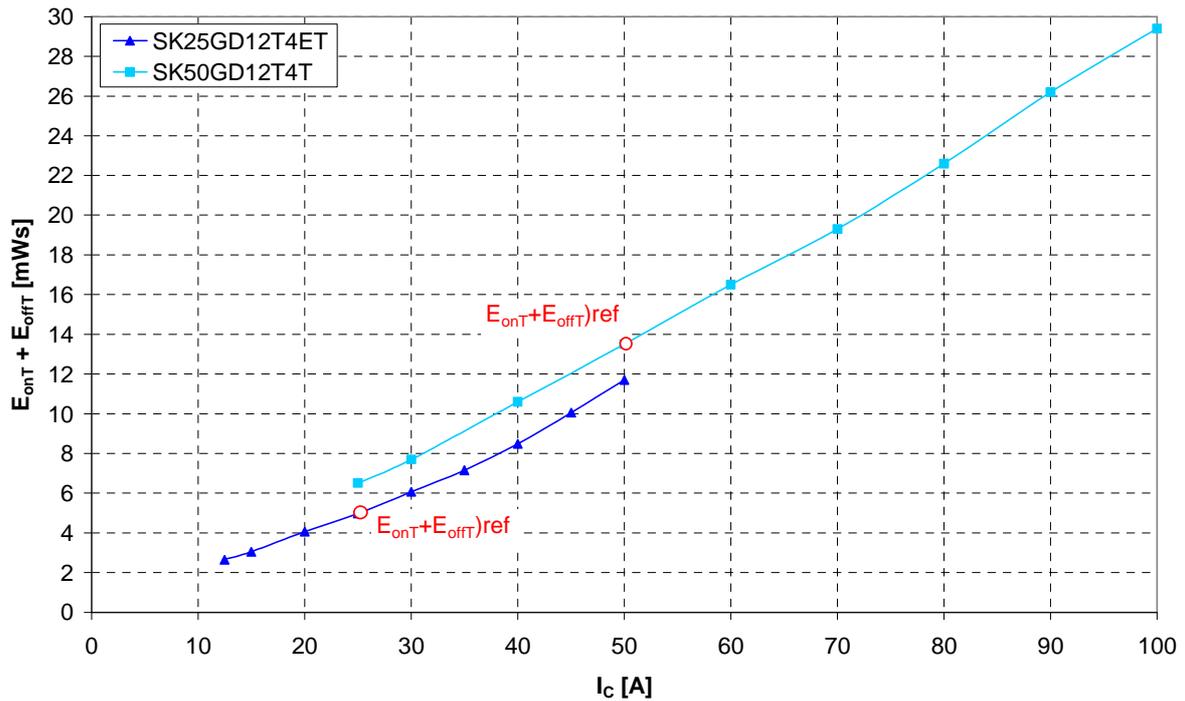


**Abb. 3:** Durchlass-Kennlinie des IGBT SK25GD12T4ET für verschiedene Steuerspannungen

#### Schaltverlustenergie

Die Summe der Ein- und Ausschaltverlustenergie  $E_{onT} + E_{offT}$  zeigt Abb. 4. Die Schaltverlustenergie ist abhängig vom Kollektorstrom  $I_C$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Zwischenkreisspannung  $U_d$ . Ausgehend vom Referenzwert für Nennbedingungen  $(E_{onT} + E_{offT})_{ref}$  und des Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  kann eine Umrechnung auf beliebige Betriebsbedingungen anhand Gleichung (2) erfolgen [15].

$$E_{onT} + E_{offT} = (E_{onT} + E_{offT})_{ref} \left( \frac{\bar{I}_1}{I_{Cref}} \right) \cdot \left( \frac{U_d}{U_{dref}} \right)^{1.3} [1 + \alpha(T_j - T_{jref})] ; \quad \alpha = 0,003 \frac{1}{K} \quad (2)$$



**Abb. 4:** Ein- und Ausschaltverlustenergien der IGBTs SK25GD12T4ET und SK50GD12T4T für  $T_{j\ ref} = 150\ ^\circ\text{C}$  und  $U_{d\ ref} = 600\ \text{V}$

Tab 2 enthält die Parameter für die untersuchten 1200 V- und 600 V-IGBTs für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine. Die Parameter wurden den Datenblättern entnommen [16]. Das Datenblatt für den IGBT SK25GD12T4ET ist als Beispiel in Anhang 1 enthalten.

Typ	$T_j$ [°C]	$U_{CE0}$ [V]	$r_{CE}$ [Ω]	$E_{onT}+E_{offT}$ [mWs]
<b>5,5 kW-Asynchronmaschine</b>				
SK25GD12T4ET (1200 V)	25	0,9	0,038	1,77
	150	0,8	0,058	2,84
SK20MLI066 (600 V)	25	0,9	0,028	0,66
	150	0,8	0,04	1,06
<b>11 kW-Asynchronmaschine</b>				
SK50GD12T4T (1200 V)	25	0,85	0,020	5,19
	150	0,80	0,026	8,31
SK50MLI066 (600 V)	25	0,80	0,016	1,32
	150	0,70	0,019	2,12

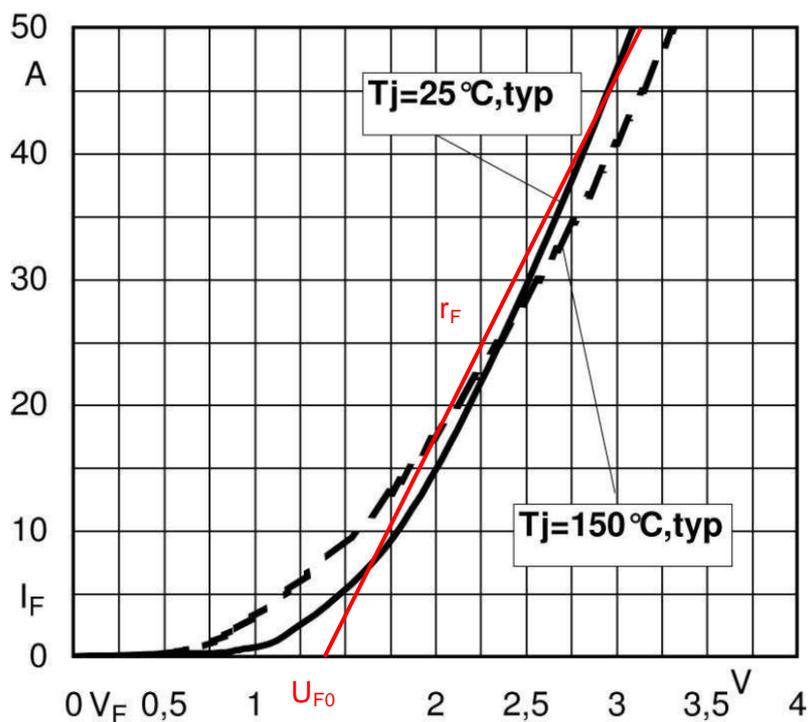
**Tab. 2:** Parameter der untersuchten IGBTs für 25 °C und 150 °C Sperrschichttemperatur bei Nennstrom der jeweiligen Asynchronmaschine

## 2.2 Leistungsdiode

### Durchlass-Kennlinie

Leistungsdioden werden als Inversdioden für die elektronischen Schalter (IGBTs, MOSFETs) und als Clamping-Dioden verwendet. Die typische Durchlass-Kennlinie einer Leistungsdiode zeigt Abb. 5. Der Spannungsabfall in Durchlassrichtung  $U_F$  ist abhängig vom Durchlassstrom  $I_F$  und von der Sperrschichttemperatur  $T_j$ . Die exponentielle Durchlass-Kennlinie wird üblicherweise durch eine Geradengleichung approximiert. Die Durchlassverluste werden dann durch die Schleusenspannung  $U_{F0}$  und den Durchlass-Ersatzwiderstand  $r_F$  charakterisiert.

$$U_F = U_{F0} + r_F \cdot I_F \quad (3)$$

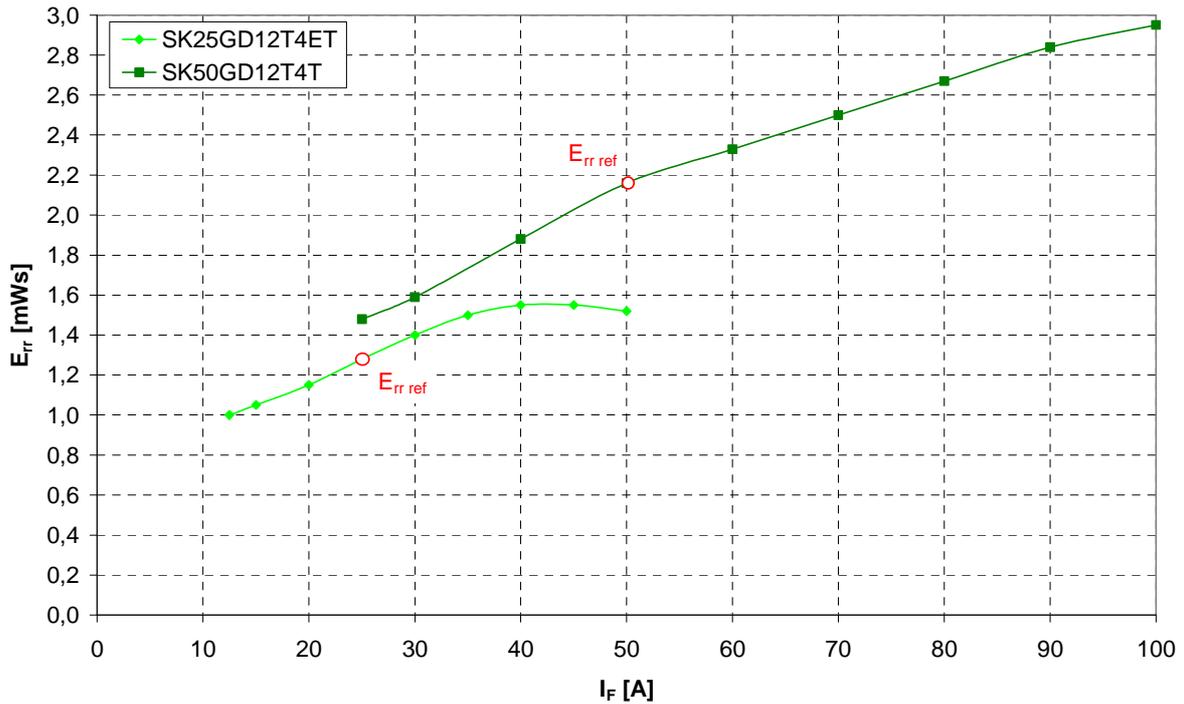


**Abb. 5:** Durchlass-Kennlinie der Leistungsdiode SK25GD12T4ET

### Schaltverlustenergie

Die Ausschaltverlustenergie  $E_{rr}$  zeigt Abb. 6. Die Ausschaltverlustenergie ist abhängig vom Durchlassstrom  $I_F$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Zwischenkreis-Spannung  $U_d$ . Ausgehend vom Referenzwert für Nennbedingungen  $E_{rr\,ref}$  und des Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  kann eine Umrechnung auf beliebige Betriebsbedingungen anhand Gleichung (4) erfolgen [15].

$$E_{rr} = E_{rr\,ref} \left( \frac{\bar{I}_1}{I_{F\,ref}} \right)^{0,4} \cdot \left( \frac{U_d}{U_{d\,ref}} \right)^{0,6} [1 + \alpha(T_j - T_{j\,ref})] ; \quad \alpha = 0,006 \frac{1}{K} \quad (4)$$



**Abb. 6:** Ausschaltverlustenergien der Leistungsdioden SK25GD12T4ET und SK50GD12T4T für  $T_{j\text{ref}} = 150\text{ °C}$  und  $U_{d\text{ref}} = 600\text{ V}$

Tab 3 enthält die Parameter für die untersuchten 1200 V-, 600 V- und 300 V-Leistungsdioden [17] für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine. Die Parameter wurden den Datenblättern entnommen. Das Datenblatt für die Leistungsdiode SK25GD12T4ET ist als Beispiel in Anhang 1 enthalten.

Typ	$T_j$ [°C]	$U_{F0}$ [V]	$r_F$ [Ω]	$E_{rr}$ [mWs]
<b>5,5 kW-Asynchronmaschine</b>				
SK25GD12T4ET (1200 V)	25	1,4	0,036	0,25
	150	1,1	0,048	1,02
SK20MLI066 (600 V)	25	1,0	0,030	0,04
	150	0,9	0,038	0,16
C3D20065D (600 V)	25	0,9	0,057	0,002
	150	0,7	0,110	0,002
SBR40U300CT (300 V)	25	0,64	0,0100	0,001
	150	0,46	0,0125	0,001
SBR60U200CT (200 V)	25	0,55	0,0135	0,001
	150	0,38	0,0135	0,001
<b>11 kW-Asynchronmaschine</b>				
SK50GD12T4T (1200 V)	25	1,3	0,018	0,41
	150	1,0	0,024	1,63
SK50MLI066 (600 V)	25	0,90	0,010	0,19
	150	0,75	0,014	0,78

C3D30065D (600 V)	25	0,9	0,038	0,0037
	150	0,8	0,071	0,0037
2  SBR40U300CT (300 V)	25	0,64	0,0050	0,002
	150	0,46	0,0063	0,002
2  SBR60U200CT (200 V)	25	0,55	0,007	0,002
	150	0,38	0,007	0,002

**Tab. 3:** Parameter der untersuchten Leistungsdioden für 25 °C und 150 °C Sperrschichttemperatur bei Nennstrom der jeweiligen Asynchronmaschine

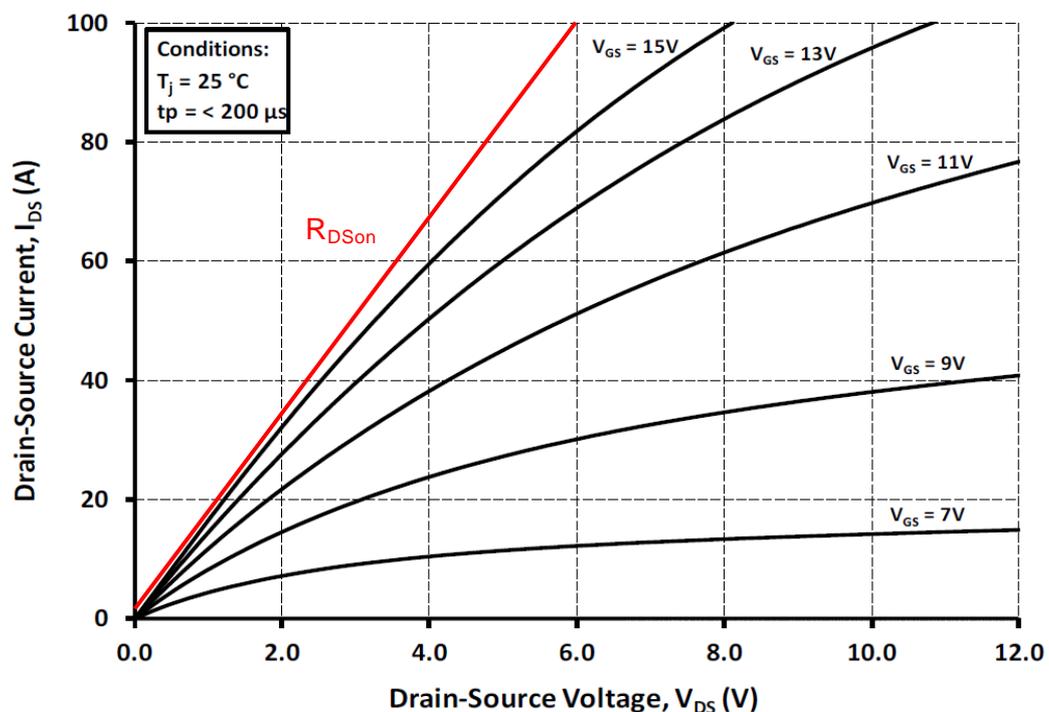
## 2.3 Wide-bandgap Leistungshalbleiter

### 2.3.1 Silicon Carbide MOSFET (SiC MOSFET)

#### Durchlass-Kennlinie

Die typische Durchlass-Kennlinie eines SiC MOSFET zeigt Abb. 7. Der Spannungsabfall in Durchlassrichtung  $U_{DS}$  ist abhängig vom Drainstrom  $I_{DS}$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Steuerspannung  $U_{GS}$ . Die Steuerspannung sollte mindestens 15 V betragen, um die Durchlassspannung möglichst gering zu halten. Die Durchlass-Kennlinie ist näherungsweise eine Gerade und wird durch den Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$  charakterisiert.

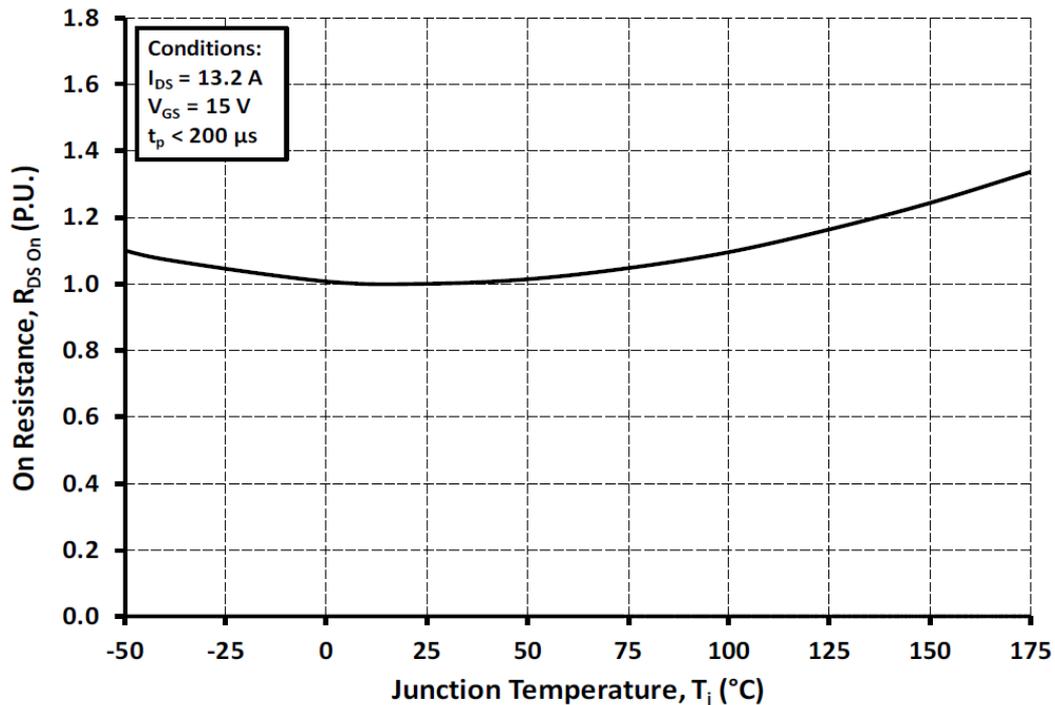
$$U_{DS} = R_{DSon} \cdot I_{DS} \tag{5}$$



**Abb. 7:** Durchlass-Kennlinie des SiC MOSFET C3M0060065J bei  $T_j = 25\text{ °C}$  für verschiedene Steuerspannungen

Abb. 8 zeigt den normierten Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$ . Dieser erhöht sich bei 150 °C Sperrschichttemperatur um 25 % gegenüber dem Wert bei 25 °C. Bei höheren Sperrschichttemperaturen ist der  $R_{DSon}$  zusätzlich noch vom Drainstrom  $I_{DS}$  bzw. Mittelwert des Statorstroms  $\bar{I}_1$  abhängig. Dies wird, speziell für diesen SiC MOSFET, in Gleichung (6) erfasst.

$$R_{DSon} = (0,00001 \cdot \bar{I}_1^2 - 0,0003 \cdot \bar{I}_1 + 0,0812) \cdot 0,6927 \cdot e^{0,002 \cdot T_j} \quad (6)$$

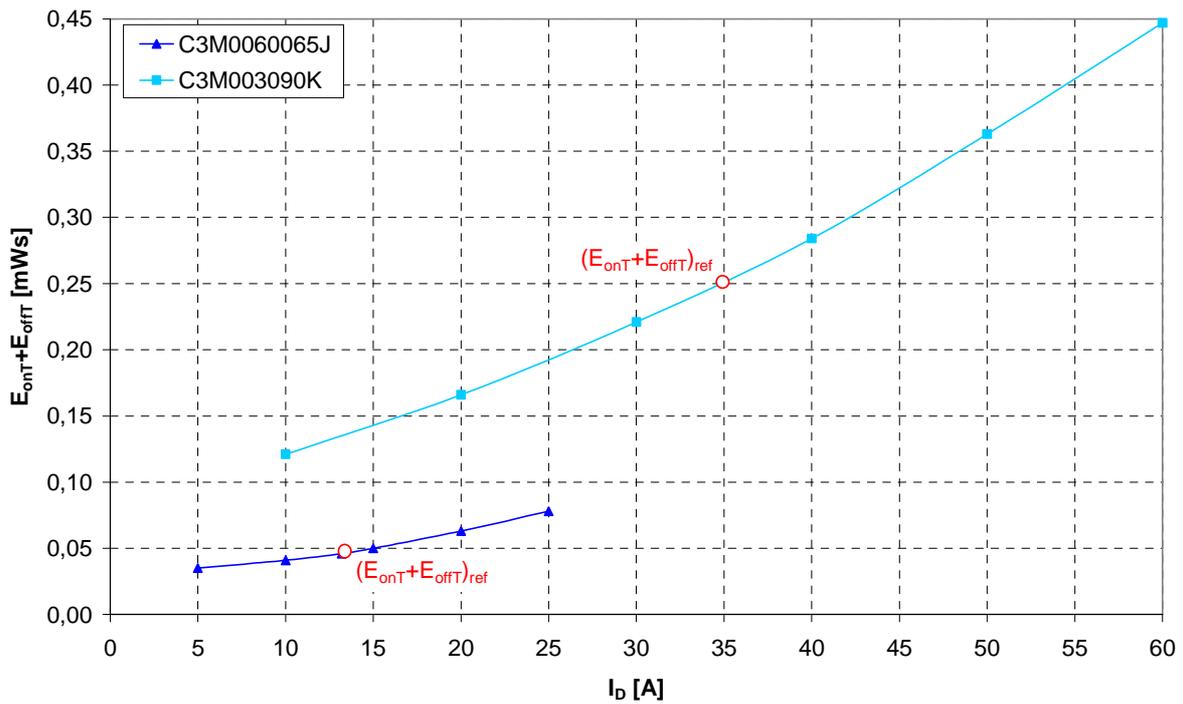


**Abb. 8:** Durchlasswiderstand des SiC MOSFET C3M0060065J (auf  $T_j = 25$  °C normiert)

### Schaltverlustenergie

Die Summe der Ein- und Ausschaltverlustenergie  $E_{onT} + E_{offT}$  zeigt Abb. 9. Die Schaltverlustenergie ist abhängig vom Drainstrom  $I_{DS}$  bzw. Mittelwert des Statorstroms  $\bar{I}_1$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Zwischenkreisspannung  $U_d$ . Ausgehend vom Referenzwert für Nennbedingungen  $(E_{onT} + E_{offT})_{ref}$  kann, speziell für diesen SiC MOSFET, eine Umrechnung auf beliebige Betriebsbedingungen anhand Gleichung (7) erfolgen.

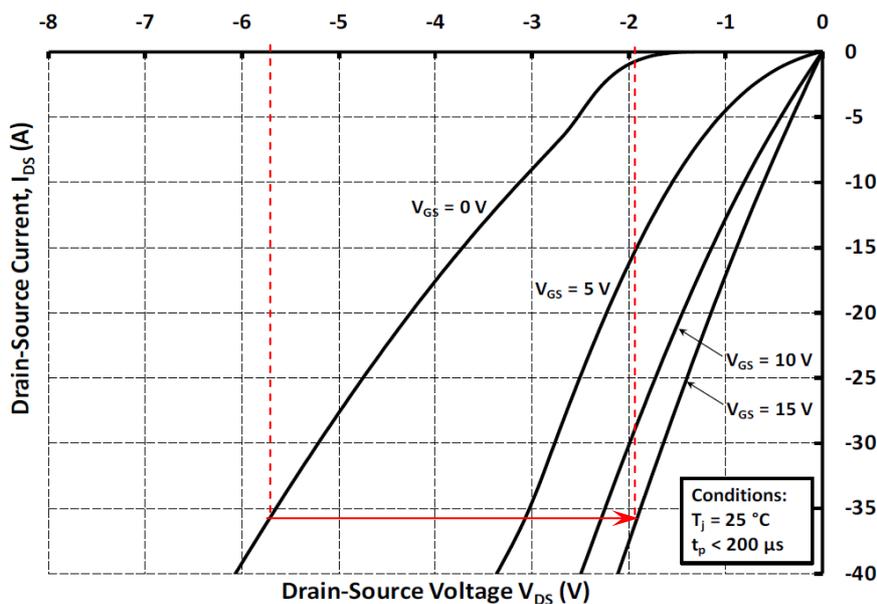
$$E_{onT} + E_{offT} = (E_{onT} + E_{offT})_{ref} \cdot 0,6 \cdot e^{0,0408 \cdot \bar{I}_1} \cdot \frac{U_d}{U_{dref}} \cdot (0,00001 \cdot T_j^2 - 0,0016 \cdot T_j + 1,0311) \quad (7)$$



**Abb. 9:** Ein- und Ausschaltverlustenergie der SiC MOSFETs C3M0060065J und C3M003090K für  $T_{j\ ref} = 25\ ^\circ\text{C}$  und  $U_{d\ ref} = 400\ \text{V}$

Durchlass-Kennlinie in Rückwärtsrichtung (3rd Quadrant Characteristic)

Die typische Durchlass-Kennlinie eines SiC MOSFET in Rückwärtsrichtung zeigt Abb. 10. Der Spannungsabfall  $U_{DS}$  in Rückwärtsrichtung ist abhängig vom Drainstrom  $I_{DS}$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und wesentlich von der Steuerspannung  $U_{GS}$ . Bei  $U_{GS} \leq 0\ \text{V}$  hat die Rückwärtsrichtung Diodenverhalten und der Spannungsabfall  $U_{DS}$  ist sehr groß. Bei  $U_{GS} = 15\ \text{V}$  ist der Spannungsabfall in Rückwärtsrichtung näherungsweise eine Gerade und wird durch den Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$  charakterisiert. Dies bedeutet, dass der SiC MOSFET eingeschaltet ist, während der Strom in Rückwärtsrichtung fließt.



**Abb. 10:** 3rd Quadrant Characteristic des SiC MOSFET C3M0060065J bei  $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$  für verschiedene Steuerspannungen

### Schaltverlustenergie

Die Ausschaltverlustenergie  $E_{rr}$  ist von der Sperrverzögerungsladung  $Q_{rr}$  und der Zwischenkreisspannung  $U_d$  abhängig und wird anhand Gleichung (8) berechnet.

$$E_{rr} = \frac{Q_{rr}}{2} \cdot U_d \quad (8)$$

Tab 4 enthält die Parameter für die untersuchten 1200 V- und 650 V-SiC MOSFETs [18] für Vorwärts- und Rückwärtsrichtung für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine. Die Parameter wurden den Datenblättern entnommen. Das Datenblatt für den SiC MOSFET C3M0060065J ist als Beispiel in Anhang 2 enthalten.

Typ	Vorwärtsrichtung			Rückwärtsrichtung		
	$T_j$ [°C]	$R_{DSon}$ [Ω]	$E_{onT}+E_{offT}$ [mWs]	$U_{F0}$ [V]	$r_F$ [Ω]	$E_{rr}$ [mWs]
<b>5,5 kW-Asynchronmaschine</b>						
CCS020M12CM2 (1200 V)	25	0,080	0,146	0,7	0,022	0,076
	150	0,140	0,135	0,6	0,042	0,076
C3M0060065J (650 V)	25	0,060	0,036	-	0,057	0,010
	150	0,075	0,037	-	0,075	0,010
<b>11 kW-Asynchronmaschine</b>						
CCS050M12CM2 (1200 V)	25	0,026	1,214	0,5	0,010	0,078
	150	0,044	1,124	0,5	0,016	0,078
C3M0030090K (900 V)	25	0,029	0,132	-	0,025	0,076
	150	0,036	0,132	-	0,036	0,076

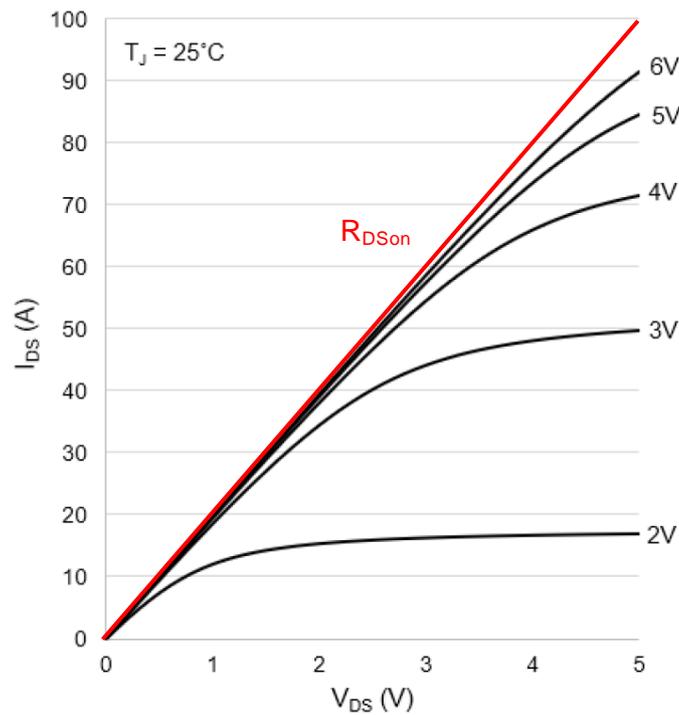
**Tab. 4:** Parameter der untersuchten SiC MOSFETs für 25 °C und 150 °C Sperrschichttemperatur bei Nennstrom der jeweiligen Asynchronmaschine

### 2.3.2 Gallium Nitride FET (GaN FET)

#### Durchlass-Kennlinie

Die typische Durchlass-Kennlinie eines GaN FET zeigt Abb. 11. Der Spannungsabfall in Durchlassrichtung  $U_{DS}$  ist abhängig vom Drainstrom  $I_{DS}$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Steuerspannung  $U_{GS}$ . Die Steuerspannung sollte mindestens 6 V betragen, um die Durchlassspannung möglichst gering zu halten. Die Durchlass-Kennlinie ist näherungsweise eine Gerade und wird durch den Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$  charakterisiert.

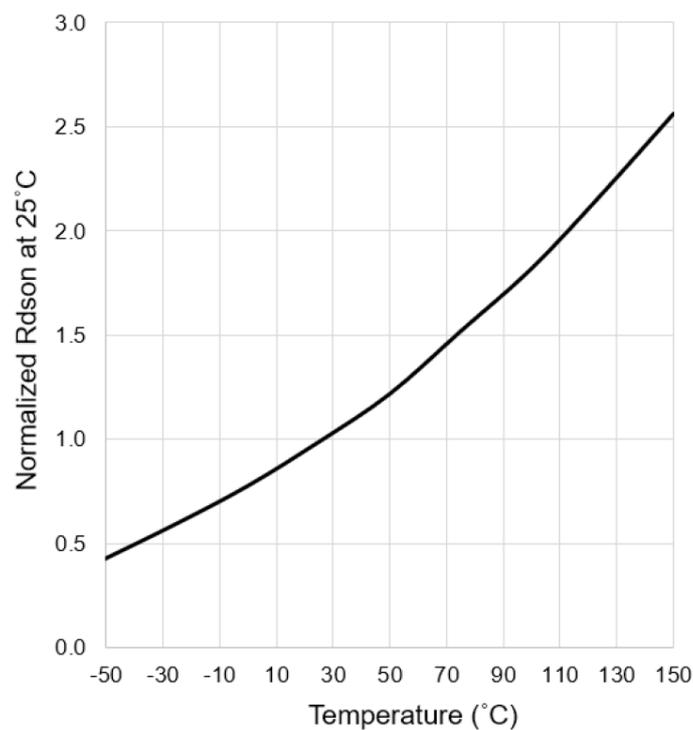
$$U_{DS} = R_{DSon} \cdot I_{DS} \quad (9)$$



**Abb. 11:** Durchlass-Kennlinie des GaN FET GS66508B bei  $T_j = 25^\circ\text{C}$  für verschiedene Steuer-spannungen

Abb. 12 zeigt den normierten Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)}$ . Dieser erhöht sich bei  $150^\circ\text{C}$  Sperrschichttemperatur um 160 % gegenüber dem Wert bei  $25^\circ\text{C}$ . Dies wird, speziell für diesen GaN FET, in Gleichung (10) erfasst.

$$R_{DS(on)} = R_{DS(on) 25^\circ\text{C}} \cdot 0,8352 \cdot e^{0,0077 \cdot T_j} \tag{10}$$

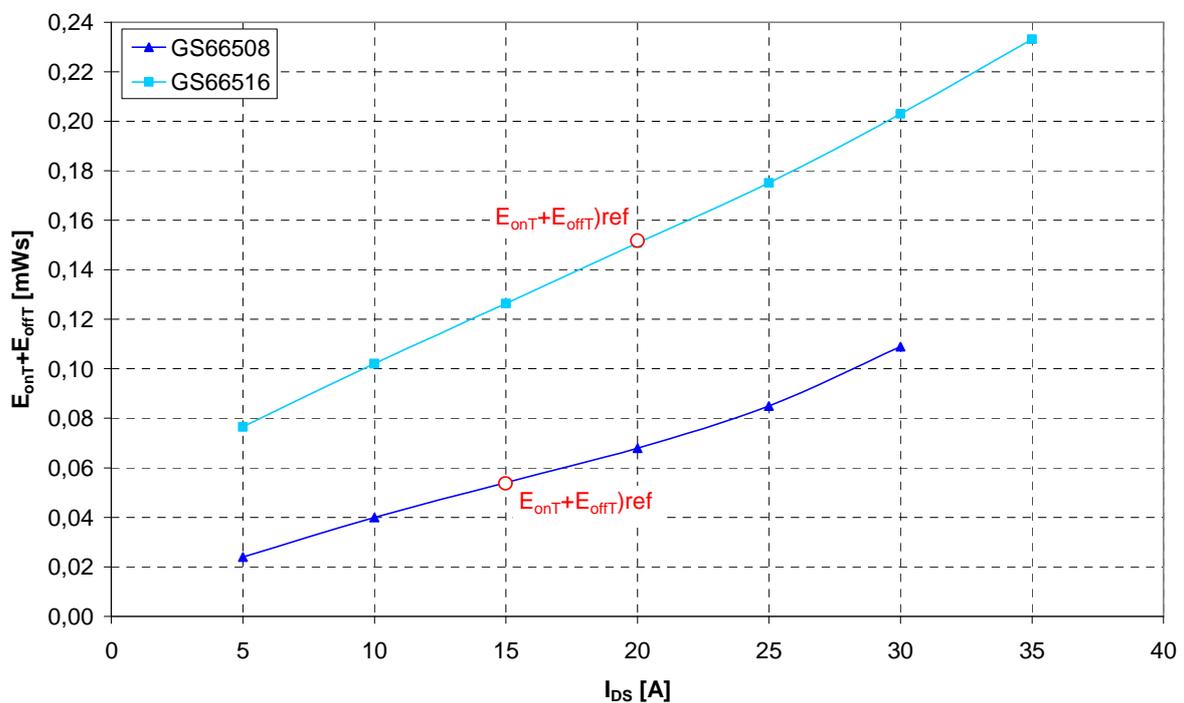


**Abb. 12:** Durchlasswiderstand des GaN FET GS66508B (auf  $T_j = 25^\circ\text{C}$  normiert)

### Schaltverlustenergie

Die Summe der Ein- und Ausschaltverlustenergie  $E_{onT}+E_{offT}$  zeigt Abb. 13. Die Schaltverlustenergie ist abhängig vom Drainstrom  $I_{DS}$  bzw. Mittelwert des Statorstroms  $\bar{I}_1$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und von der Zwischenkreisspannung  $U_d$ . Ausgehend vom Referenzwert für Nennbedingungen  $(E_{onT}+E_{offT})_{ref}$  kann, speziell für diesen GaN FET, eine Umrechnung auf beliebige Betriebsbedingungen anhand Gleichung (11) erfolgen [19] bis [23].

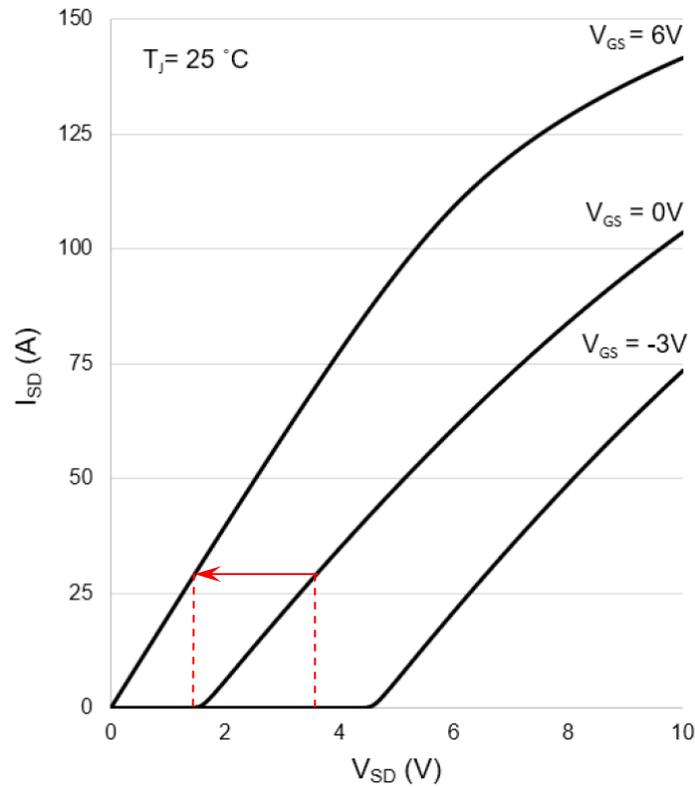
$$E_{onT} + E_{offT} = (E_{onT} + E_{offT})_{ref} \cdot (0,0607 \cdot \bar{I}_1 + 0,1099) \cdot \left( \frac{U_d}{U_{d\ ref}} \right)^{1,2} \cdot (0,003 \cdot T_j + 0,9153) \quad (11)$$



**Abb. 13:** Ein- und Ausschaltverlustenergie der GaN FETs GS66508 und GS66516 für  $T_{j\ ref} = 25\text{ °C}$  und  $U_{d\ ref} = 400\text{ V}$

### Durchlass-Kennlinie in Rückwärtsrichtung (Reverse Conduction Characteristic)

Die typische Durchlass-Kennlinie eines GaN FET in Rückwärtsrichtung zeigt Abb. 14. Der Spannungsabfall  $U_{DS}$  in Rückwärtsrichtung ist abhängig vom Drainstrom  $I_{SD}$ , von der Sperrschichttemperatur  $T_j$  und wesentlich von der Steuerspannung  $U_{GS}$ . Bei  $U_{GS} \leq 0\text{ V}$  hat die Rückwärtsrichtung Diodenverhalten und der Spannungsabfall  $U_{DS}$  ist sehr groß. Bei  $U_{GS} = 6\text{ V}$  ist der Spannungsabfall in Rückwärtsrichtung näherungsweise eine Gerade und wird durch den Durchlasswiderstand  $R_{DSon}$  charakterisiert. Dies bedeutet, dass der GaN FET eingeschaltet ist, während der Strom in Rückwärtsrichtung fließt.



**Abb. 14:** Reverse Conduction Characteristic des GaN FET GS66508B bei  $T_j = 25\text{ °C}$  für verschiedene Steuerspannungen

Schaltverlustenergie

Bei GaN FETs fehlt die für Silizium-MOSFETs übliche parasitäre Body-Diode. Dadurch ist auch keine Sperrverzögerungsladung  $Q_{rr}$  vorhanden und die Ausschaltverlustenergie  $E_{rr}$  ist Null.

Tab 5 enthält die Parameter für die untersuchten 650 V-, 200 V-, 150 V- und 100 V- GaN FETs für Vorwärts- und Rückwärtsrichtung für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine. Die Parameter wurden den Datenblättern entnommen. Die Datenblätter für die GaN FETs GS66508B [24] und EPC2034C [25], [26] sind als Beispiele in Anhang 3 und 4 enthalten.

Typ	Vorwärtsrichtung			Rückwärtsrichtung		
	$T_j$ [°C]	$R_{DSon}$ [Ω]	$E_{onT}+E_{offT}$ [mWs]	$U_{F0}$ [V]	$r_F$ [Ω]	$E_{rr}$ [mWs]
<b>5,5 kW-Asynchronmaschine</b>						
GS66508B (650 V, 30 A)	25	0,050	0,038	-	0,052	-
	150	0,130	0,053	-	0,125	-
EPC2034 (200 V, 48 A)	25	0,007	0,0025	-	0,007	-
	150	0,014	0,0070	-	0,014	-
EPC2033 (150 V, 48 A)	25	0,005	0,0016	-	0,005	-
	150	0,0094	0,0022	-	0,0094	-

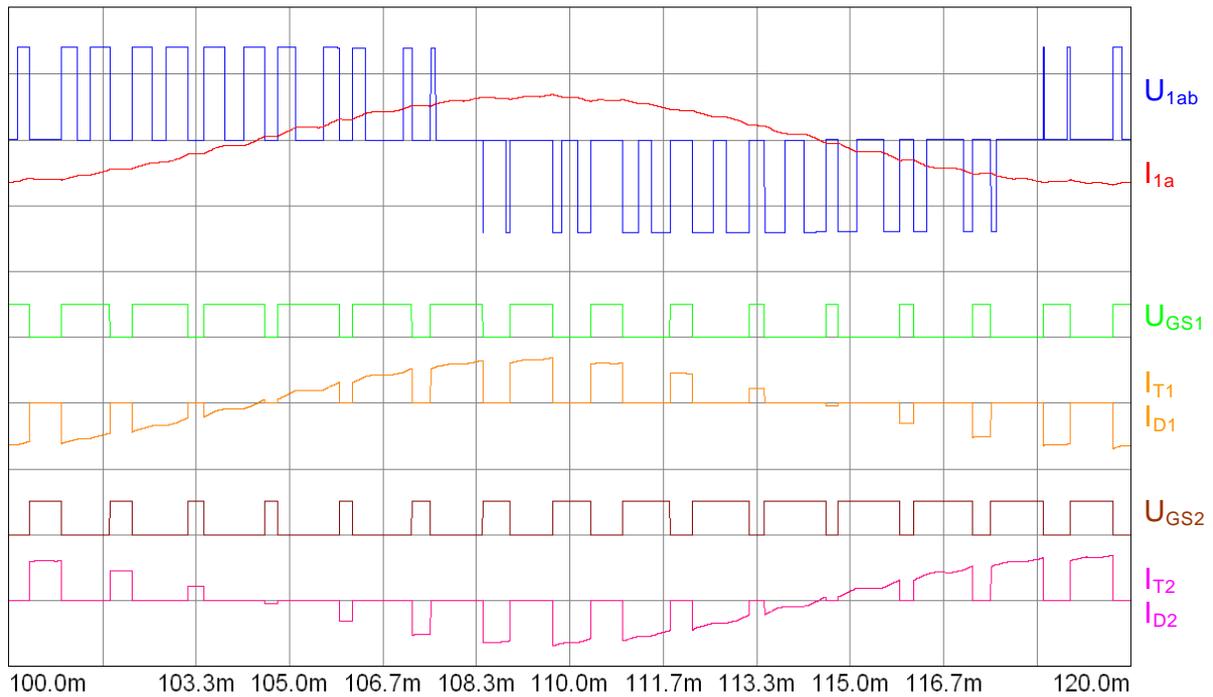
EPC2053 (100 V, 48 A)	25	0,0027	0,0010	-	0,0027	-
	150	0,0056	0,0018	-	0,0056	-
<b>11 kW-Asynchronmaschine</b>						
GS66516 (650 V, 60 A)	25	0,025	0,143	-	0,024	-
	150	0,065	0,206	-	0,065	-
2  EPC2034C (200 V, 96 A)	25	0,003	0,0072	-	0,003	-
	150	0,0057	0,0102	-	0,0057	-
2  EPC2033 (150 V, 96 A)	25	0,0025	0,0032	-	0,0025	-
	150	0,0047	0,0045	-	0,0047	-
EPC2022 (100 V, 90 A)	25	0,0024	0,0027	-	0,0024	-
	150	0,0046	0,0046	-	0,0046	-

**Tab. 5:** Parameter der untersuchten GaN FETs für 25 °C und 150 °C Sperrschichttemperatur bei Nennstrom der jeweiligen Asynchronmaschine

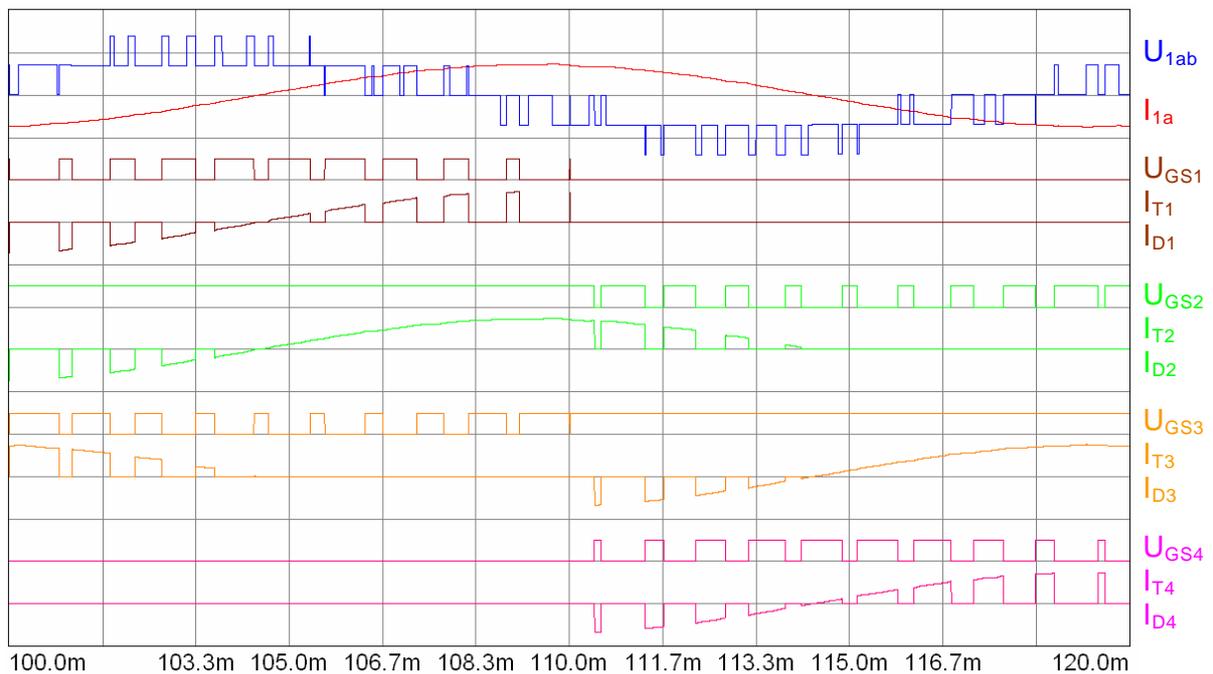
### 2.3.3 Reverse Conduction Mode

Bei den wide-bandgap Leistungshalbleitern (SiC MOSFET, GaN FET) wird der Spannungsabfall in Rückwärtsrichtung (Reverse Conduction Mode) wesentlich von der Steuerspannung  $U_{GS}$  bestimmt (Abb. 10, Abb. 14). Abb. 15 zeigt am Beispiel des 2-Stufen-Wechselrichters die Steuerspannungen ( $U_{GS1}$ ,  $U_{GS2}$ ) sowie die zugehörigen Transistorströme ( $I_{T1}$ ,  $I_{T2}$ ) und Diodenströme ( $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ ). Die Transistor- und Diodenströme sind in der Wechselrichter-Schaltung in Abb. 23 eingezeichnet. Während die Dioden leiten (Reverse Conduction Mode), sind die zugehörigen Transistoren zwar eingeschaltet aber führen keinen Strom. Deshalb kann im Reverse Conduction Mode die Steuerspannung maximale positive Werte haben ( $U_{GS} = 15$  V beim SiC MOSFET,  $U_{GS} = 6$  V beim GaN FET). Dadurch kann der Spannungsabfall im Reverse Conduction Mode gegenüber dem Diodenbetrieb ( $U_{GS} = 0$ ) beträchtlich reduziert werden, bei Nennstrom beim GaN FET um ca. 2 V (Abb. 12) und beim SiC MOSFET sogar um 3,8 V (Abb. 8).

Dies trifft auch auf den 3-Stufen-, 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter zu. Abb. 16 zeigt beispielhaft die Steuerspannungen ( $U_{GS1}$ ,  $U_{GS2}$ ,  $U_{GS3}$ ,  $U_{GS4}$ ) sowie die zugehörigen Transistorströme ( $I_{T1}$ ,  $I_{T2}$ ,  $I_{T3}$ ,  $I_{T4}$ ) und Diodenströme ( $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ ,  $I_{D3}$ ,  $I_{D4}$ ). Die Transistor- und Diodenströme sind in der Wechselrichter-Schaltung in Abb. 25 eingezeichnet. Während die Dioden leiten ( $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ ,  $I_{D3}$  bzw.  $I_{D4} < 0$ ) sind die zugehörigen Steuerspannungen ( $U_{GS1}$ ,  $U_{GS2}$ ,  $U_{GS3}$ ,  $U_{GS4}$ ) positiv und somit die zugehörigen Transistoren zwar eingeschaltet aber führen keinen Strom.



**Abb. 15:** Steuerspannungen und Diodenströme (Reverse Conduction Mode) des 2-Stufen-Wechselrichters

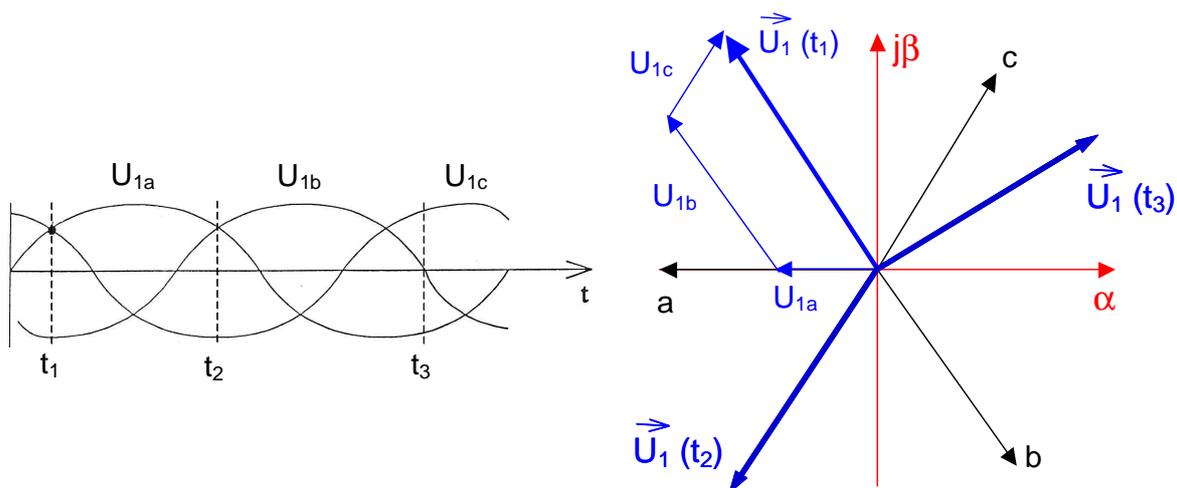


**Abb. 16:** Steuerspannungen und Diodenströme (Reverse Conduction Mode) des 3-Stufen-Wechselrichters

### 3 Simulationsmodell der Asynchronmaschine

#### 3.1 Dynamisches Modell als Blockdiagramm

Die Beschreibung des dynamischen Verhaltens der Asynchronmaschine erfolgt zweckmäßigerweise mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung. Der Grundgedanke hierbei ist die Transformation der Stranggrößen eines 3-Phasen-Systems (a,b,c) in ein 2-achsiges orthogonales Koordinatensystem ( $\alpha, \beta$ ) in der komplexen Ebene. Abb. 17 veranschaulicht dieses Verfahren am Beispiel des Statorspannungsraumzeigers. Die Momentanwerte der 3 Stranggrößen werden also für jeden Zeitpunkt zu einem Raumzeiger (Space Vector) zusammengefasst. Der Raumzeiger ergibt sich durch vektorielle Addition der Momentanwerte der 3 Stranggrößen. Umgekehrt können durch Projektion des Raumzeigers auf die Wicklungsachsen des 3-Phasen-Systems die Momentanwerte der 3 Stranggrößen ermittelt werden. Bei sinusförmigen Stranggrößen rotiert der Raumzeiger im komplexen Koordinatensystem mit der Kreisfrequenz des 3-Phasen-Systems (bei Rechtsdrehfeld entgegen dem Uhrzeigersinn, bei Linksdrehfeld mit dem Uhrzeigersinn). Die Raumzeigertransformation kann auf alle Spannungen, Ströme und Magnetflüsse der Asynchronmaschine angewendet werden.



**Abb. 17:** Raumzeigerdarstellung der 3-phasigen Statorspannung

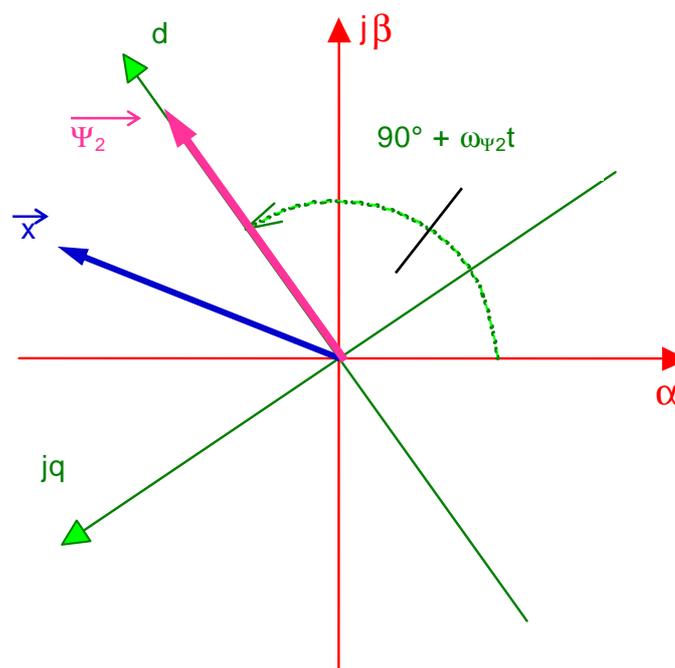
Die grafische Raumzeigertransformation kann für jeden beliebigen Raumzeiger  $\vec{x}$  auch durch die folgende komplexe Gleichung (12) berechnet werden. Der grafisch ermittelte Raumzeiger wird hierbei mit dem Faktor  $2/3$  multipliziert. Damit entspricht die Länge des Raumzeigers der Amplitude der sinusförmigen Stranggröße. Gleichung (13) gibt den Zusammenhang zwischen dem Betrag eines Raumzeigers und dem Effektivwert der zugehörigen Stranggröße an.

$$\vec{x} = x_{\alpha} + j x_{\beta} = \frac{2}{3} (x_a e^{j180^\circ} + x_b e^{j300^\circ} + x_c e^{j60^\circ}) \quad (12)$$

$$|\vec{x}| = \hat{x} = \sqrt{2} \cdot \tilde{x} \quad (13)$$

Eine übersichtliche Beschreibung der Asynchronmaschine wird erreicht, wenn das orthogonale Koordinatensystem in der komplexen Ebene mit dem Raumzeiger des Rotorflusses rotiert (Abb. 18). Hierbei ist das Koordinatensystem sozusagen am Rotorfluss „befestigt“ und rotiert mit dessen Kreisfrequenz  $\omega_{\Psi_2}$ . Dadurch sind sämtliche Spannungen, Ströme und Magnetflüsse Gleichgrößen. Die Transformation eines Raumzeigers vom statorfesten Koordinatensystem  $(\alpha, \beta)$  in das mit dem Rotorfluss rotierende Feld-Koordinatensystem  $(d, q)$  und umgekehrt erfolgt mit Hilfe der beiden Vektordreher in Gleichung (14).

$$\vec{x}^{d,q} = \vec{x}^{\alpha,\beta} e^{-j(90^\circ + \omega_{\Psi_2}t)} \quad ; \quad \vec{x}^{\alpha,\beta} = \vec{x}^{d,q} e^{j(90^\circ + \omega_{\Psi_2}t)} \quad (14)$$



**Abb. 18:** Raumzeiger im statorfesten Koordinatensystem und Feld-Koordinatensystem

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich, wenn der Raumzeiger des Rotorflusses auf die reelle Achse des Feld-Koordinatensystems gelegt wird. Dann besitzt die reelle Komponente die gesamte Länge des Rotorflussraumzeigers und die imaginäre Komponente ist nicht vorhanden ( $\Psi_{2d} = |\vec{\Psi}_2|$ ;  $\Psi_{2q} = 0$ ).

Für die Darstellung der Asynchronmaschine im Feld-Koordinatensystem ergeben sich die Gleichungen (15) bis (19) im Laplace-Bereich. Hierbei besteht jeder Raumzeiger, ausgenommen der Rotorflussraumzeiger, aus einer  $d$ - und einer  $q$ -Komponente. Zur Vereinfachung des Modells werden die Eisenverluste und das Reibmoment der Asynchronmaschine vernachlässigt.

$$\begin{aligned}
 i_{1d} &= \frac{1}{R_1} \frac{1}{1 + p \frac{\sigma L_1}{R_1}} \left[ u_{1d} - p \frac{L_h}{L_2} \Psi_{2d} + \omega_{\Psi 2} \sigma L_1 i_{1q} \right] \\
 i_{1q} &= \frac{1}{R_1} \frac{1}{1 + p \frac{\sigma L_1}{R_1}} \left[ u_{1q} - \frac{L_h}{L_2} \omega_{\Psi 2} \Psi_{2d} - \omega_{\Psi 2} \sigma L_1 i_{1d} \right]
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_{2d} &= \frac{L_h}{1 + p \tau_2} i_{1d} \\
 (\omega_{\Psi 2} - \omega_{z_p}) &= \frac{L_h}{\tau_2} \frac{i_{1q}}{\Psi_{2d}}
 \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 i_{2d} &= 0 \\
 i_{2q} &= -\frac{L_h}{L_2} i_{1q}
 \end{aligned} \tag{17}$$

$$m = \frac{3}{2} z_p \frac{L_h}{L_2} \Psi_{2d} i_{1q} \tag{18}$$

$$\omega = \frac{1}{p J} (m - m_w) \tag{19}$$

Die Gleichungen (15) bis (19) sind als Blockdiagramm der spannungsgesteuerten Asynchronmaschine in Abb. 19 dargestellt. Dieses Blockdiagramm steht im Simulationssystem SIMPLORER als Motormodell zur Verfügung. Hiermit kann das dynamische Verhalten des Motors, d. h. die Zeitverläufe von Stator- und Rotorstrom, Rotorfluss, Drehmoment und Drehwinkelgeschwindigkeit bei Übergangsvorgängen (Drehzahl- und Laständerung, Anlauf, Bremsen) simuliert werden. Die Eingangsgrößen des Motormodells sind die beiden Komponenten des Statorspannungsraumzeigers im statorfesten Koordinatensystem  $(\alpha, \beta)$ . Diese beiden Komponenten sind zwei um  $90^\circ$  verschobene Sinusfunktionen und besitzen die Amplitude und die Frequenz der Statorspannung. Die Amplitude und die Frequenz der Statorspannung können auch veränderlich vorgegeben werden, so dass dadurch auch der Betrieb der Asynchronmaschine am Frequenzumrichter simuliert werden kann.

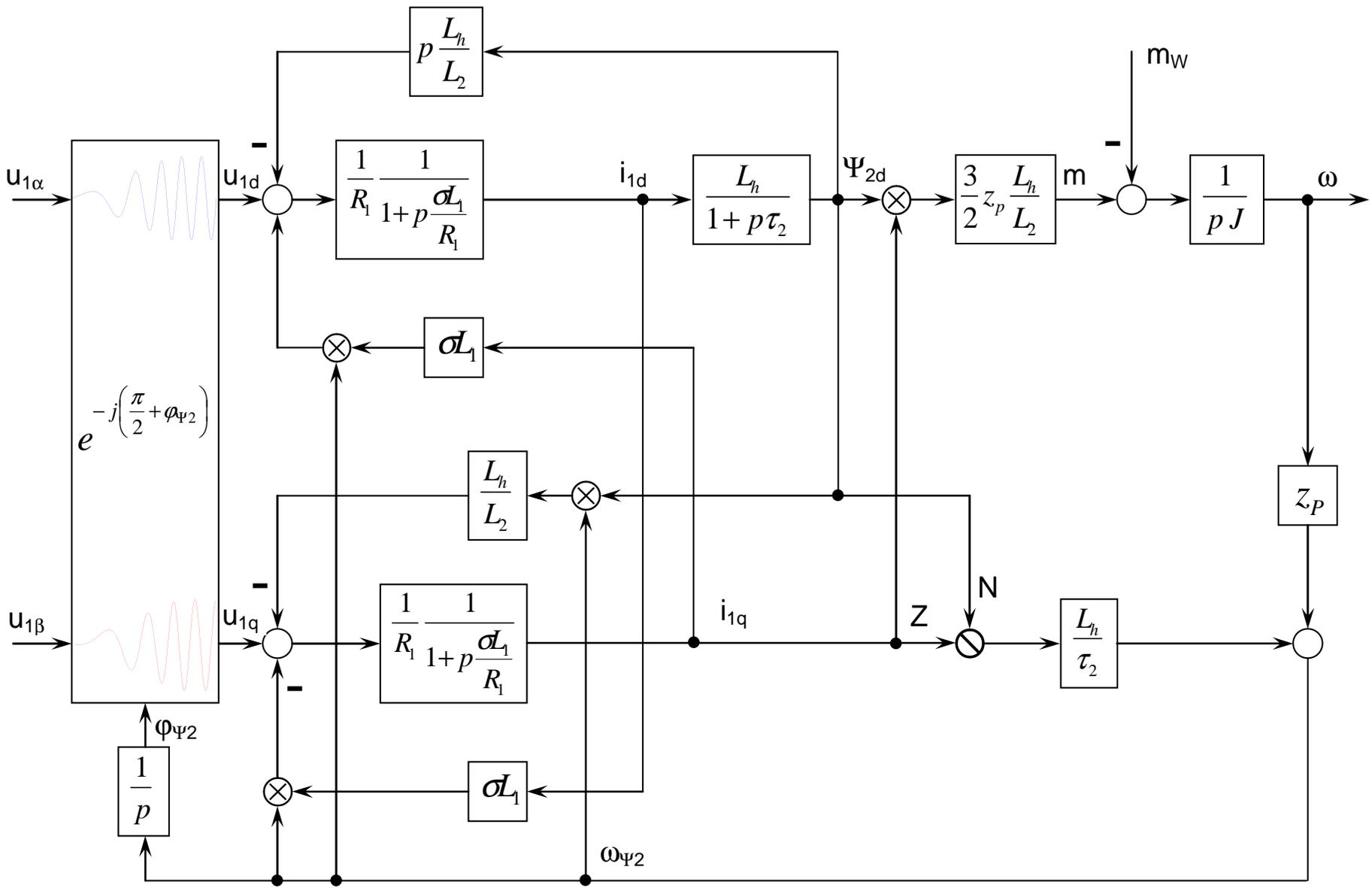


Abb. 19: Blockdiagramm der Asynchronmaschine im Feld-Koordinatensystem

Das Blockdiagramm der Asynchronmaschine benötigt die folgenden Motorparameter:

Statorwiderstand	$R_1$
Rotorwiderstand	$R_2$
Statorstreuinduktivität	$L_{1\sigma}$
Rotorstreuinduktivität	$L_{2\sigma}$
Hauptinduktivität	$L_h$
Polpaarzahl	$z_p$
Trägheitsmoment	$J$

Diese Motorparameter werden von den Motorenherstellern üblicherweise als T-Ersatzschaltbild (Abb. 20) zur Verfügung gestellt. Das Ersatzschaltbild geht von einer symmetrisch aufgebauten Asynchronmaschine aus und repräsentiert einen Strang der Maschine, d. h. alle darin enthaltenen Parameter sind Stranggrößen. Die Statorspannung sowie der Stator- und Rotorstrom werden als Effektivwerte betrachtet und müssen je nach Schaltung der Statorwicklung (Stern- bzw. Dreieckschaltung) in ihre jeweiligen Stranggrößen umgerechnet werden.

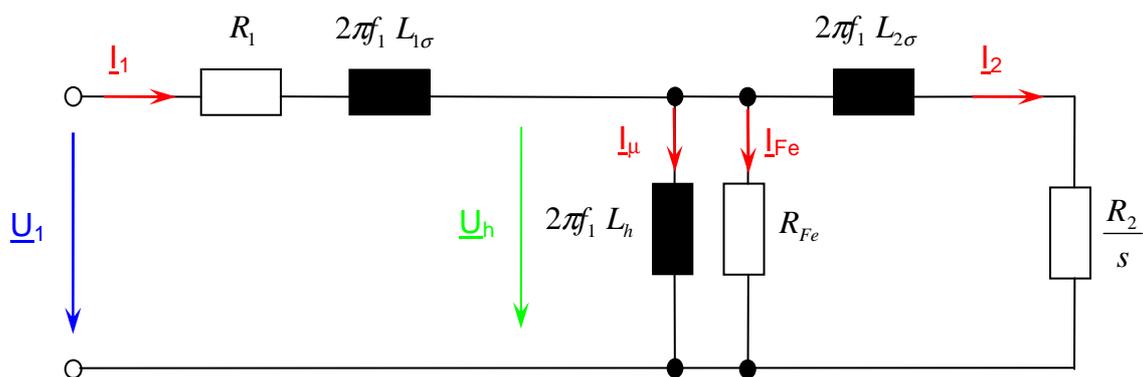


Abb. 20: Elektrisches Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine (T-Ersatzschaltbild)

Für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine der VEM motors GmbH sind die Motorparameter den Ersatzschaltbildern in Anhang 5 und 6 entnommen und in nachfolgender Tabelle angegeben.

	$R_1$ [Ω]	$R_2$ [Ω]	$L_{1\sigma}$ [mH]	$L_{2\sigma}$ [mH]	$L_h$ [mH]	$J$ [kgm <sup>2</sup> ]	$z_p$
IE2-WE1R 132 S4 HW	0,2437	0,1820	1,401	1,668	55,87	0,035	2
IE2-WE1R 160 M4 HW	0,1034	0,0743	0,688	1,076	21,29	0,078	2

Tab. 6: Motorparameter einer 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine

Zur Verwendung im Blockdiagramm müssen folgende Parameter umgerechnet werden.

Statorinduktivität  $L_1 = L_h + L_{1\sigma}$  (20)

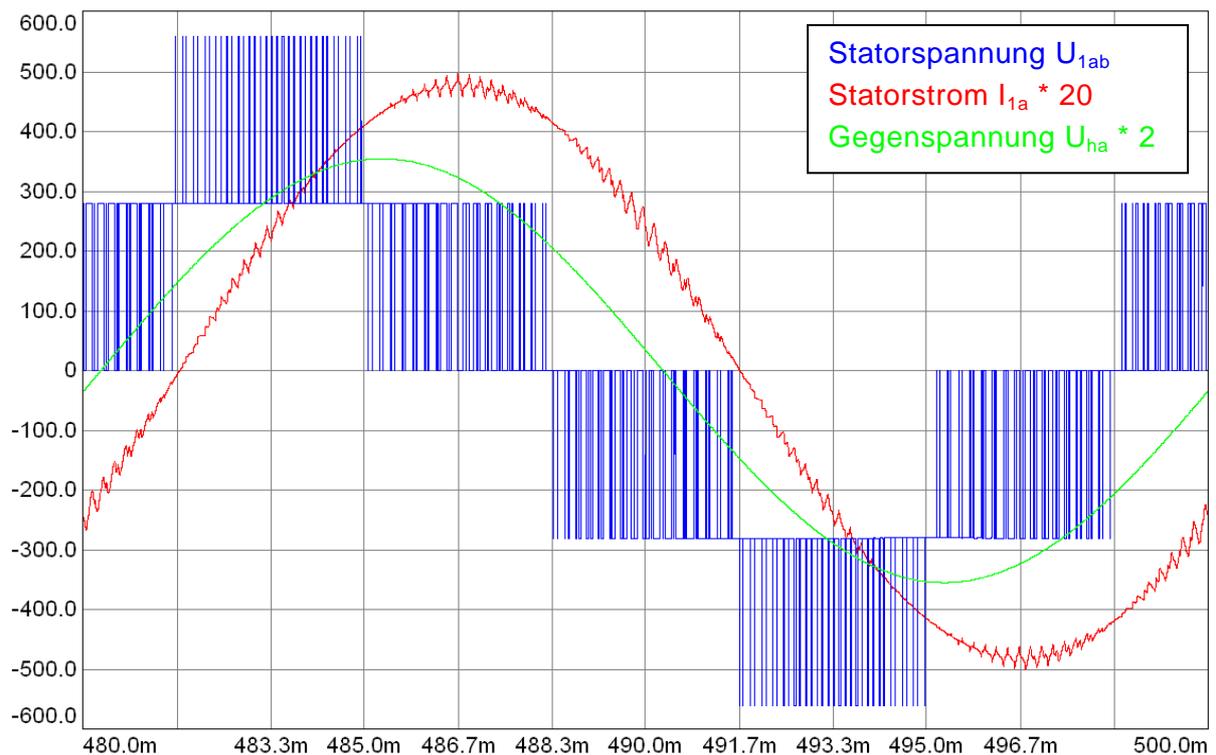
Rotorinduktivität  $L_2 = L_h + L_{2\sigma}$  (21)

$$\text{Streuung} \quad \sigma L_1 = \frac{L_1 L_2 - L_h^2}{L_2} \approx \frac{L_{1\sigma} + L_{2\sigma}}{1 + \frac{L_{2\sigma}}{L_h}} \approx L_{1\sigma} + L_{2\sigma} \quad (22)$$

$$\text{Rotorzeitkonstante} \quad \tau_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad (23)$$

Mit Hilfe des Blockdiagramms kann das komplette dynamische Verhalten der Eingangsgrößen (Statorspannung und Statorstrom) sowie der Ausgangsgrößen (Drehmoment und Drehwinkelgeschwindigkeit) bei Übergangsvorgängen (Drehzahl- und Laständerung, Anlauf, Bremsen) simuliert werden. Dies ist insbesondere für regelungstechnische Untersuchungen erforderlich. Solche Übergangsvorgänge bei Asynchronmaschinen können in Echtzeit einige Minuten dauern, so dass bei kleiner Simulationsschrittweite die Simulation eines Anlauf- oder Bremsvorgangs unter Umständen mehrere Stunden dauern kann.

Abb. 21 zeigt Statorspannung und –strom sowie die Gegenspannung bei Nennbetrieb der 5,5 kW-Asynchronmaschine am 3-Stufen-Wechselrichter mit 5 kHz Pulsfrequenz, mittels Blockdiagramm simuliert. Der stationäre Betrieb ist in diesem Arbeitspunkt nach 480 ms erreicht. Der Statorstrom enthält die durch den Wechselrichter verursachte Stromwelligkeit. Die Gegenspannung ist sinusförmig, trotz gepulster Statorspannung.



**Abb. 21:** Simulation des Nennbetriebs der 5,5 kW-Asynchronmaschine mittels Blockdiagramm

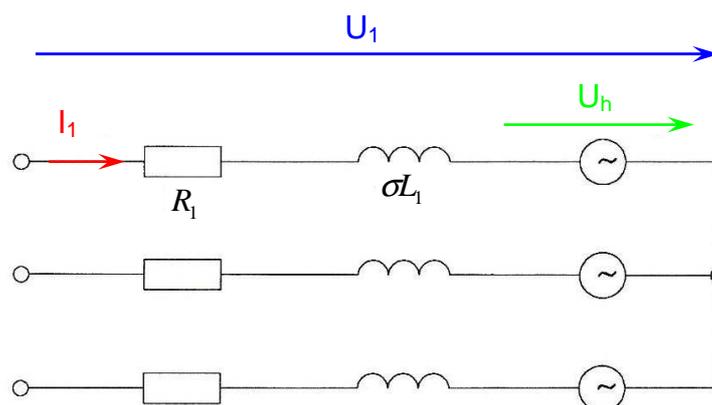
### 3.2 Statisches Gegenspannungsmodell

Für Simulationsuntersuchungen zur Energieeffizienz von Antriebssystemen sind sehr kleine Abtastzeiten (wenige Nanosekunden) erforderlich, um die schnellen Schaltvorgänge in den Leistungshalbleitern des Wechselrichters vollständig zu erfassen. Bei der Wirkungsgradberechnung wird jedoch von einem stationären Arbeitspunkt der angeschlossenen Asynchronmaschine ausgegangen. Aufgrund der großen Zeitkonstanten des Motors (Läuferzeitkonstante und mechanische Zeitkonstante) von einigen hundert Millisekunden bis zu einigen Sekunden erfordert die Simulation bis zum Erreichen eines stationären Arbeitspunktes erhebliche Rechenzeit und großen Speicherbedarf für die entstehenden Datenmengen. Deshalb wird ein statisches Asynchronmaschinen-Modell mit Gegenspannung entwickelt. Die Gegenspannung repräsentiert alle Merkmale des stationären Arbeitspunktes der Asynchronmaschine, wie Drehzahl und Drehmoment. Der stationäre Arbeitspunkt steht dadurch bereits zu Beginn der Simulation zur Verfügung. Die für die Gegenspannung benötigten Parameter können aus den Motorparametern (Tab. 6) und den Betriebskennlinien der Asynchronmaschine ermittelt werden.

Im statorfesten Koordinatensystem  $(\alpha, \beta)$  ergibt sich Gleichung (24) als Gegenspannungsmodell der Asynchronmaschine, wobei  $\vec{u}_h^{\alpha, \beta}$  die vom Rotor induzierte last- und frequenzabhängige Gegenspannung darstellt. Die Bauelemente  $R_1$  und  $\sigma L_1$  repräsentieren die Statorimpedanz und bestimmen die Welligkeit des Statorstroms.

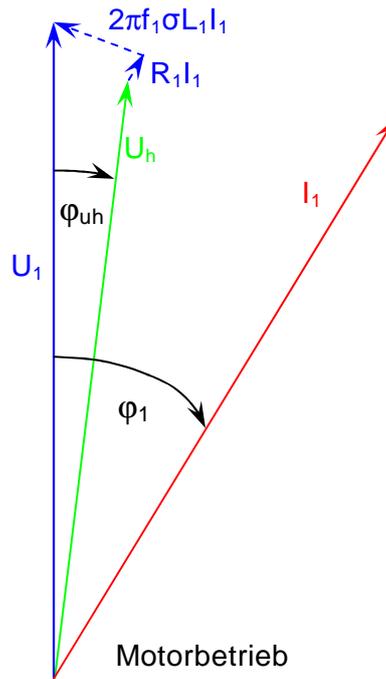
$$\vec{u}_1^{\alpha, \beta} = R_1 \vec{i}_1^{\alpha, \beta} + \sigma L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_1^{\alpha, \beta} + \vec{u}_h^{\alpha, \beta} \quad (24)$$

Die äquivalente Darstellung als dreiphasige Ersatzschaltung zum Anschluss an den Frequenzumrichter zeigt Abb. 22.



**Abb. 22:** Statisches Gegenspannungsmodell der Asynchronmaschine

Das zugehörige Zeigerdiagramm für die Scheitelwerte der Statorgrößen der Asynchronmaschine bei Motorbetrieb zeigt Abb. 23.



**Abb. 23:** Zeigerdiagramm für die Statorgrößen der Asynchronmaschine

Durch Einstellung des Scheitelwertes  $\hat{U}_h$  und des Winkels  $\varphi_{uh}$  der Gegenspannung gemäß der Gleichungen (25) und (26) können für jeden Arbeitspunkt der Asynchronmaschine der entsprechende Scheitelwert  $\hat{I}_1$  und die Phasenverschiebung  $\varphi_1$  des Statorstroms in der Simulation erzeugt werden. Der Winkel  $\varphi_{uh}$  kennzeichnet die Phasenverschiebung der Gegenspannung bezüglich der Statorspannung (+ voreilend, - nacheilend).

$$\hat{U}_h = \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{I}_1^2 (R_1^2 + (2\pi f_1 \sigma L_1)^2)} - 2\hat{U}_1 \hat{I}_1 (R_1 \cos \varphi_1 + 2\pi f_1 \sigma L_1 \sin \varphi_1) \tag{25}$$

$$\varphi_{uh} = \arctan \frac{\hat{I}_1 (R_1 \sin \varphi_1 - 2\pi f_1 \sigma L_1 \cos \varphi_1)}{\hat{U}_1 - \hat{I}_1 (R_1 \cos \varphi_1 + 2\pi f_1 \sigma L_1 \sin \varphi_1)} \tag{26}$$

Für eine 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine der VEM motors GmbH wurden  $\hat{U}_h$  und  $\varphi_{uh}$  aus den Betriebskennlinien in Anhang 7 und 8 berechnet (Tab. 7 und 8).

Betriebskennlinien						Ersatzschaltbild		Gegenspannung	
P <sub>2</sub> [kW]	P <sub>2</sub> / P <sub>2N</sub> [%]	$\hat{U}_1$ [V]	$\hat{I}_1$ [A]	$\varphi_1$ [°]	f <sub>1</sub> [Hz]	R <sub>1</sub> [Ω]	σL <sub>1</sub> [mH]	$\hat{U}_h$ [V]	$\varphi_{uh}$ [°]
6,87	125	187,8	30,70	27,1	50	0,2437	2,98	169,5	-7,52
5,50	100	187,8	24,50	29,5	50	0,2437	2,98	172,2	-5,67
4,12	75	187,8	19,84	34,9	50	0,2437	2,98	173,7	-4,12
2,75	50	187,8	15,74	45,6	50	0,2437	2,98	174,8	-2,48
1,38	25	187,8	11,85	56,6	50	0,2437	2,98	177,0	-1,20
0,00	0	187,8	10,32	84,8	50	0,2437	2,98	178,0	+0,52

**Tab. 7:** Scheitelwert und Winkel der Gegenspannung der 5,5 kW-Asynchronmaschine

Betriebskennlinien						Ersatzschaltbild		Gegenspannung	
$P_2$ [kW]	$P_2 / P_{2N}$ [%]	$\hat{U}_1$ [V]	$\hat{I}_1$ [A]	$\varphi_1$ [°]	$f_1$ [Hz]	$R_1$ [Ω]	$\sigma L_1$ [mH]	$\hat{U}_h$ [V]	$\varphi_{uh}$ [°]
13,75	125	187,8	63,41	31,8	50	0,1034	1,68	166,5	-8,62
11,00	100	187,8	52,85	34,9	50	0,1034	1,68	168,5	-6,72
8,25	75	187,8	43,23	41,4	50	0,1034	1,68	170,0	-4,77
5,50	50	187,8	34,00	49,5	50	0,1034	1,68	172,1	-2,99
2,75	25	187,8	25,31	61,3	50	0,1034	1,68	174,9	-1,35
0,00	0	187,8	24,10	85,4	50	0,1034	1,68	174,9	+0,48

Tab. 8: Scheitelwert und Winkel der Gegenspannung der 11 kW-Asynchronmaschine

Abb. 24 zeigt Statorspannung und –strom sowie die Gegenspannung bei Nennbetrieb der 5,5 kW-Asynchronmaschine am 3-Stufen-Frequenzumrichter mit 5 kHz Pulsfrequenz, mittels Gegenspannungsmodell simuliert. Der stationäre Betrieb ist in diesem Arbeitspunkt bereits nach 40 ms erreicht, also nach ca. 8 % der Simulationsdauer im Vergleich zur Blockdiagramm-Simulation. Der Scheitelwert und die Phasenverschiebung des Statorstroms stimmen mit der Blockdiagramm-Simulation (Abb. 21) überein und entsprechen den Zielwerten in Tab. 7 für  $P_2 = 5,50$  kW. Auch die durch den Wechselrichter verursachte Stromwelligkeit wird exakt nachgebildet. Damit ist das statische Gegenspannungsmodell sehr gut zur Simulation des stationären Betriebsverhaltens am Stator der Asynchronmaschine geeignet.

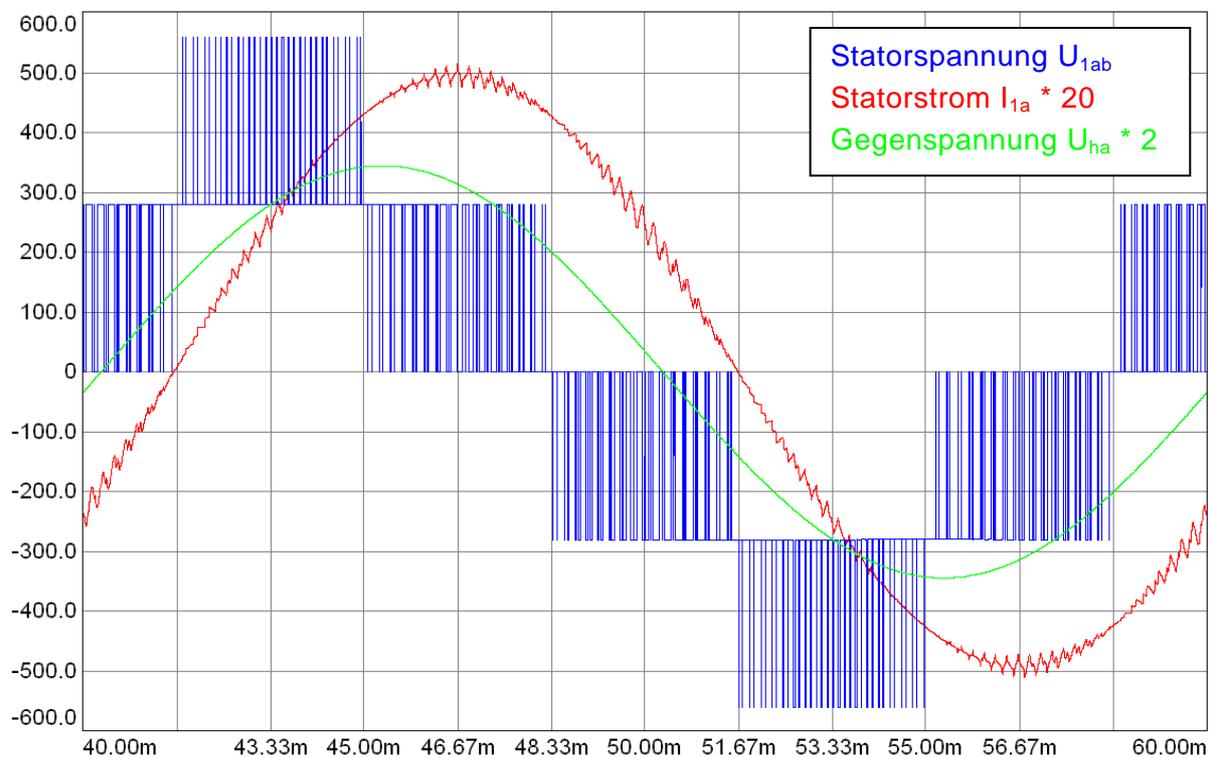
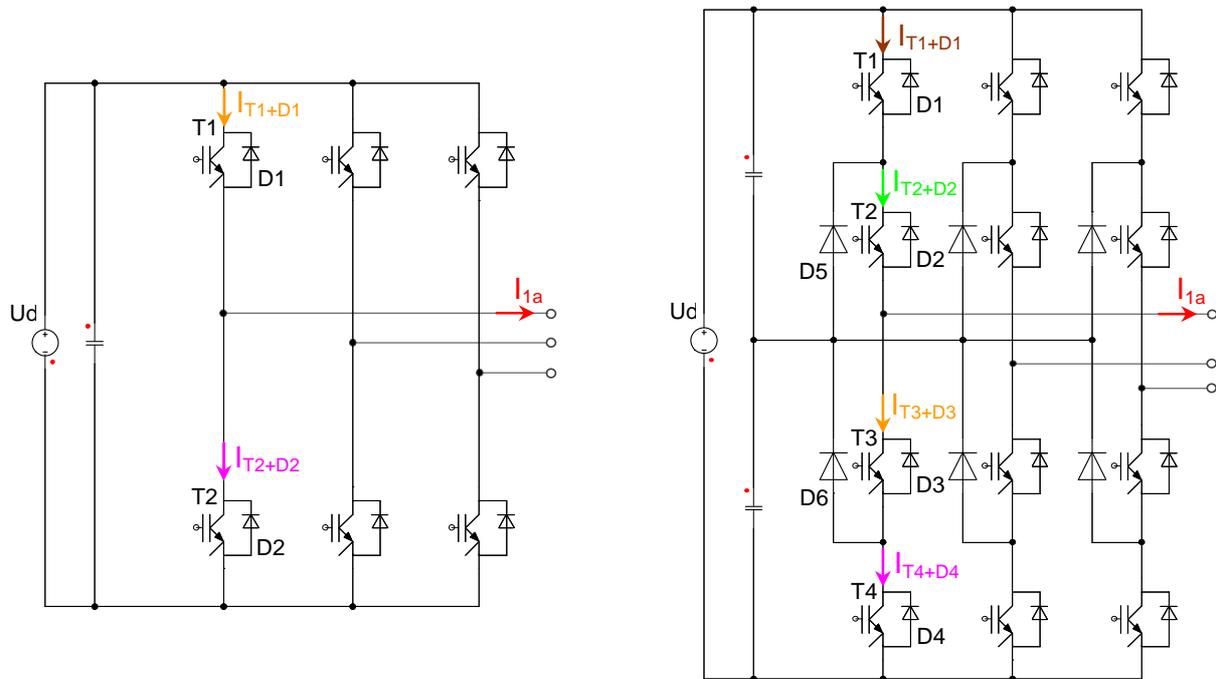


Abb. 24: Simulation des Nennbetriebs der 5,5 kW-Asynchronmaschine mittels Gegenspannungsmodell

## 4 Berechnung der Halbleiterverluste im Mehrstufen-Wechselrichter

### 4.1 Modell zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste

Abb. 25 zeigt die Schaltungstopologie und die Bezeichnung der Leistungshalbleiter, jeweils für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter. Am Ausgang des Wechselrichters wird die Asynchronmaschine als Gegenspannungsmodell (Abb. 22) angeschlossen.



**Abb. 25:** Schaltungstopologie für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter

Für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter stehen zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste eines Brückenweiges die Gleichungen (28) bis (39) zur Verfügung. Für den gesamten Wechselrichter sind die berechneten Durchlass- und Schaltverluste mit dem Faktor 6 zu multiplizieren. Der jeweilige Arbeitspunkt der Asynchronmaschine ist durch den Scheitelwert  $\hat{I}_1$  und die Phasenverschiebung  $\varphi_1$  des Statorstroms (Kapitel 3) sowie durch den Wechselrichter-Modulationsgrad  $m$  gegeben. Der Wechselrichter-Modulationsgrad ergibt sich für Sinusmodulation nach Gleichung (27).

$$m = \frac{2\hat{U}_1}{U_d} \quad (27)$$

Die Parameter der Leistungshalbleiter (Schalter, Dioden) sind durch die Sättigungsspannung  $U_{CE0}$  bzw.  $U_{F0}$ , den Durchlass-Ersatzwiderstand  $r_{CE}$  bzw.  $r_F$  sowie durch die Schaltverlustenergien  $E_{onT}+E_{offT}$  und  $E_{rr}$  gegeben (Kapitel 2). Die Schaltverlustenergien sind vom Mittelwert des Statorstroms  $\bar{I}_1$  und der Zwischenkreisspannung  $U_d$  abhängig. Die Schaltverluste resultieren aus der Multiplikation der Schaltverlustenergien mit der Pulsfrequenz  $f_p$  des Wechselrichters.

## 2-Stufen-Wechselrichter [27]

### Durchlassverluste

$$P_{VLT1/2} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{CET0}}{\pi} \hat{I}_1 + \frac{r_{CE}}{4} \hat{I}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi_1 \left( \frac{U_{CET0}}{8} \hat{I}_1 + \frac{r_{CE}}{3\pi} \hat{I}_1^2 \right) \quad (28)$$

$$P_{VLD1/2} = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{F0}}{\pi} \hat{I}_1 + \frac{r_F}{4} \hat{I}_1^2 \right) - m \cdot \cos \varphi_1 \left( \frac{U_{F0}}{8} \hat{I}_1 + \frac{r_F}{3\pi} \hat{I}_1^2 \right) \quad (29)$$

### Schaltverluste

$$P_{VST1/2} = \frac{1}{2} \cdot f_p \cdot [E_{onT}(\bar{I}_1, U_d) + E_{offT}(\bar{I}_1, U_d)] \quad (30)$$

$$P_{VSD1/2} = \frac{1}{2} \cdot f_p \cdot E_{rr}(\bar{I}_1, U_d) \quad (31)$$

## 3-Stufen-Wechselrichter [28], [29]

### Durchlassverluste

$$P_{VLT1/4} = U_{CET0} \hat{I}_1 \frac{m}{4\pi} [\sin|\varphi_1| + (\pi - |\varphi_1|) \cos \varphi_1] + r_{CE} \hat{I}_1^2 \frac{m}{4\pi} \left[ 1 + \frac{4}{3} \cos \varphi_1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi_1 \right] \quad (32)$$

$$P_{VLT2/3} = U_{CET0} \hat{I}_1 \left\{ \frac{1}{\pi} - \frac{m}{4\pi} [\sin|\varphi_1| - |\varphi_1| \cos \varphi_1] \right\} + r_{CE} \hat{I}_1^2 \left\{ \frac{1}{4} - \frac{m}{4\pi} \left[ 1 - \frac{4}{3} \cos \varphi_1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi_1 \right] \right\} \quad (33)$$

$$P_{VLD1/2/3/4} = U_{F0} \hat{I}_1 \frac{m}{4\pi} [\sin|\varphi_1| - |\varphi_1| \cos \varphi_1] + r_F \hat{I}_1^2 \frac{m}{4\pi} \left[ 1 - \frac{4}{3} \cos \varphi_1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi_1 \right] \quad (34)$$

$$P_{VLD5/6} = U_{F0} \hat{I}_1 \left\{ \frac{1}{\pi} - \frac{m}{4} \left[ \cos \varphi_1 + \frac{2}{\pi} \sin|\varphi_1| - \frac{2}{\pi} |\varphi_1| \cos \varphi_1 \right] \right\} + r_F \hat{I}_1^2 \left\{ \frac{1}{4} - \frac{m}{2\pi} \left[ 1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi_1 \right] \right\} \quad (35)$$

### Schaltverluste

$$P_{VST1/4} = \frac{1}{4} f_p \left[ E_{onT} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) + E_{offT} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) \right] (1 + \cos \varphi_1) \quad (36)$$

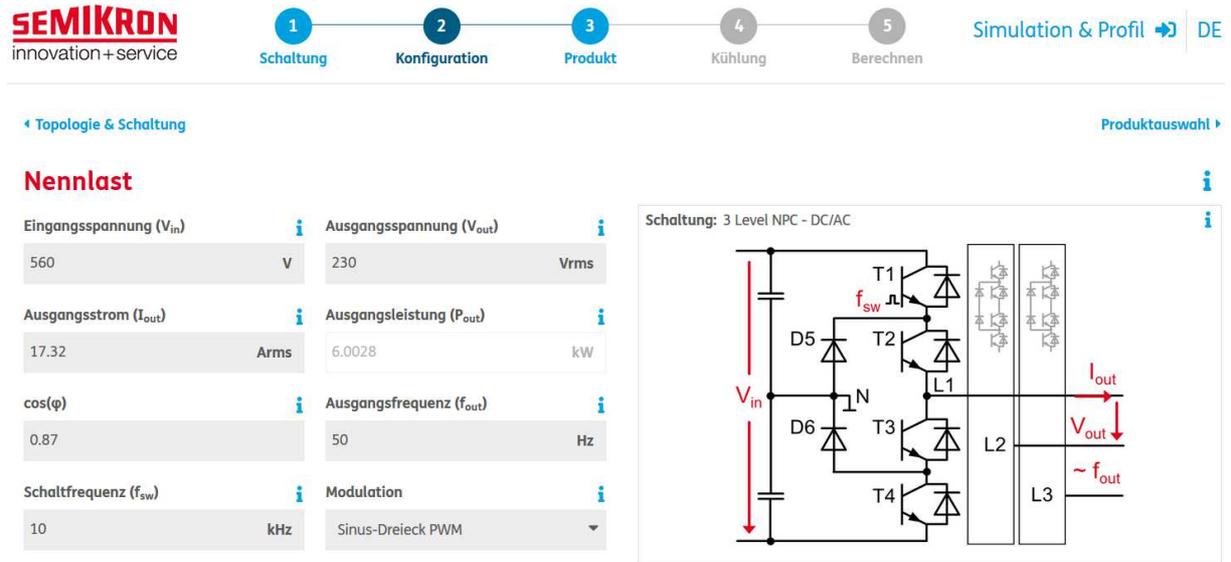
$$P_{VST2/3} = \frac{1}{4} f_p \left[ E_{onT} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) + E_{offT} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) \right] (1 - \cos \varphi_1) \quad (37)$$

$$P_{VSD1/2/3/4} = \frac{1}{4} \cdot f_p \cdot E_{rr} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) (1 - \cos \varphi_1) \quad (38)$$

$$P_{VSD5/6} = \frac{1}{2} \cdot f_p \cdot E_{rr} \left( \bar{I}_1, \frac{U_d}{2} \right) \quad (39)$$

### 4.2 Berechnungstool SemiSel V5

Der Leistungshalbleiterhersteller SEMIKRON bietet das Online-Tool SemiSel V5 zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste der für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter an [30]. Hiermit können Schaltungsentwicklungen für alle SEMIKRON-Leistungshalbleiter durchgeführt werden. Abb. 26 zeigt Ausschnitte der Eingabemaske für den 3-Stufen-Wechselrichter bei Nennbetrieb der 5,5 kW-Asynchronmaschine (Tab. 7,  $P_2 = 5,50 \text{ kW}$ ) und einer Kühlkörpertemperatur von  $80 \text{ }^\circ\text{C}$ .



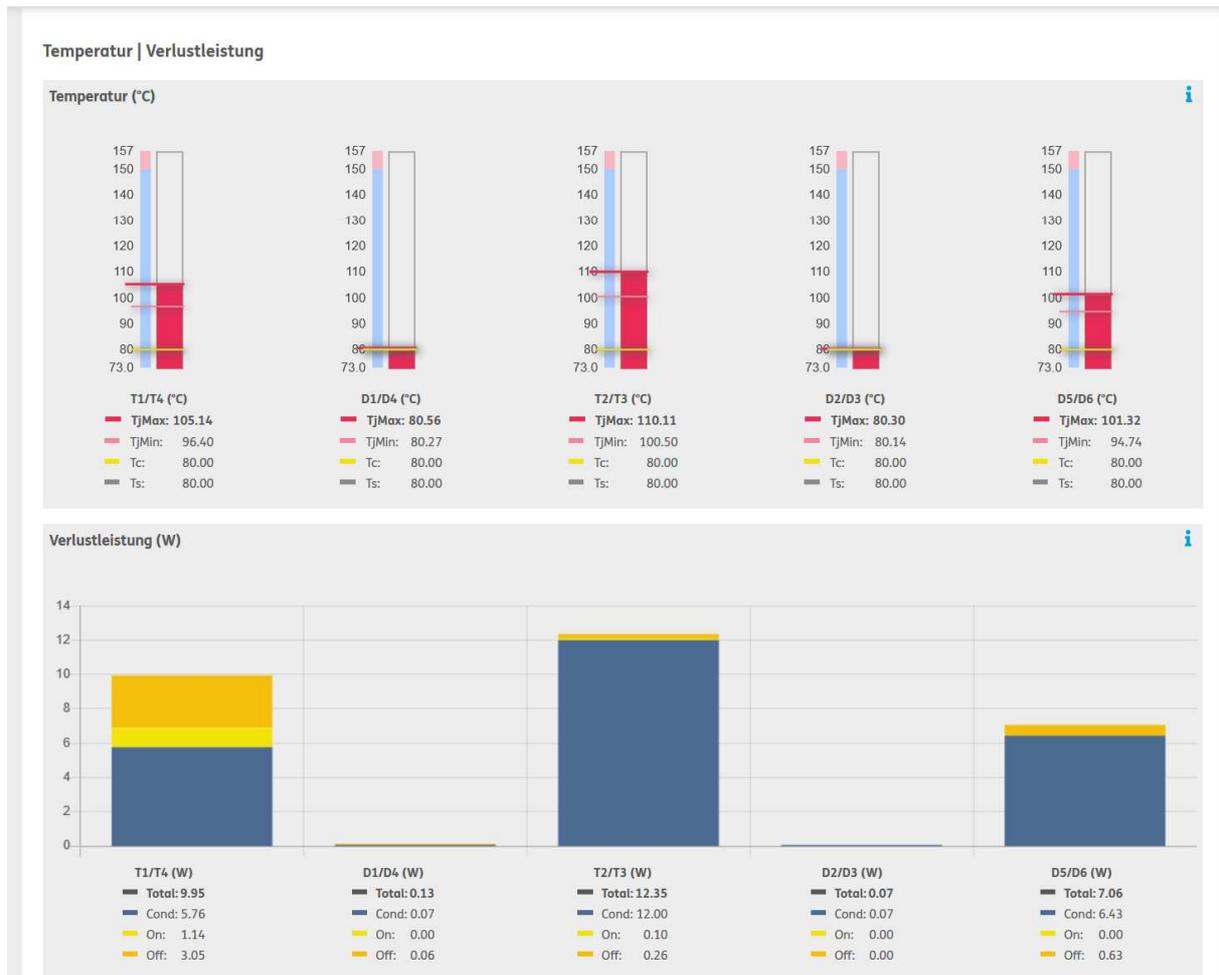
**Abb. 26:** Eingabemaske von SemiSel V5 für den 3-Stufen-Wechselrichter bei Nennbetrieb der 5,5 kW-Asynchronmaschine

Abb. 27 zeigt die Berechnungsergebnisse. SemiSel V5 berechnet die Verlustleistung, getrennt nach Durchlass- und Schaltverlusten, sowie die daraus resultierende Temperaturerhöhung gegenüber der Kühlkörpertemperatur für jeden Leistungshalbleiter. Zu erkennen ist die ungleiche Verlustverteilung zwischen den Bauelementen, infolge der unterschiedlichen Belastung. Während die IGBTs T2 und T3 hohe Verluste erzeugen, werden die Dioden D1, D2, D3 und D4 kaum beansprucht.

Dieses Online-Tool ist zwar nur für SEMIKRON-Leistungshalbleiter anwendbar, kann aber zur Verifizierung des Berechnungsmodells für die Durchlass- und Schaltverluste (Gleichungen (28) bis (39)) herangezogen werden. Diesen Vergleich zeigen die nachfolgenden Tabellen (Tab. 9 und 10) für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit verschiedenen Belastungen (0 %, 50 %, 100 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine und verschiedenen Sperrschichttemperaturen ( $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ ) der Leistungshalbleiter. Die Gesamtverluste für den 2-Stufen-Wechselrichter werden nach Gleichung (40) und für den 3-Stufen-Wechselrichter nach Gleichung (41) ermittelt.

$$P_V = 6 (P_{VLT1/2} + P_{VST1/2} + P_{VLD1/2} + P_{VSD1/2}) \tag{40}$$

$$P_V = 6 (P_{VLT1/4} + P_{VST1/4} + P_{VLT2/3} + P_{VST2/3} + 2P_{VLD1/2/3/4} + 2P_{VSD1/2/3/4} + P_{VLD5/6} + P_{VSD5/6}) \tag{41}$$



**Abb. 27:** Temperatur und Verlustleistung an den Leistungshalbleitern des 3-Stufen-Wechselrichters bei Nennbetrieb der 5,5 kW-Asynchronmaschine

Beim 2-Stufen-Wechselrichter werden die Gesamtverluste mit SemiSel V5 bei allen Belastungen der 5,5 kW-Asynchronmaschine und den verschiedenen Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter gegenüber dem Berechnungsmodell geringer angegeben. Bei Nennlast beträgt die Differenz ca. 2 % und im Leerlauf ca. 5 %.

Beim 3-Stufen-Wechselrichter beträgt der Fehler bei den Gesamtverlusten zwischen dem Berechnungsmodell und SemiSel V5 bei 25 °C Sperrschichttemperatur ca. 1 % und bei 150 °C Sperrschichttemperatur ca. 2 % und ist somit kleiner als beim 2-Stufen-Wechselrichter.

Damit wird die gute Genauigkeit des Berechnungsmodells für die Durchlass- und Schaltverluste (Gleichungen (28) bis (39)) und der Verlustmodelle für die Leistungshalbleiter (Kapitel 2) bestätigt, so dass dieses Berechnungsmodell auch für die Verlustleistungsanalyse bei Leistungshalbleitern anderer Hersteller verwendet werden kann.

$T_j$ [°C]	$P_2/P_{2N}$ [%]	$P_{VLT1/2}$ [W]	$P_{VST1/2}$ [W]	$P_{VLD1/2}$ [W]	$P_{VSD1/2}$ [W]	$P_V$ [W]
25	0	2,08	3,75	2,64	0,90	56,25
		2,31	3,52	2,56	0,50	53,34
	50	4,73	5,70	2,89	1,05	86,20
		5,11	5,36	2,85	0,65	83,82
	100	9,38	8,85	4,32	1,25	142,81
		9,67	8,39	4,34	0,86	139,56
150	0	2,19	5,95	2,33	3,60	84,39
		2,42	5,97	2,19	2,62	79,20
	50	5,25	9,10	2,64	4,25	127,43
		5,66	9,15	2,60	3,39	124,80
	100	11,05	14,20	4,14	5,10	206,99
		11,39	14,28	4,26	4,44	206,22

**Tab. 9:** Halbleiterverluste im 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs SK25GD12T4ET bei 10 kHz Pulsfrequenz mit verschiedenen Belastungen der 5,5 kW-Asynchronmaschine und Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter (Berechnungsmodell, SemiSel V5)

$T_j$ [°C]	$P_2/P_{2N}$ [%]	$P_{VLT1/4}$ [W]	$P_{VST1/4}$ [W]	$P_{VLT2/3}$ [W]	$P_{VST2/3}$ [W]	$P_{VLD}$ 1/2/3/4 [W]	$P_{VSD}$ 1/2/3/4 [W]	$P_{VLD5/6}$ [W]	$P_{VSD5/6}$ [W]	$P_V$ [W]
25	0	0,69	0,76	3,19	0,64	0,57	0,07	2,75	0,15	56,72
		0,69	0,74	3,19	0,69	0,57	0,04	2,77	0,09	56,34
	50	2,49	1,83	6,10	0,32	0,16	0,02	3,97	0,15	91,34
		2,50	1,83	6,11	0,37	0,15	0,03	3,99	0,18	91,98
	100	5,36	3,09	11,16	0,21	0,07	0,01	6,36	0,20	159,25
		5,31	3,16	11,07	0,26	0,07	0,02	6,62	0,27	161,16
150	0	0,68	1,23	3,19	1,02	0,55	0,23	2,68	0,50	65,12
		0,70	1,15	3,27	1,06	0,54	0,14	2,70	0,30	63,24
	50	2,60	2,89	6,35	0,51	0,15	0,10	3,97	0,65	104,75
		2,69	2,80	6,57	0,56	0,15	0,07	3,99	0,61	105,96
	100	5,89	4,96	12,18	0,34	0,07	0,05	6,55	0,80	185,75
		6,05	4,85	12,51	0,40	0,06	0,05	6,49	0,89	188,46

**Tab. 10:** Halbleiterverluste im 3-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs SK20MLI066 bei 10 kHz Pulsfrequenz mit verschiedenen Belastungen der 5,5 kW-Asynchronmaschine und Sperrschichttemperaturen der Leistungshalbleiter (Berechnungsmodell, SemiSel V5)

### 4.3 Durchlass- und Schaltverluste mit 5,5 kW-Asynchronmaschine

Die Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste mit einer 5,5 kW-Asynchronmaschine wurde für die besten, derzeit am Markt verfügbaren, 1200 V- und 600 V-Leistungshalbleiter durchgeführt. Die Bezeichnungen sind in nachfolgender Tabelle angegeben.

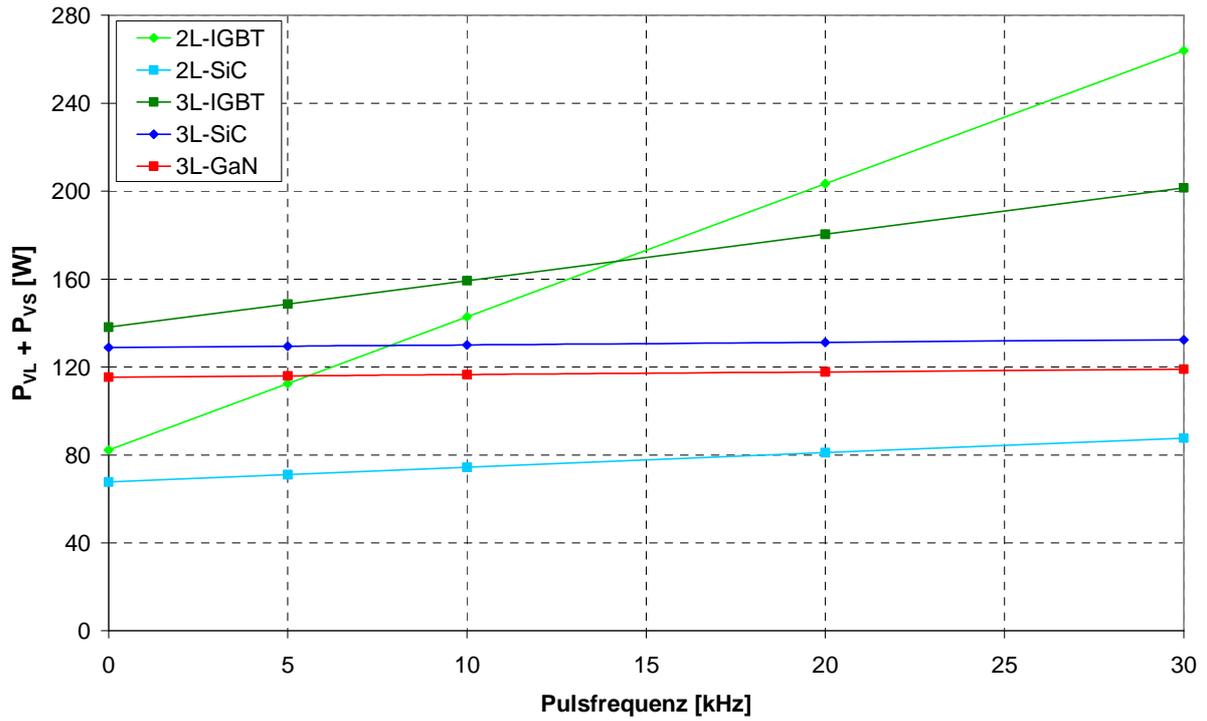
	Typ	Merkmale	Kurzbezeichnung
2-Stufen	SK25GD12T4ET	1200 V, 25 A, Six-Pack	2L-IGBT
	CCS020M12CM2	1200 V, 80 mΩ, Six-Pack	2L-SiC
3-Stufen	SK20MLI066	600 V, 20 A, Phase-Leg	3L-IGBT
	C3M0060065J + C3D20065D (CD)	650 V, 36 A, 60 mΩ, Single	3L-SiC
	GS66508 + C3D20065D (CD)	650 V, 30 A, 50 mΩ, Single	3L-GaN

**Tab. 11:** Leistungshalbleiter für 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit 5,5 kW-Asynchronmaschine

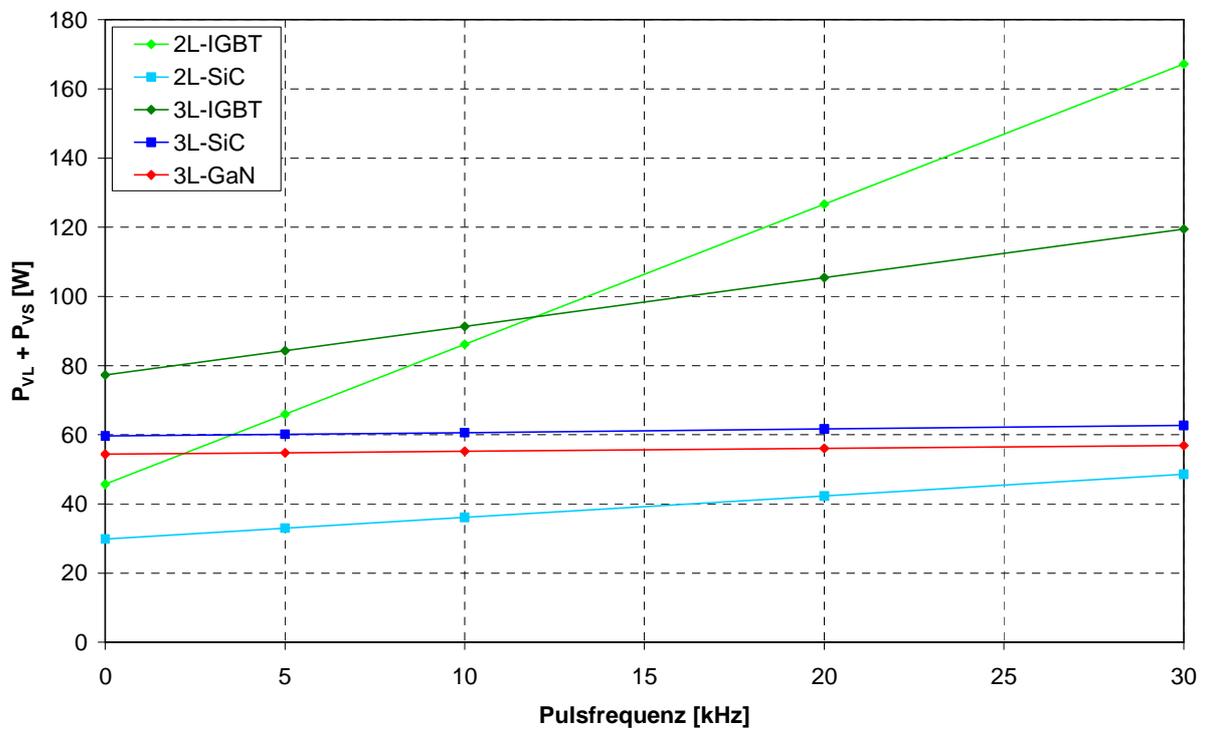
In den folgenden Diagrammen (Abb. 28 bis 31) sind die Durchlass- und Schaltverluste für 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit verschiedenen Leistungshalbleitern (Tab. 11) bei 50 % und 100 % Belastung der Asynchronmaschine als Funktion der Pulsfrequenz dargestellt. Die Schaltverluste steigen linear mit der Pulsfrequenz an, besonders deutlich beim 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (2L-IGBT). Beim 3-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (3L-IGBT) verringert sich dieser pulsfrequenzabhängige Anstieg der Schaltverluste erheblich, so dass bei 100 % Belastung oberhalb von 14 kHz (bei 25 °C) bzw. 7 kHz (bei 150 °C) geringere Halbleiterverluste als beim 2-Stufen-Wechselrichter entstehen.

Eine extreme Reduzierung der Schaltverluste beim 3-Stufen-Wechselrichter wird durch die wide-bandgap Leistungshalbleiter (SiC MOSFETs, GaN FETs) erreicht. Hierbei entstehen kaum Schaltverluste, so dass sehr hohe Pulsfrequenzen (mehrere 100 kHz) möglich sind. Bei niedrigen Sperrschichttemperaturen (25 °C) sind GaN FETs vorteilhafter (3L-GaN), während bei hohen Sperrschichttemperaturen (150 °C) SiC MOSFETs weniger Verluste erzeugen (3L-SiC).

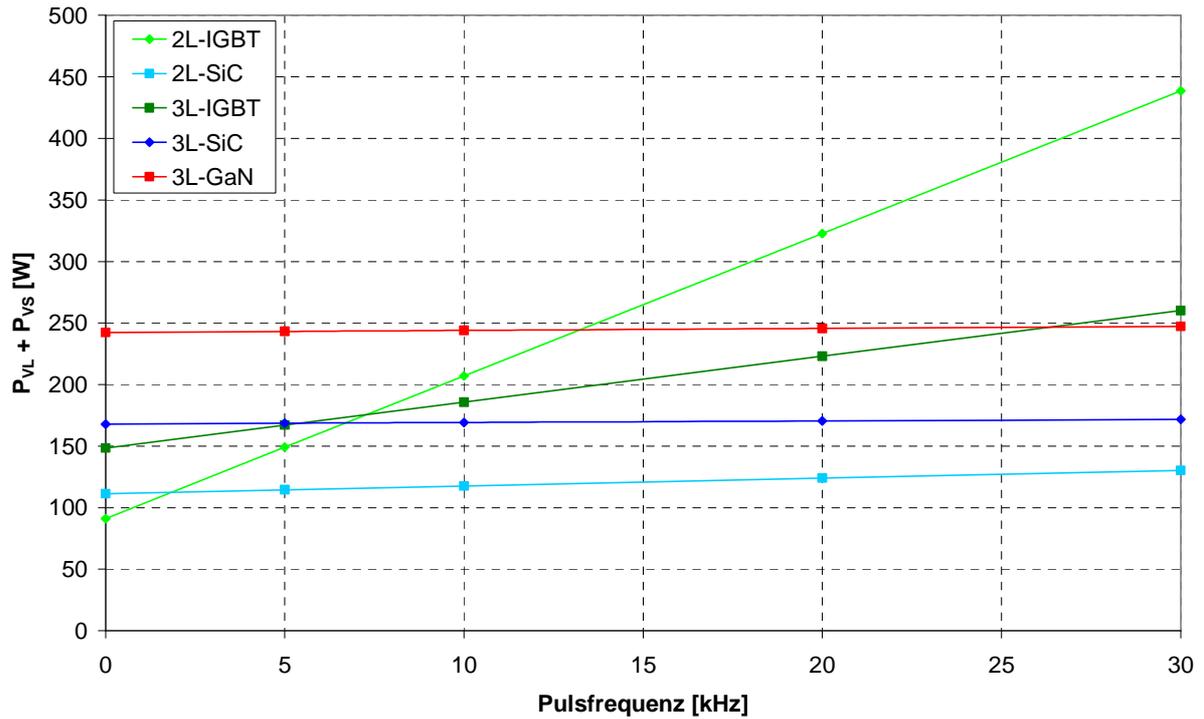
Die geringsten Verluste entstehen bei allen Belastungen und Sperrschichttemperaturen beim 2-Stufen-Wechselrichter mit SiC MOSFETs (2L-SiC), so dass bereits bei Verwendung von SiC-Leistungshalbleitern anstelle von IGBTs die Energieeffizienz des 2-Stufen-Wechselrichters deutlich verbessert werden kann. Allerdings entfallen dann die weiteren Vorteile des Mehrstufen-Wechselrichters.



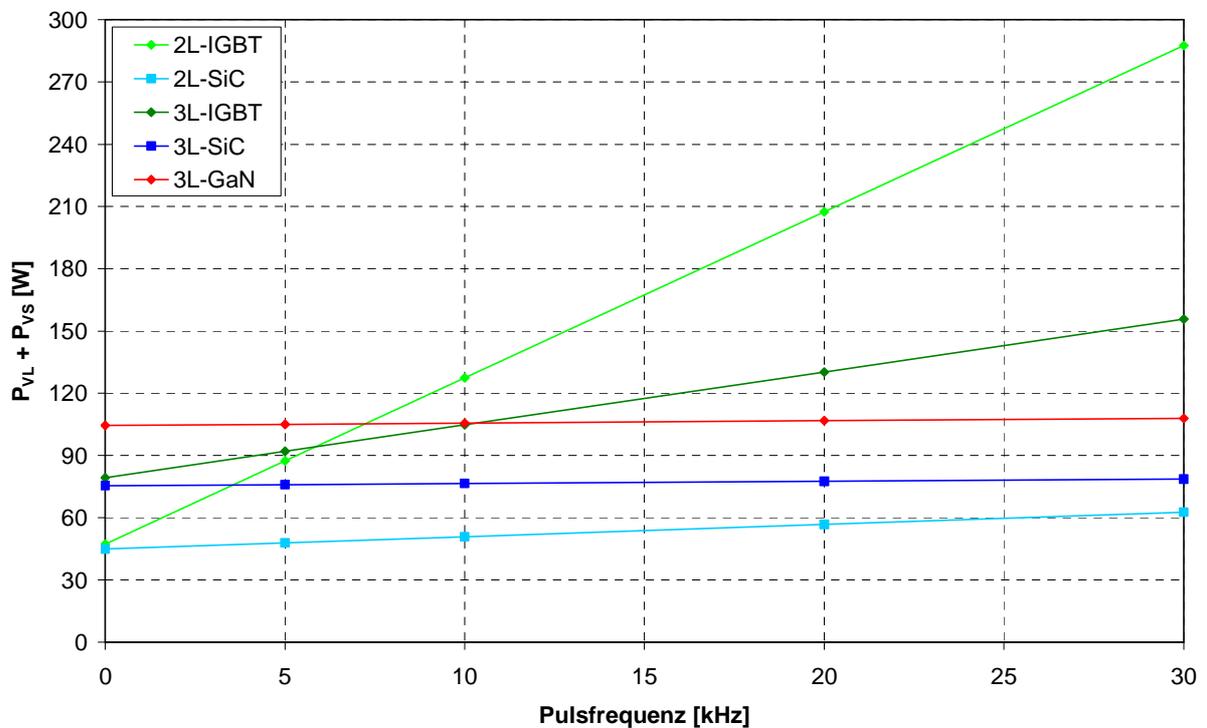
**Abb. 28:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C und 100 % Belastung der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 29:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C und 50 % Belastung der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 30:** Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C und 100 % Belastung der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 31:** Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C und 50 % Belastung der 5,5 kW-Asynchronmaschine

#### 4.4 Durchlass- und Schaltverluste mit 11 kW-Asynchronmaschine

Die Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste mit einer 11 kW-Asynchronmaschine wurde für die besten, derzeit am Markt verfügbaren, 1200 V- und 600 V-Leistungshalbleiter durchgeführt. Die Bezeichnungen sind in nachfolgender Tabelle angegeben.

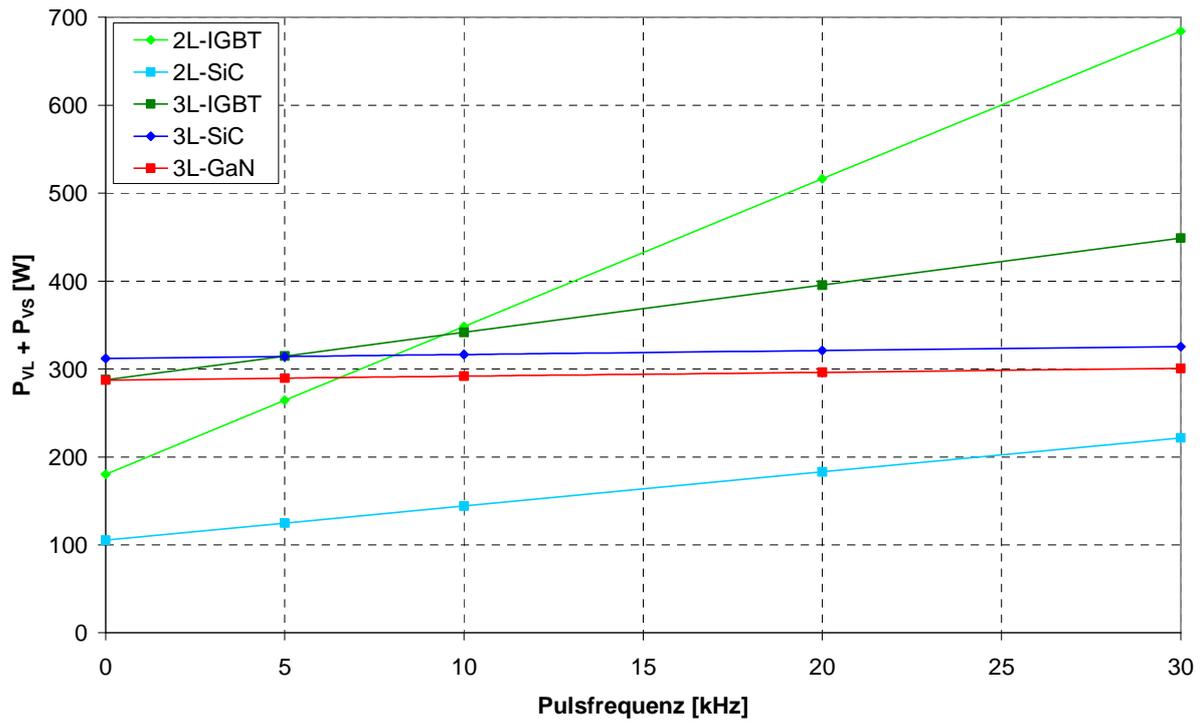
	Typ	Merkmale	Kurzbezeichnung
2-Stufen	SK50GD12T4T	1200 V, 50 A, Six-Pack	2L-IGBT
	CCS050M12CM2	1200 V, 25 mΩ, Six-Pack	2L-SiC
3-Stufen	SK50MLI066	600 V, 50 A, Phase-Leg	3L-IGBT
	C3M003090K + C3D30065D (CD)	900 V, 63 A, 30 mΩ, Single	3L-SiC
	GS66516 + C3D30065D (CD)	650 V, 60 A, 25 mΩ, Single	3L-GaN

**Tab. 12:** Leistungshalbleiter für 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit 11 kW-Asynchronmaschine

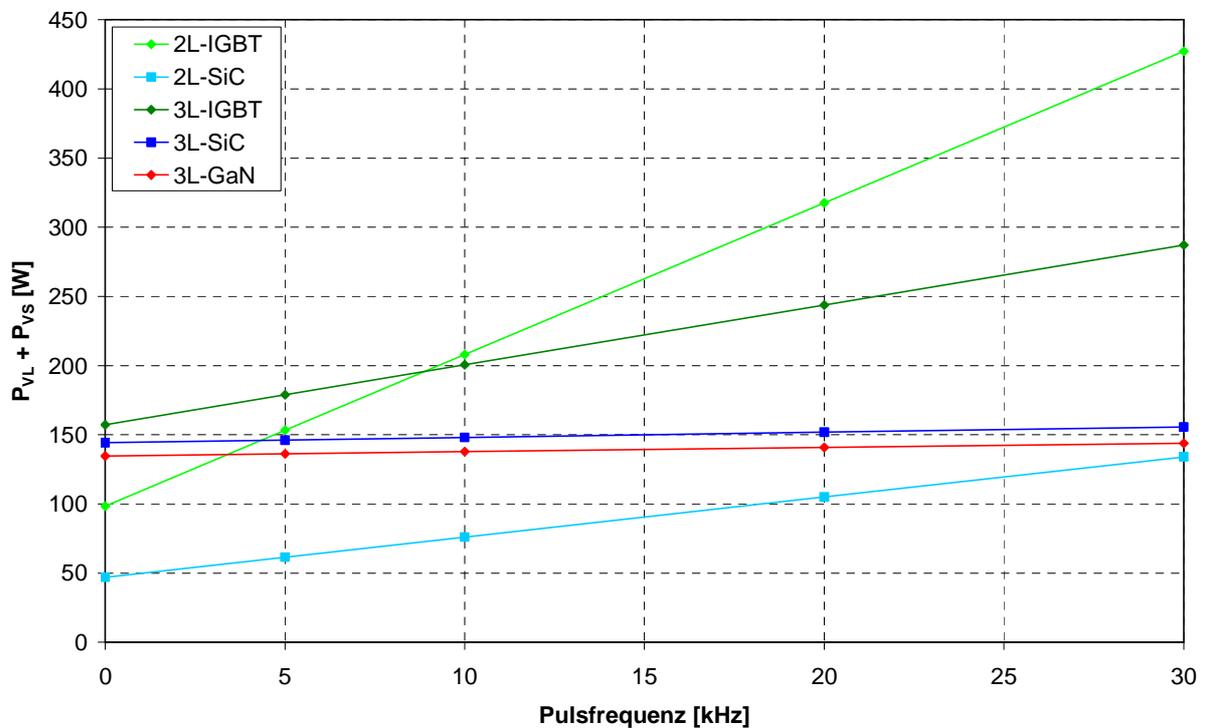
In den folgenden Diagrammen (Abb. 32 bis 35) sind die Durchlass- und Schaltverluste für 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit verschiedenen Leistungshalbleitern (Tab. 12) bei 50 % und 100 % Belastung der Asynchronmaschine als Funktion der Pulsfrequenz dargestellt. Die Schaltverluste steigen linear mit der Pulsfrequenz an, besonders deutlich beim 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (2L-IGBT). Beim 3-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (3L-IGBT) verringert sich dieser pulsfrequenzabhängige Anstieg der Schaltverluste erheblich, so dass bei 100 % Belastung oberhalb von 10 kHz (bei 25 °C) bzw. 5 kHz (bei 150 °C) geringere Halbleiterverluste als beim 2-Stufen-Wechselrichter entstehen.

Eine extreme Reduzierung der Schaltverluste beim 3-Stufen-Wechselrichter wird durch die wide-bandgap Leistungshalbleiter (SiC MOSFETs, GaN FETs) erreicht. Hierbei entstehen kaum Schaltverluste, so dass sehr hohe Pulsfrequenzen (mehrere 100 kHz) möglich sind. Bei niedrigen Sperrschichttemperaturen (25 °C) sind GaN FETs vorteilhafter (3L-GaN), während bei hohen Sperrschichttemperaturen (150 °C) SiC MOSFETs weniger Verluste erzeugt (3L-SiC).

Die geringsten Verluste entstehen bei allen Belastungen und Sperrschichttemperaturen beim 2-Stufen-Wechselrichter mit SiC MOSFETs (2L-SiC), so dass bereits bei Verwendung von SiC-Leistungshalbleitern anstelle von IGBTs die Energieeffizienz des 2-Stufen-Wechselrichters deutlich verbessert werden kann. Allerdings entfallen dann die weiteren Vorteile des Mehrstufen-Wechselrichters. Im Vergleich zur 5,5 kW-Asynchronmaschine ist die Effizienzverbesserung bei Verwendung der 11 kW-Asynchronmaschine noch größer.



**Abb. 32:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C und 100 % Belastung der 11 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 33:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C und 50 % Belastung der 11 kW-Asynchronmaschine

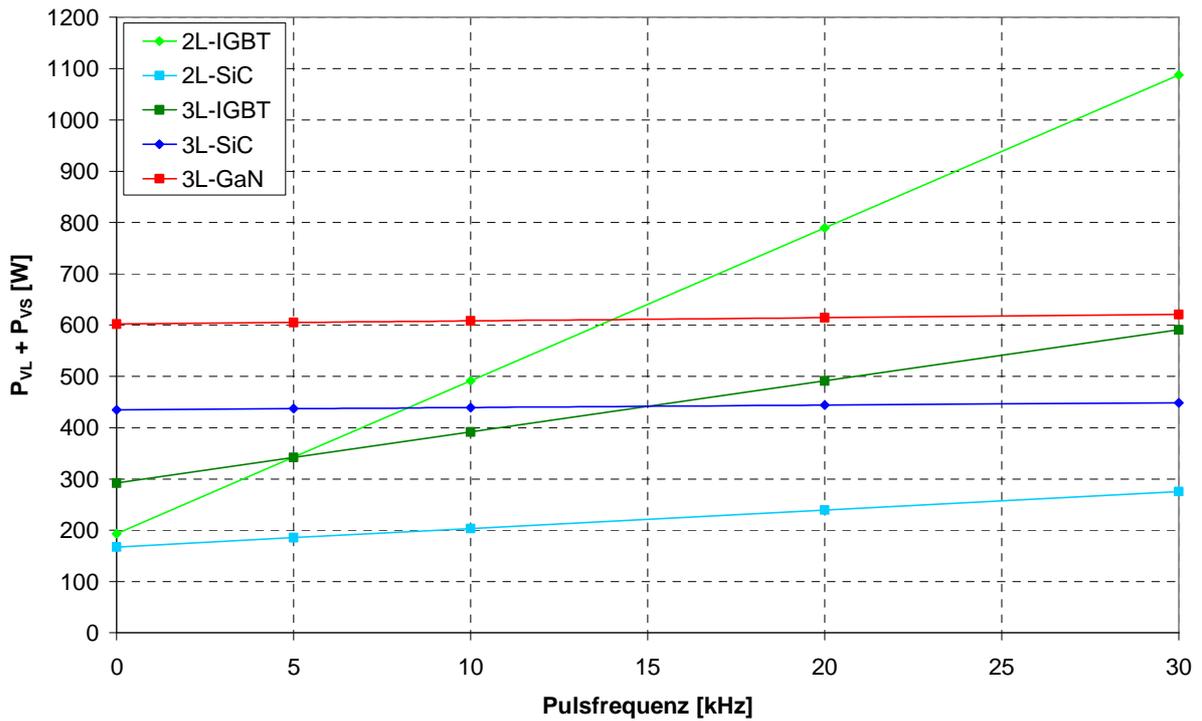


Abb. 34: Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C und 100 % Belastung der 11 kW-Asynchronmaschine

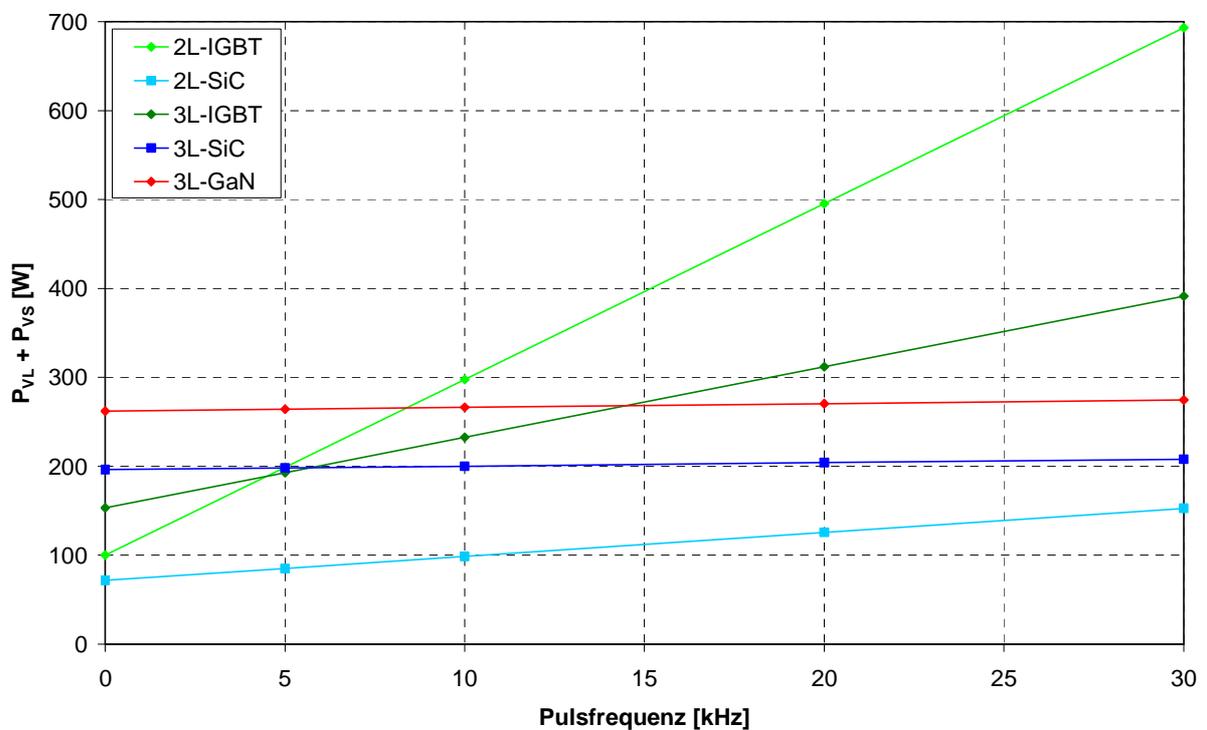


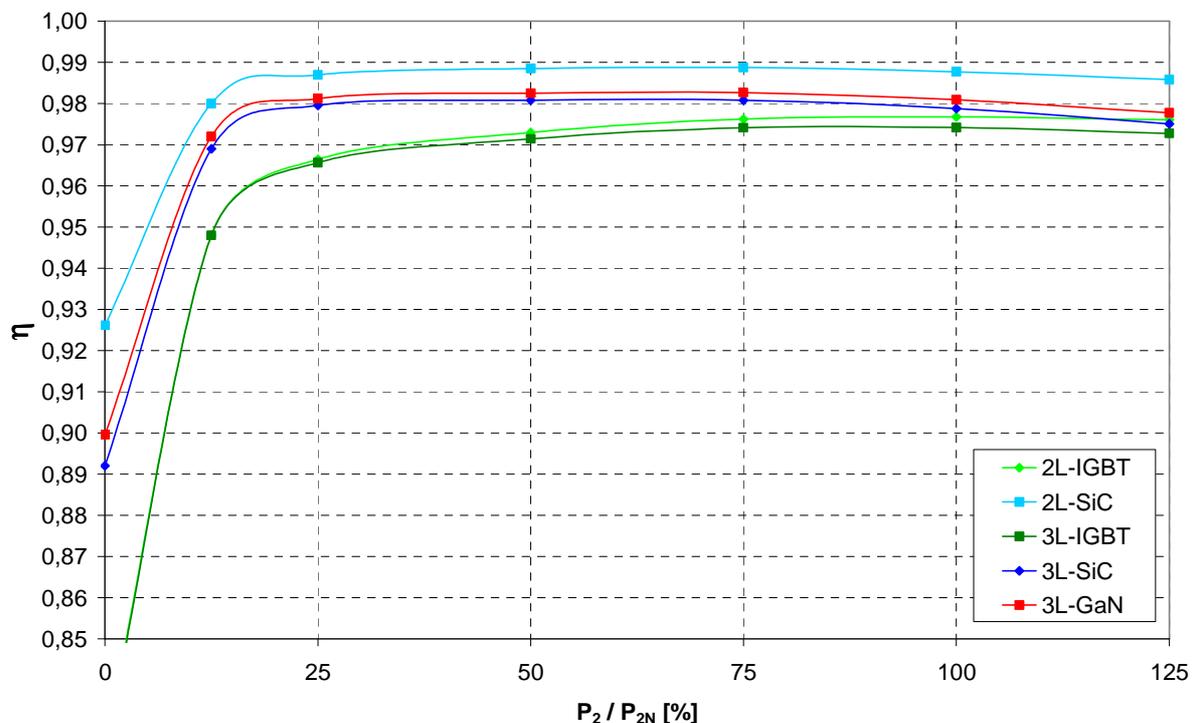
Abb. 35: Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C und 50 % Belastung der 11 kW-Asynchronmaschine

### 4.5 Wirkungsgrad des Mehrstufen-Wechselrichters

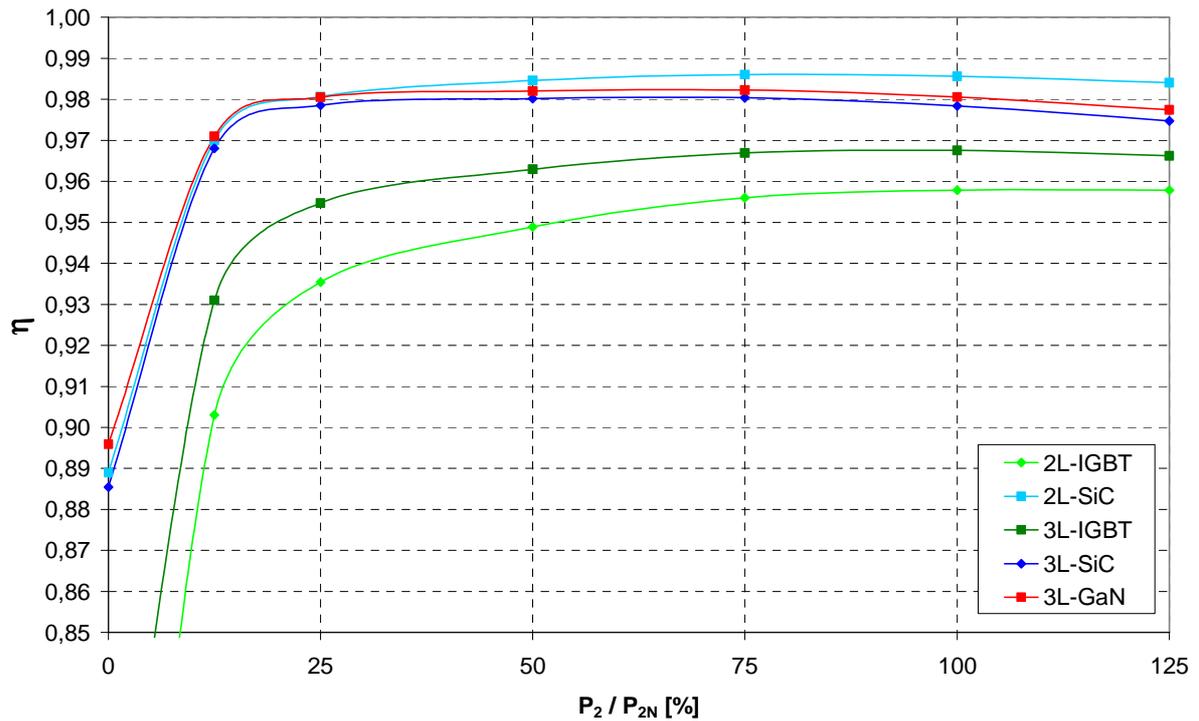
In den folgenden Diagrammen (Abb. 36 bis 39) ist der Wirkungsgrad für 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter mit verschiedenen Leistungshalbleitern (Tab. 11) für unterschiedliche Pulsfrequenzen als Funktion der Belastung der 5,5 kW-Asynchronmaschine dargestellt. Die Wirkungsgrade mit der 11 kW-Asynchronmaschine sind nahezu identisch, so dass auf eine separate Darstellung verzichtet werden kann. Die nachfolgenden Ergebnisse gelten gleichermaßen für die 5,5 kW- und die 11 kW-Asynchronmaschine.

Der Wirkungsgrad ist in einem großen Lastbereich (ca. 25 bis 125 %) sehr gut. Bei geringer Last bis zum Leerlauf des Motors fällt der Wirkungsgrad deutlich ab. Bei 10 kHz Pulsfrequenz kann der Wirkungsgrad im Lastbereich von 50 bis 125 % durch die Kombination aus wide-bandgap Leistungshalbleitern und 3-Stufen-Wechselrichter um ca. 1,5 % (bei 25 °C) bzw. 2,5 % (bei 150 °C) erhöht werden. Bei 30 kHz Pulsfrequenz beträgt die Wirkungsgraderhöhung sogar 3 % (bei 25 °C) bzw. 5 % (bei 150 °C). Eine sehr deutliche Wirkungsgraderhöhung ist im Leerlauf des Motors zu verzeichnen (bis zu 30 %), allerdings ist die absolute Reduzierung der Halbleiterverluste auch dementsprechend gering.

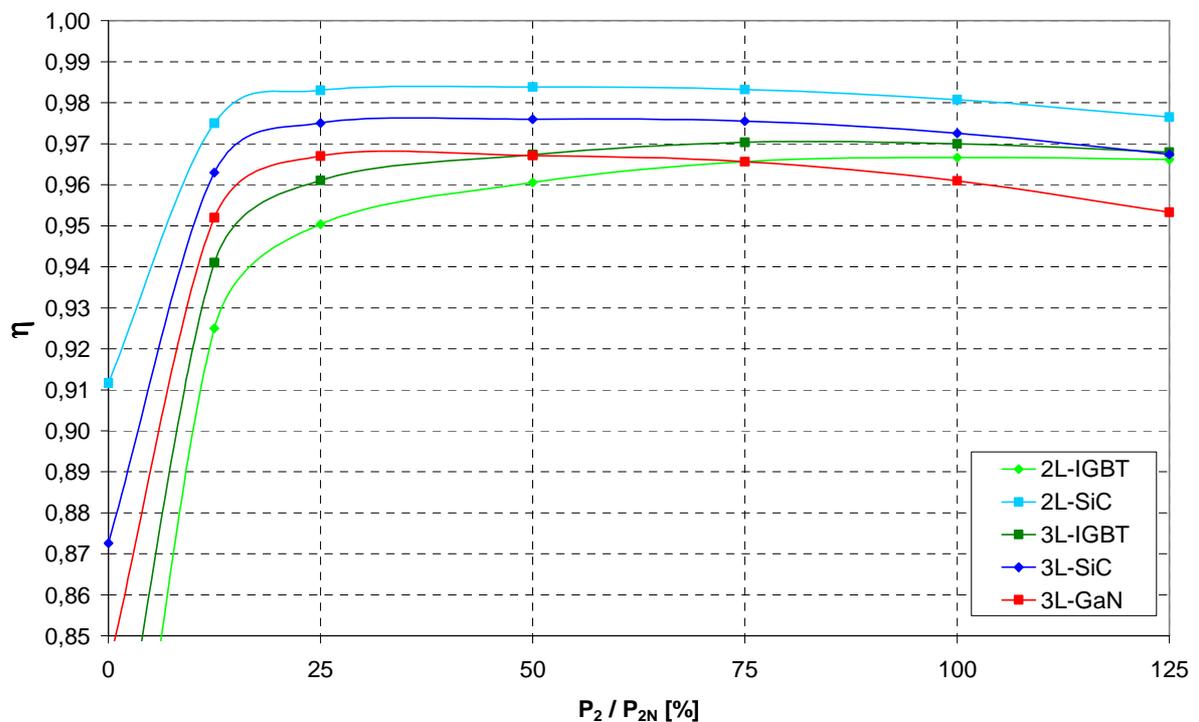
Bei niedrigen Sperrschichttemperaturen (25 °C) sind GaN FETs vorteilhafter (3L-GaN), während bei hohen Sperrschichttemperaturen (150 °C) SiC MOSFETs den Wirkungsgrad erhöhen (3L-SiC). Der beste Wirkungsgrad (98 bis 99 %) wird bei allen Pulsfrequenzen und Sperrschichttemperaturen mit dem 2-Stufen-Wechselrichter mit SiC MOSFETs (2L-SiC) erreicht.



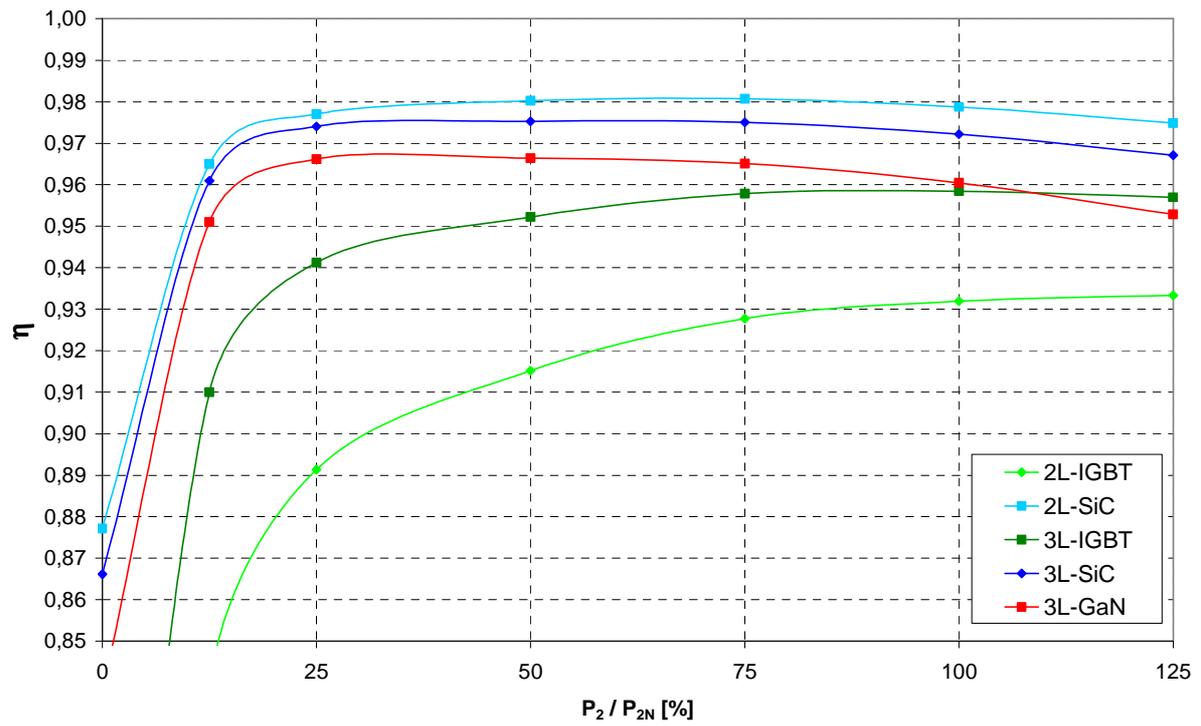
**Abb. 36:** Wirkungsgrad bei 25 °C und 10 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 37:** Wirkungsgrad bei 25 °C und 30 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 38:** Wirkungsgrad bei 150 °C und 10 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast der 5,5 kW-Asynchronmaschine



**Abb. 39:** Wirkungsgrad bei 150 °C und 30 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast der 5,5 kW-Asynchronmaschine

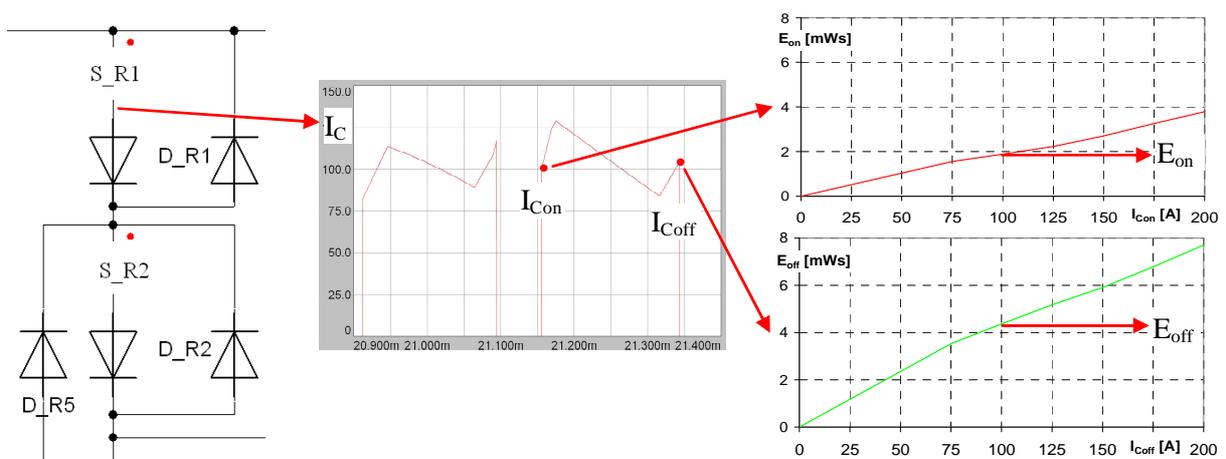
## 5 Simulationsmodell des Mehrstufen-Wechselrichters

### 5.1 Quasi-statisches Modell der Durchlass- und Schaltverluste

Als Alternative zum Berechnungsmodell für die Durchlass- und Schaltverluste (Kapitel 4.1) soll ein Simulationsmodell entwickelt werden, das in die Schaltungssimulation integriert werden kann [31]. Dies erweitert die Anwendungsmöglichkeiten, beispielsweise kann auch der Einfluss der Stromwelligkeit auf die Verluste berücksichtigt werden, während das Berechnungsmodell auf sinusförmige Ströme begrenzt ist.

Zur Simulation der Durchlassverluste werden die Leistungshalbleiter (IGBTs, SiC MOSFETs, GaN FETs, Dioden) mit ihren jeweiligen Durchlass-Kennlinien  $I_C = f(U_{CE})$  (Kapitel 2) ausgestattet. Aus den Zeitverläufen von Spannung und Strom wird für jeden Leistungshalbleiter der Mittelwert der Leistung über eine Periode der Motorfrequenz gebildet, dies entspricht den Durchlassverlusten.

Für die Simulation der Schaltverluste sind üblicherweise dynamische Modelle der Leistungshalbleiter erforderlich. Diese sind jedoch unzureichend verfügbar, aufwändig zu parametrieren und erfordern sehr kleine Simulationsschrittweiten (unter 1 ns). Die neue Idee ist, die Schaltverluste mit Hilfe eines quasi-statischen Modells zu simulieren. Hierdurch könnte eine wesentlich größere Simulationsschrittweite (100 bis 500 ns) verwendet werden. Darüber hinaus sind die erforderlichen Parameter übliche Datenblattangaben der Leistungshalbleiter-Hersteller. Diese Methode ist in Abb. 40 dargestellt. Hierbei wird jeder Schaltvorgang durch die Flankensteilheit (Differentiation) des Statorstroms detektiert. Wenn die Flankensteilheit einen positiven Schwellwert überschreitet, wird ein Einschaltvorgang des Leistungshalbleiters detektiert. Wenn ein negativer Schwellwert unterschritten wird, handelt es sich um einen Ausschaltvorgang. In beiden Fällen wird der Statorstrom kurz vor dem Schalt Augenblick gespeichert und die zugehörigen Schaltenergien  $E_{on}$  bzw.  $E_{off}$  werden aus den Diagrammen  $E_{on} = f(I_{Con})$  bzw.  $E_{off} = f(I_{Coff})$  ermittelt. Diese Diagramme sind übliche Datenblattangaben der Hersteller.



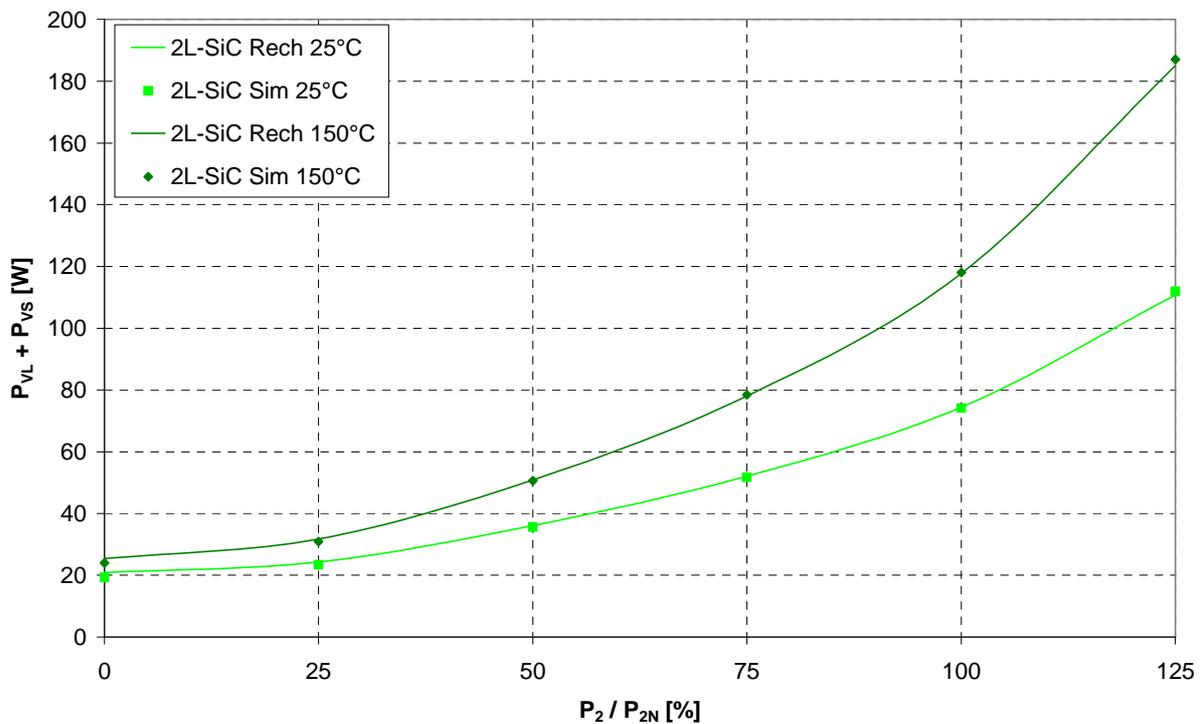
**Abb. 40:** Quasi-statisches Modell zur Simulation der Schaltverluste

Anschließend werden die Schaltverluste für eine Periode der Motorfrequenz  $f_1$  mittels folgender Gleichungen berechnet.

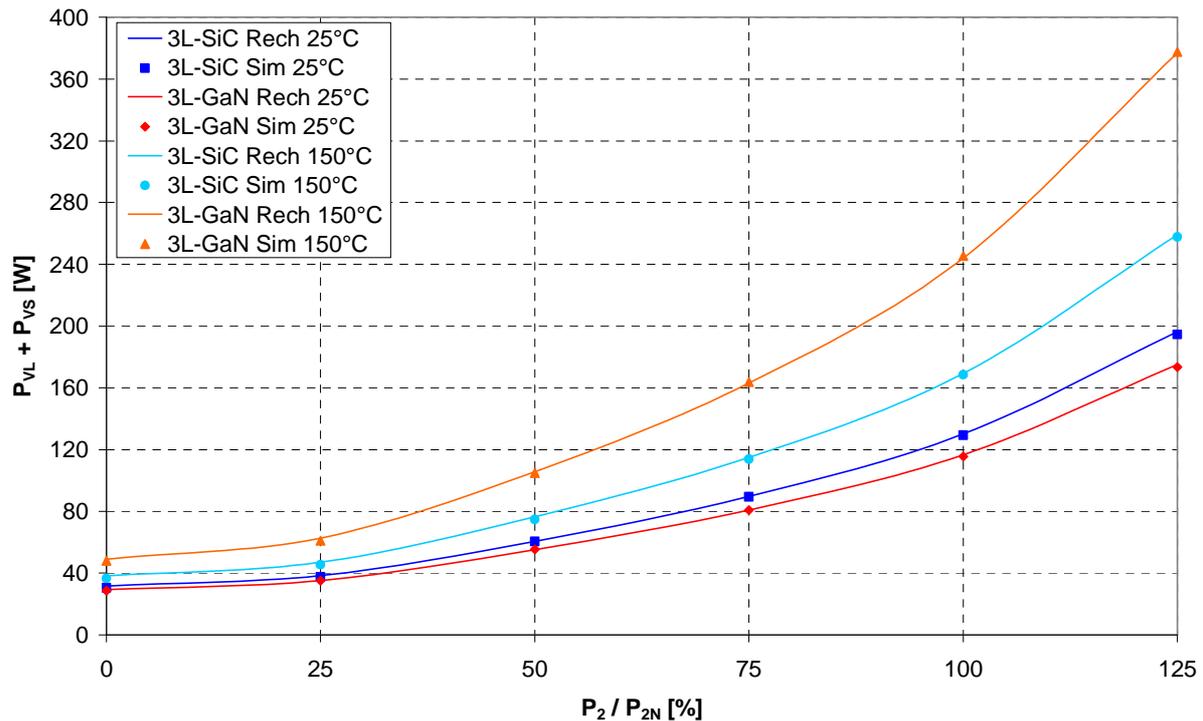
$$P_{V_{son}} [W] = f_1 [kHz] \cdot \sum E_{on} (I_{Con}) [mWs] \quad (42)$$

$$P_{V_{soff}} [W] = f_1 [kHz] \cdot \sum E_{off} (I_{Coff}) [mWs] \quad (43)$$

Das Simulationsmodell für die Schaltverluste wird nachfolgend für den 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter verifiziert, durch Vergleich mit dem Berechnungsmodell für die Durchlass- und Schaltverluste (Kapitel 4.1). Hierzu werden die SiC- und GaN-Halbleiterbauelemente (2L-SiC, 3L-SiC, 3L-GaN) bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine untersucht. Die Ergebnisse sind in Abb. 41 und 42 als Funktion der Motorlast dargestellt. Die Ergebnisse des Berechnungsmodells sind als Linien und die Simulationsergebnisse als Markierungen dargestellt.



**Abb. 41:** Durchlass- und Schaltverluste bei 10 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast für 2-Stufen-Wechselrichter (Vergleich Berechnungs- und Simulationsmodell)



**Abb. 42:** Durchlass- und Schaltverluste bei 10 kHz Pulsfrequenz als Funktion der Motorlast für 3-Stufen-Wechselrichter (Vergleich Berechnungs- und Simulationsmodell)

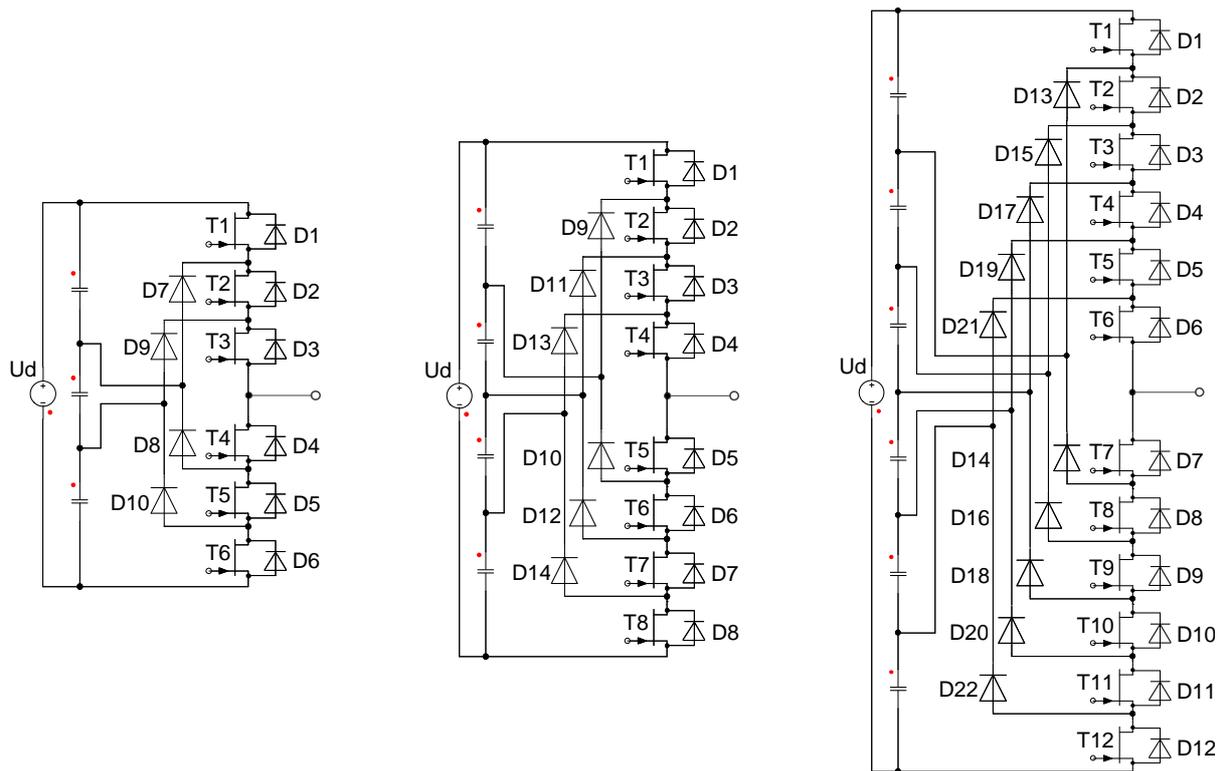
Die Übereinstimmung zwischen Berechnungs- und Simulationsmodell ist exzellent, die Markierungen liegen nahezu exakt auf den zugehörigen Linien. Damit ist das Simulationsmodell bestens geeignet für die Ermittlung der Durchlass- und Schaltverluste. Es kann insbesondere für Mehrstufen-Wechselrichter mit höherer Stufenzahl (4, 5 bzw. 7) angewendet werden, da hierfür kein Berechnungsmodell zur Verfügung steht.

## 5.2 Simulationsmodell für 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter

Für 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter steht kein Berechnungsmodell für die Durchlass- und Schaltverluste zur Verfügung. Deshalb wird das Simulationsmodell aus Kapitel 5.1 verwendet. Das Simulationsmodell bietet gegenüber dem Berechnungsmodell folgende zusätzliche Möglichkeiten:

- Verwendung der exakten Durchlasskennlinien der Leistungshalbleiter anstatt der Geradenapproximation
- Berücksichtigung der Stromwelligkeit anstatt Beschränkung auf sinusförmige Ströme
- Integration in komplexe Schaltungstopologien, beispielsweise Berücksichtigung von Motorkabel und Motorfilter

Abb. 43 zeigt jeweils einen Brückenast und die Bezeichnung der Leistungshalbleiter für den 4-Stufen-, 5-Stufen und 7-Stufen-Wechselrichter.



**Abb. 43:** Brückenzeige für den 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter

Für die Spannung an den Leistungshalbleitern gilt Gleichung (44), wobei  $n$  die Anzahl der Wechselrichter-Stufen darstellt. Die Zwischenkreisspannung  $U_d$  beträgt bei Frequenzumrichtern ohne Energierückspeisung 560 V bzw. mit Energierückspeisung bis zu 750 V. Unter Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors von ca. 1,6 für transiente Überspannungen ergibt sich Gleichung (45) für die Spannungsfestigkeit der elektronischen Schalter und Dioden.

$$U_T = \frac{U_d}{n-1} \quad ; \quad U_D = \frac{U_d}{n-1} \tag{44}$$

$$U_{T \max} = 1,6 \cdot \frac{U_d}{n-1} \quad ; \quad U_{D \max} = 1,6 \cdot \frac{U_d}{n-1} \tag{45}$$

Daraus resultieren 400 V-Leistungshalbleiter für den 4-Stufen-Wechselrichter, 300 V-Leistungshalbleiter für den 5-Stufen-Wechselrichter und 200 V-Leistungshalbleiter für den 7-Stufen-Wechselrichter. Für Spannungsfestigkeiten zwischen 200 V und 600 V sind bisher keine wide-bandgap Leistungshalbleiter verfügbar, da hierfür außer diesem Forschungsprojekt keine Applikationen bekannt sind. Deshalb werden die 400 V-, 300 V- bzw. 200 V-GaN FETs jeweils als Reihenschaltung von zwei 200 V-, 150 V- bzw. 100 V-GaN FETs realisiert.

Die Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste mit einer 5,5 kW- bzw. 11 kW-Asynchronmaschine wurde für die besten, derzeit am Markt verfügbaren, 200 V-, 150 V- und 100 V-GaN FETs durchgeführt. Die Bezeichnungen sind in nachfolgender Tabelle angegeben.

	Typ	Merkmale	Kurzbezeichnung
<b>5,5 kW-Asynchronmaschine</b>			
4-Stufen	2 x EPC2034 + C3D20065D (CD)	2 x 200 V, 48 A, 10 mΩ, Single	4L-GaN
5-Stufen	2 x EPC2033 + SBR40U300CT (CD)	2 x 150 V, 48 A, 7 mΩ, Single	5L-GaN
7-Stufen	2 x EPC2053 + SBR60U200CT (CD)	2 x 100 V, 48 A, 3,8 mΩ, Single	7L-GaN
<b>11 kW-Asynchronmaschine</b>			
4-Stufen	2 x 2  EPC2034C + C3D30065D (CD)	2 x 200 V, 96 A, 4 mΩ, Single	4L-GaN
5-Stufen	2 x 2  EPC2033 + 2  SBR40U300CT (CD)	2 x 150 V, 96 A, 2 mΩ, Single	5L-GaN
7-Stufen	2 x EPC2022 + 2  SBR60U200CT (CD)	2 x 100 V, 90 A, 3,2 mΩ, Single	7L-GaN

**Tab. 13:** Leistungshalbleiter für 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter mit 5,5 kW- bzw. 11 kW-Asynchronmaschine

Für den 4-Stufen-Wechselrichter wurden als Clamping-Dioden (CD) 600 V-SiC-Dioden verwendet, die für 400 V Spannungsfestigkeit eigentlich überdimensioniert sind und demzufolge unnötig höhere Verluste erzeugen.

Die Gesamtverluste für den 4-Stufen-Wechselrichter werden nach Gleichung (46) ermittelt. Die Durchlassverluste der Freilaufdioden und die Schaltverluste der GaN FETs sowie der Freilauf- und Clamping-Dioden sind im Verhältnis zu den Durchlassverlusten der GaN FETs und Clamping-Dioden gering und werden jeweils als Summe erfasst.

$$P_V = 6 (P_{VLT1/6} + P_{VLT2/5} + P_{VLT3/4} + P_{VLD1/2/3/4/5/6} + P_{VLD7/10} + P_{VLD9/8} + P_{VS}) \quad (46)$$

Anhang 9 enthält die detaillierte Darstellung der Einzelverluste an den Leistungshalbleitern des 4-Stufen-Wechselrichters bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C bzw. 150 C Sperrschichttemperatur mit verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine. Etwa 2/3 der Verluste sind Durchlassverluste der Clamping-Dioden D7 und D10. Dies resultiert vor allem aus der Verwendung von 600 V-SiC-Dioden, die für 400 V Spannungsfestigkeit eigentlich überdimensioniert sind. Durch Entwicklung von 400 V-SiC-Dioden für Mehrstufen-Wechselrichter ist demnach eine erhebliche Reduzierung der Verluste möglich. Andererseits ergibt sich auch durch eine neuartige Schaltungstopologie, die in Kapitel 5.4 vorgestellt wird, erhebliches Potenzial zur Verlustreduzierung. Dennoch wurden bei Nennlast (100 %) durch Verwendung des 4-Stufen-Wechselrichters die Verluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur um 18 % gegen-

über dem 3-Stufen-Wechselrichter mit GaN FETs und bei 150 C Sperrschichttemperatur um 11 % gegenüber dem 3-Stufen-Wechselrichter mit SiC MOSFETs reduziert.

Die Gesamtverluste für den 5-Stufen- bzw. 7-Stufen-Wechselrichter werden nach Gleichung (47) bzw. (48) ermittelt. Die Durchlassverluste der Freilaufdioden und die Schaltverluste der GaN FETs sowie der Freilauf- und Clamping-Dioden sind im Verhältnis zu den Durchlassverlusten der GaN FETs und Clamping-Dioden gering und werden jeweils als Summe erfasst.

$$P_V = 6 (P_{VLT1/8} + P_{VLT2/7} + P_{VLT3/6} + P_{VLT4/5} + P_{VLD1-8} + P_{VLD9/14} + P_{VLD11/12} + P_{VLD13/10} + P_{V_S}) \quad (47)$$

$$P_V = 6 \left( \begin{array}{l} P_{VLT1/12} + P_{VLT2/11} + P_{VLT3/10} + P_{VLT4/9} + P_{VLT5/8} + P_{VLT7/6} + P_{VLD1-12} + P_{VLD13/22} \\ + P_{VLD15/20} + P_{VLD17/18} + P_{VLD19/16} + P_{VLD21/14} + P_{V_S} \end{array} \right) \quad (48)$$

Anhang 10 bzw. 11 enthalten die detaillierte Darstellung der Einzelverluste an den Leistungshalbleitern des 5-Stufen- bzw. 7-Stufen-Wechselrichters bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C bzw. 150 C Sperrschichttemperatur mit verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine.

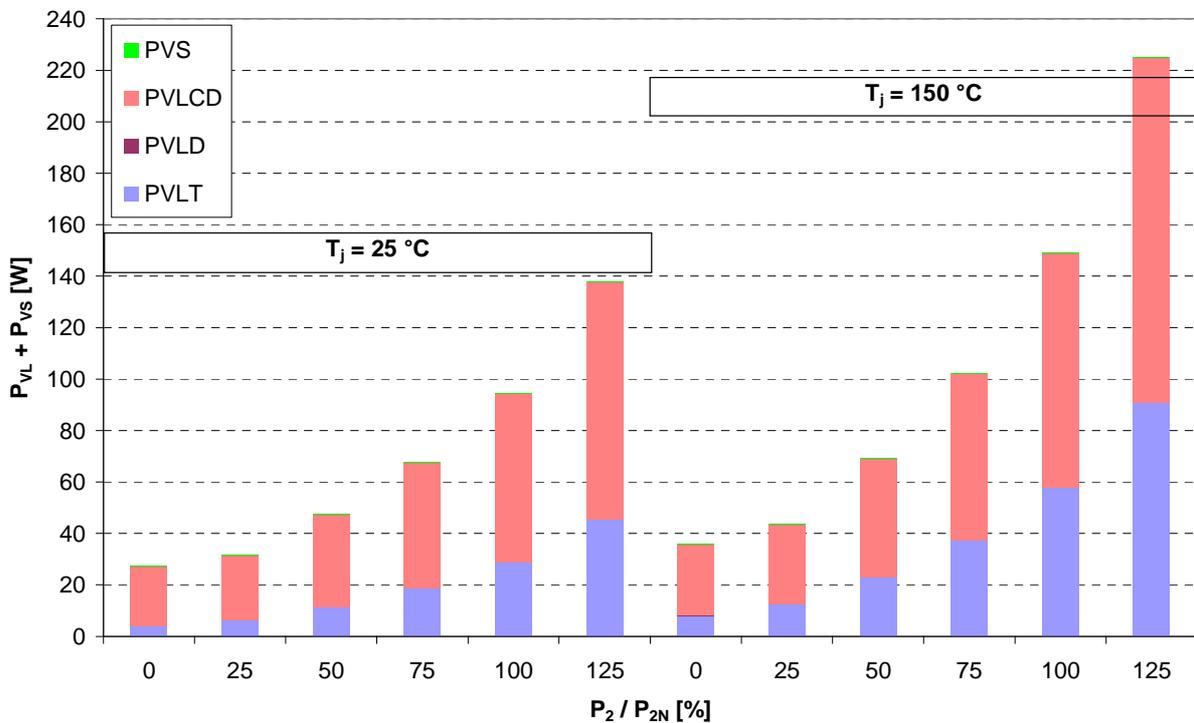
Beim 5-Stufen-Wechselrichter (Anhang 10) sind die Hälfte (bei 25 °C Sperrschichttemperatur) bzw. 1/3 (bei 150 °C Sperrschichttemperatur) der Verluste Durchlassverluste der Clamping-Dioden D9 und D14. Hierbei standen geeignete 300 V-Dioden zur Verfügung, so dass an dieser Stelle kaum Einsparpotenzial vorhanden ist. Jedoch ergibt sich durch eine neuartige Schaltungstopologie (Kapitel 5.4) erhebliches Potenzial zur Verlustreduzierung. Dennoch wurden bei Nennlast (100 %) durch Verwendung des 5-Stufen-Wechselrichters die Verluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur um 33 % und bei 150 C Sperrschichttemperatur um 46 % gegenüber dem 4-Stufen-Wechselrichter reduziert.

Beim 7-Stufen-Wechselrichter (Anhang 11) sind 2/3 (bei 25 °C Sperrschichttemperatur) bzw. 40 % (bei 150 °C Sperrschichttemperatur) der Verluste Durchlassverluste der Clamping-Dioden D13 bis D22. Hierbei standen geeignete 200 V-Dioden zur Verfügung, so dass an dieser Stelle kaum Einsparpotenzial vorhanden ist. Durch Verwendung des 7-Stufen-Wechselrichters konnten die Verluste gegenüber dem 5-Stufen-Wechselrichter kaum reduziert werden. Die Verluste der Schalter wurden zwar um 20 % reduziert, aber dafür haben sich die Verluste der Clamping-Dioden erhöht. Jedoch ergibt sich durch eine neuartige Schaltungstopologie (Kapitel 5.4) erhebliches Potenzial zur Verlustreduzierung.

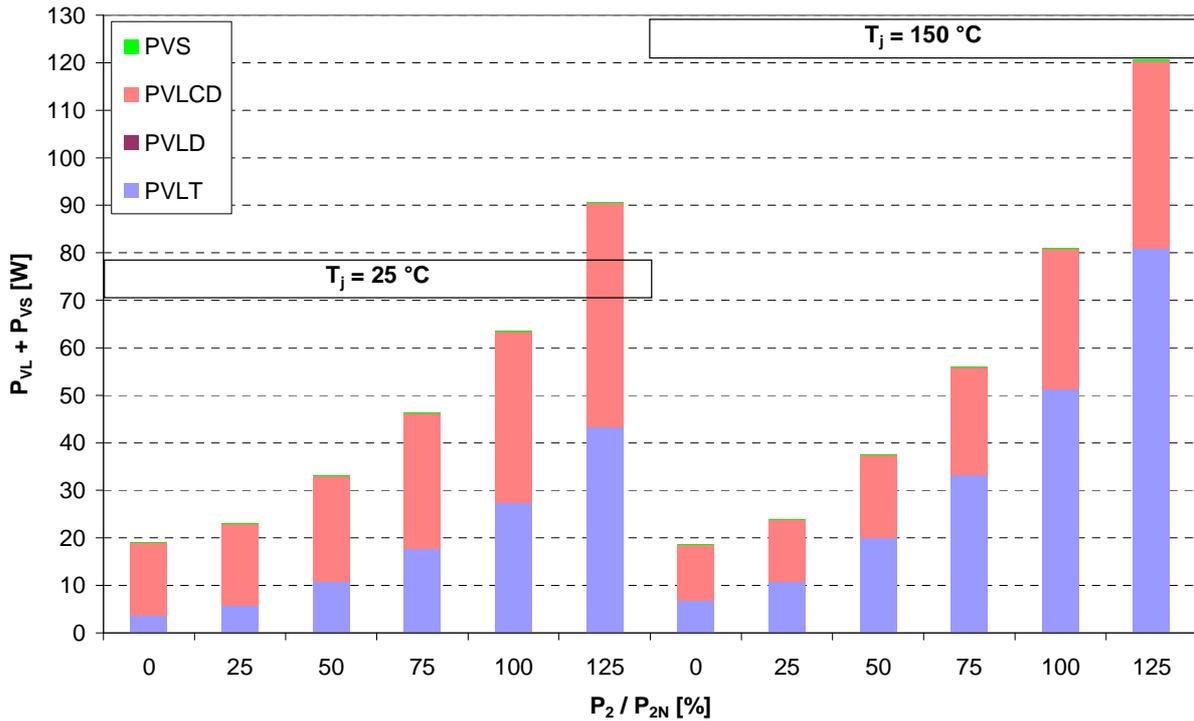
### 5.3 Simulationsergebnisse für die Durchlass- und Schaltverluste

#### 5.3.1 Wechselrichter mit 5,5 kW-Asynchronmaschine

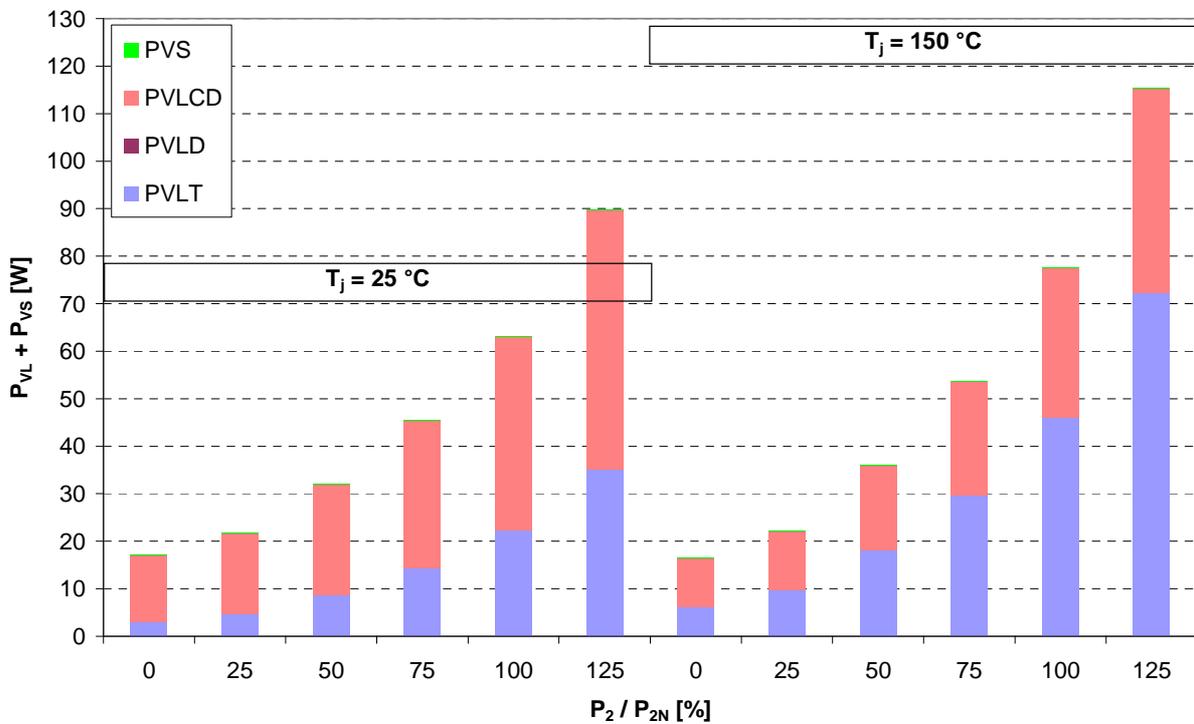
Die Einzelverluste aus Anhang 9 bis 11 wurden zu den Kategorien: Durchlassverluste der GaN FETs ( $P_{VLT}$ ), der Freilaufdioden ( $P_{VLD}$ ) und Clamping-Dioden ( $P_{VLCD}$ ) sowie gesamte Schaltverluste ( $P_{VS}$ ) zusammengefasst und in Abb. 44 bis 46 bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C bzw. 150 C Sperrschichttemperatur bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine dargestellt. Der überwiegende Anteil sind Durchlassverluste der Clamping-Dioden, beim 4-Stufen- bzw. 7-Stufen-Wechselrichter ist dieser Anteil mit ca. 2/3 besonders hoch. Die Durchlassverluste der Freilaufdioden sowie die gesamten Schaltverluste sind vernachlässigbar.



**Abb. 44:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 4-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)



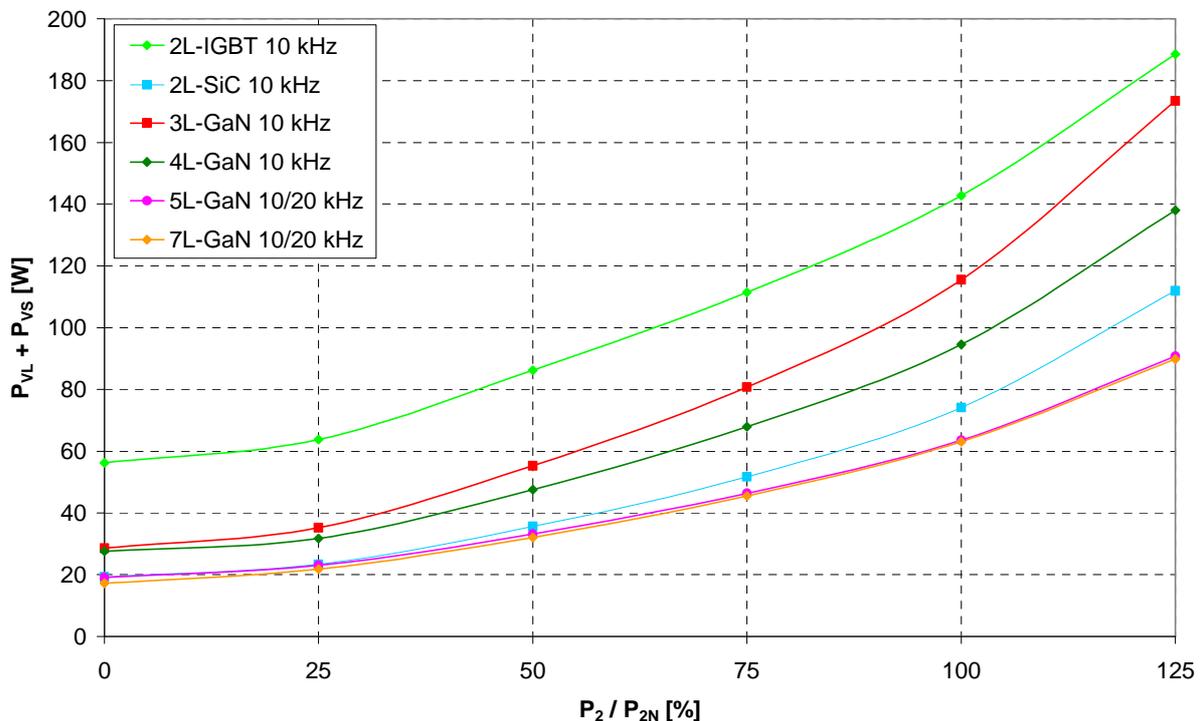
**Abb. 45:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 5-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)



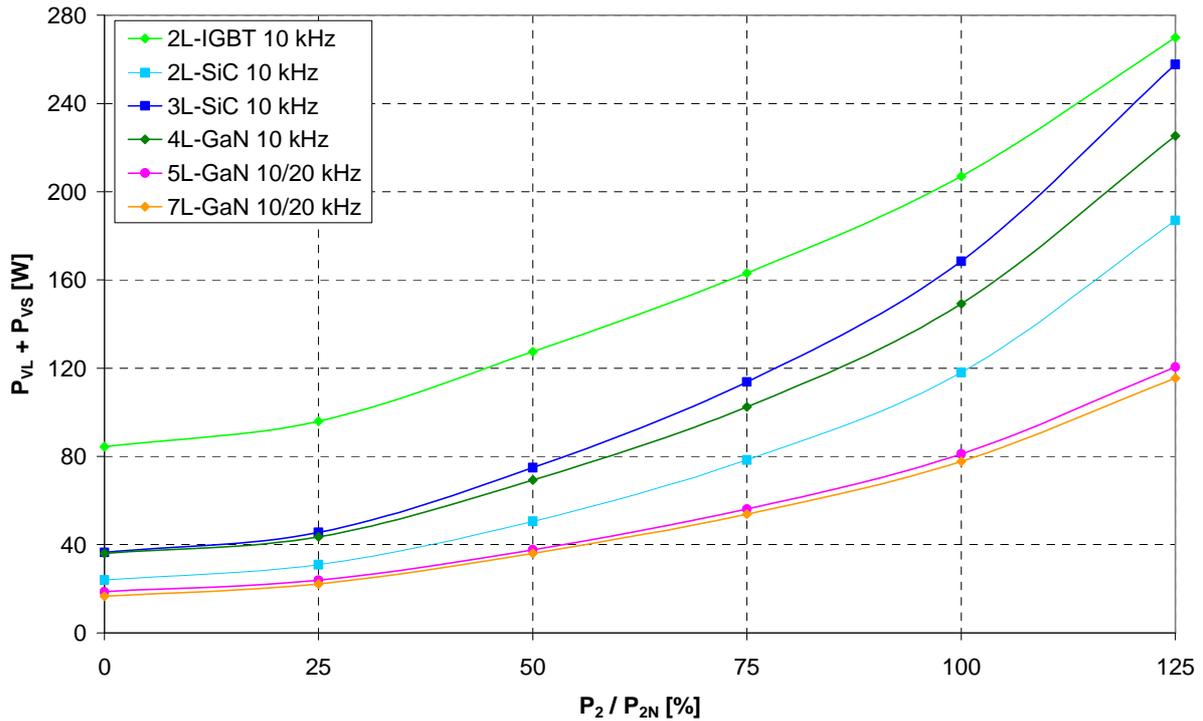
**Abb. 46:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 7-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

Die Gesamtverluste für den 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter (4L-GaN, 5L-GaN, 7L-GaN) werden in Abb. 47 und 48 bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur mit dem 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter (2L-IGBT, 2L-SiC, 3L-SiC, 3L-GaN) verglichen.

Die wide-bandgap-Leistungshalbleiter sind gegenüber den IGBTs (2L-IGBT) deutlich im Vorteil. Beim 3-Stufen-Wechselrichter haben bei 25 °C der 3L-SiC und bei 150 °C der 3L-GaN die geringsten Verluste. Eine weitere Verlustreduzierung gegenüber dem 3-Stufen-Wechselrichter (3L-SiC, 3L-GaN) ermöglicht der 4-Stufen-Wechselrichter (4L-GaN), trotz ungünstiger Clamping-Dioden. Eine weitere deutliche Verlustreduzierung wird durch den 5-Stufen-Wechselrichter (5L-GaN) erreicht, hierbei sind die Gesamtverluste sogar geringer als beim 2L-SiC. Durch den 7-Stufen-Wechselrichter (7L-GaN) wird jedoch kaum eine weitere Verlustreduzierung erreicht. Beim 5L-GaN und 7L-GaN spielen die Schaltverluste kaum eine Rolle, so dass die Kurven für 10 kHz und 20 kHz Pulsfrequenz nahezu deckungsgleich verlaufen. Die größte Verlustreduzierung (48 % bei 25 °C, 43 % bei 150 °C) bei Nennbetrieb des Motors wird bereits beim 2-Stufen-Wechselrichter durch den Ersatz von IGBTs durch SiC-MOSFETs erreicht. Durch Anwendung des 5-Stufen-Wechselrichters ist eine weitere Verlustreduzierung um 15 % bei 25 °C und 34 % bei 150 °C möglich.



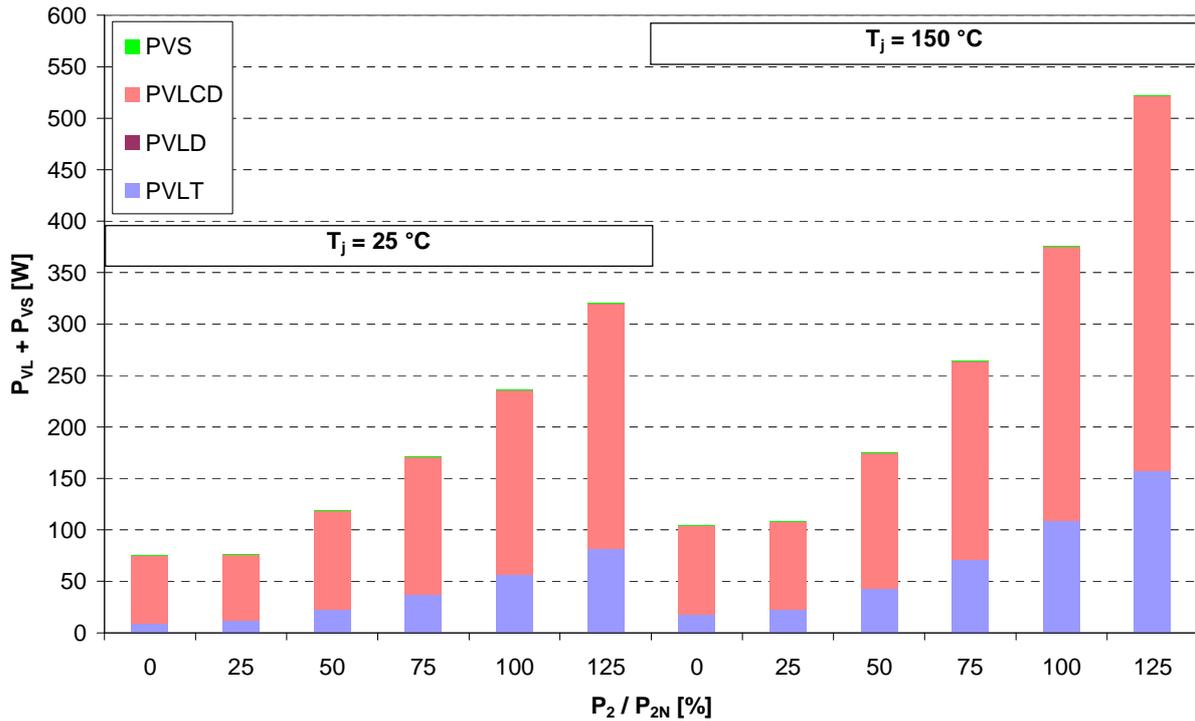
**Abb. 47:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)



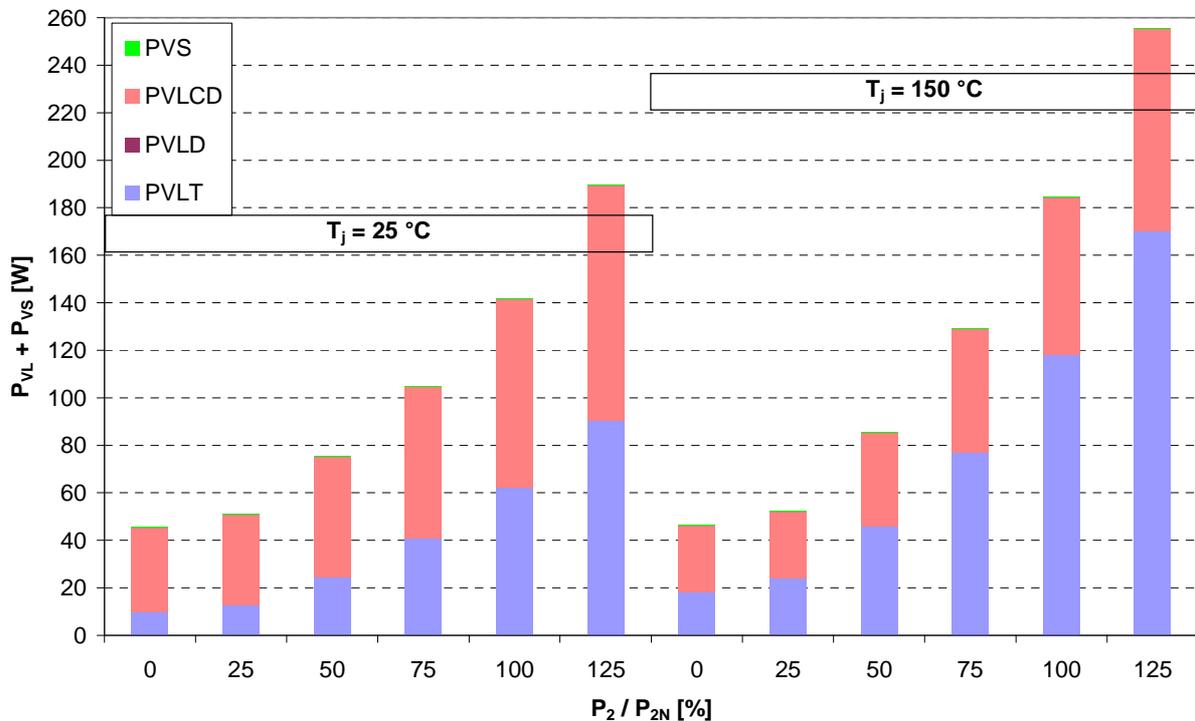
**Abb. 48:** Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

### 5.3.2 Wechselrichter mit 11 kW-Asynchronmaschine

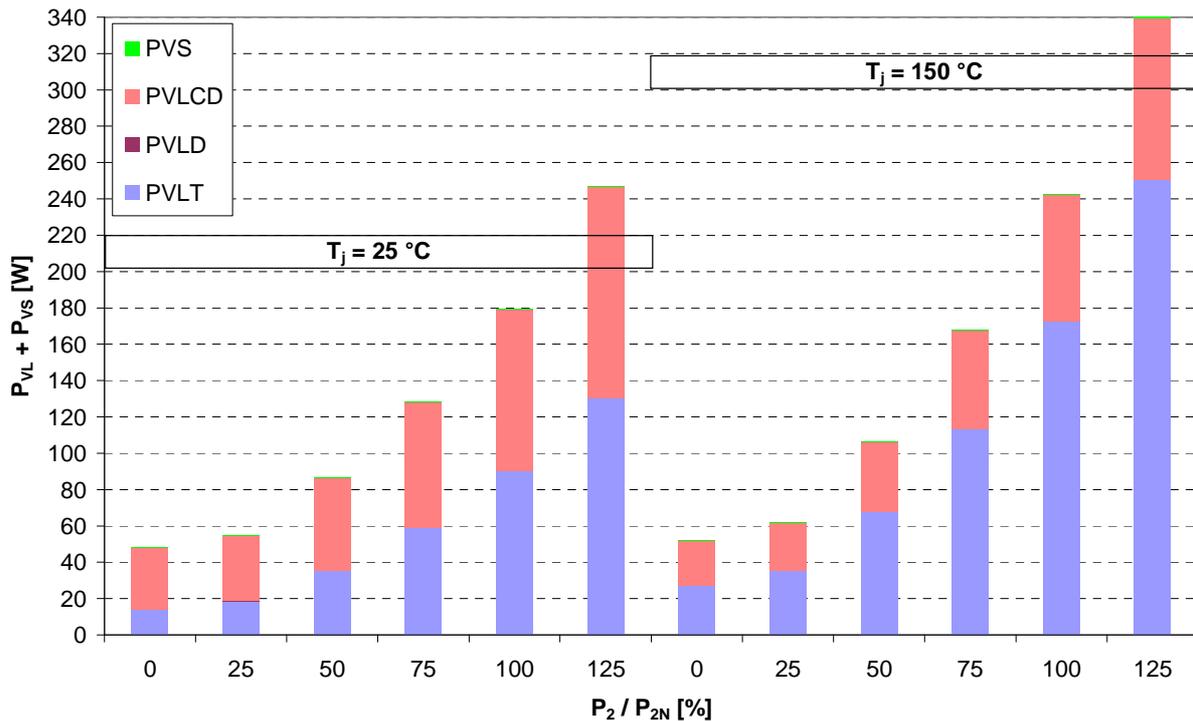
In Abb. 49 bis 51 sind die Durchlassverluste der GaN FETs ( $P_{VLT}$ ), der Freilaufdioden ( $P_{VLD}$ ) und Clamping-Dioden ( $P_{VLCD}$ ) sowie die gesamten Schaltverluste ( $P_{VS}$ ) bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C bzw. 150 C Sperrschichttemperatur bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 11 kW-Asynchronmaschine dargestellt. Der überwiegende Anteil sind Durchlassverluste der Clamping-Dioden, beim 4-Stufen-Wechselrichter ist dieser Anteil mit ca. 3/4 besonders hoch. Die Durchlassverluste der Freilaufdioden sowie die gesamten Schaltverluste sind vernachlässigbar.



**Abb. 49:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 4-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)



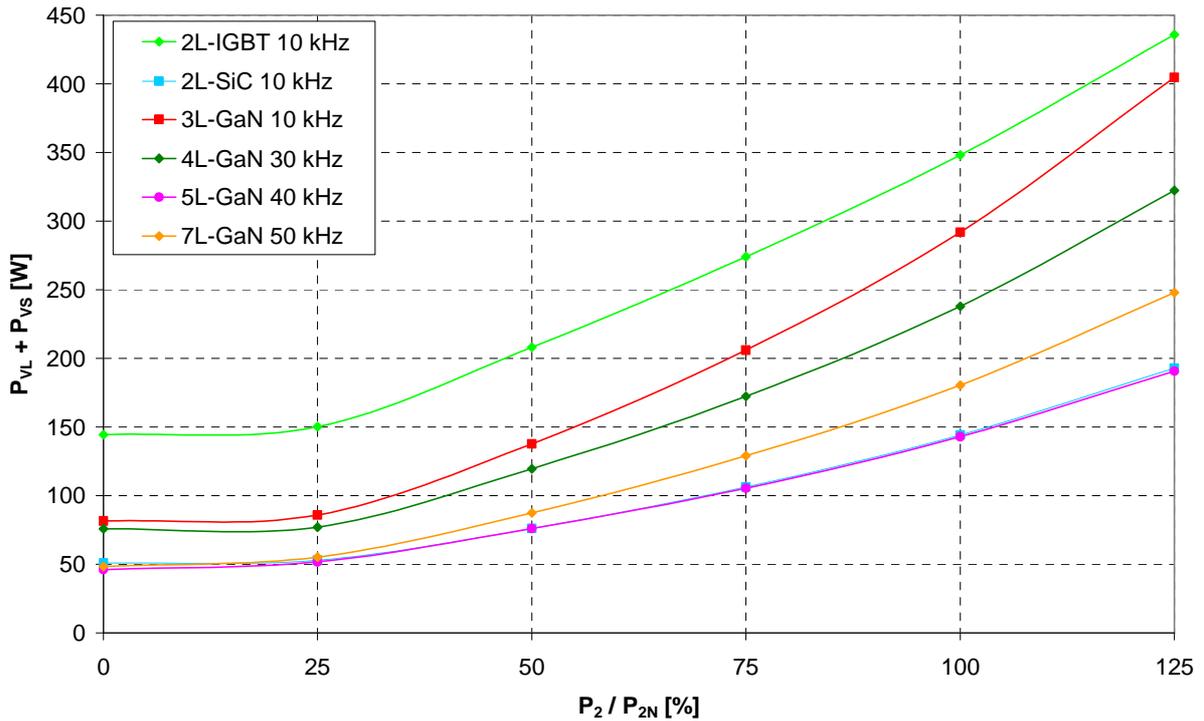
**Abb. 50:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 5-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)



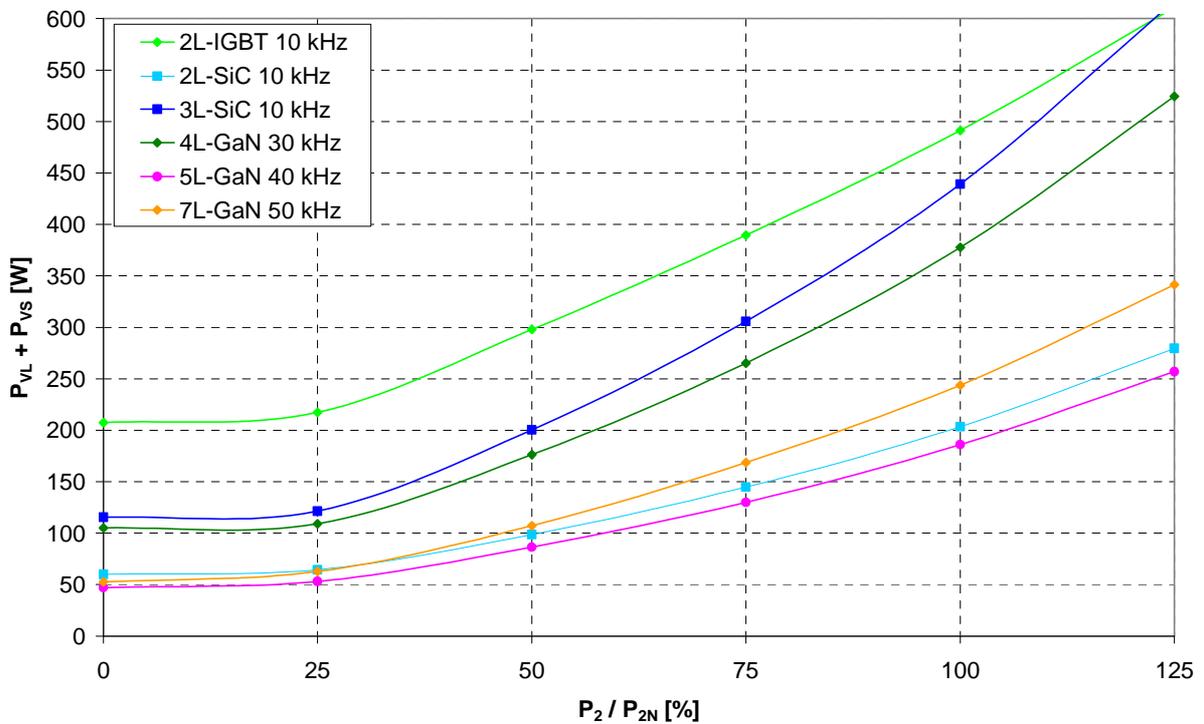
**Abb. 51:** Durchlassverluste der GaN FETs, Freilauf- und Clamping-Dioden des 7-Stufen-Wechselrichters als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)

Die Gesamtverluste für den 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter (4L-GaN, 5L-GaN, 7L-GaN) werden in Abb. 52 und 53 bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 11 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur mit dem 2-Stufen- und 3-Stufen-Wechselrichter (2L-IGBT, 2L-SiC, 3L-SiC, 3L-GaN) verglichen.

Die wide-bandgap-Leistungshalbleiter sind gegenüber dem IGBT (2L-IGBT) deutlich im Vorteil. Beim 3-Stufen-Wechselrichter haben bei 25 °C der 3L-SiC und bei 150 °C der 3L-GaN die geringsten Verluste. Eine weitere Verlustreduzierung gegenüber dem 3-Stufen-Wechselrichter (3L-SiC, 3L-GaN) ermöglicht der 4-Stufen-Wechselrichter (4L-GaN), trotz ungünstiger Clamping-Dioden. Eine weitere deutliche Verlustreduzierung wird durch den 5-Stufen-Wechselrichter (5L-GaN) erreicht. Hierbei sind die Gesamtverluste bei 25 °C nahezu identisch und bei 150 °C sogar etwas geringer als beim 2L-SiC. Durch den 7-Stufen-Wechselrichter (7L-GaN) werden die Verluste wieder erhöht, so dass der 5L-GaN bzw. 2L-SiC ein Optimum darstellen. Beim 5L-GaN und 7L-GaN spielen die Schaltverluste kaum eine Rolle, so dass die Kurven für 10 kHz bis 50 kHz Pulsfrequenz nahezu deckungsgleich verlaufen. Die größte Verlustreduzierung (59 % sowohl bei 25 °C als auch bei 150 °C) bei Nennbetrieb des Motors wird bereits beim 2-Stufen-Wechselrichter durch den Ersatz von IGBTs durch SiC-MOSFETs erreicht. Durch Anwendung des 5-Stufen-Wechselrichters ist lediglich bei 25 °C eine weitere Verlustreduzierung um 9 % möglich.



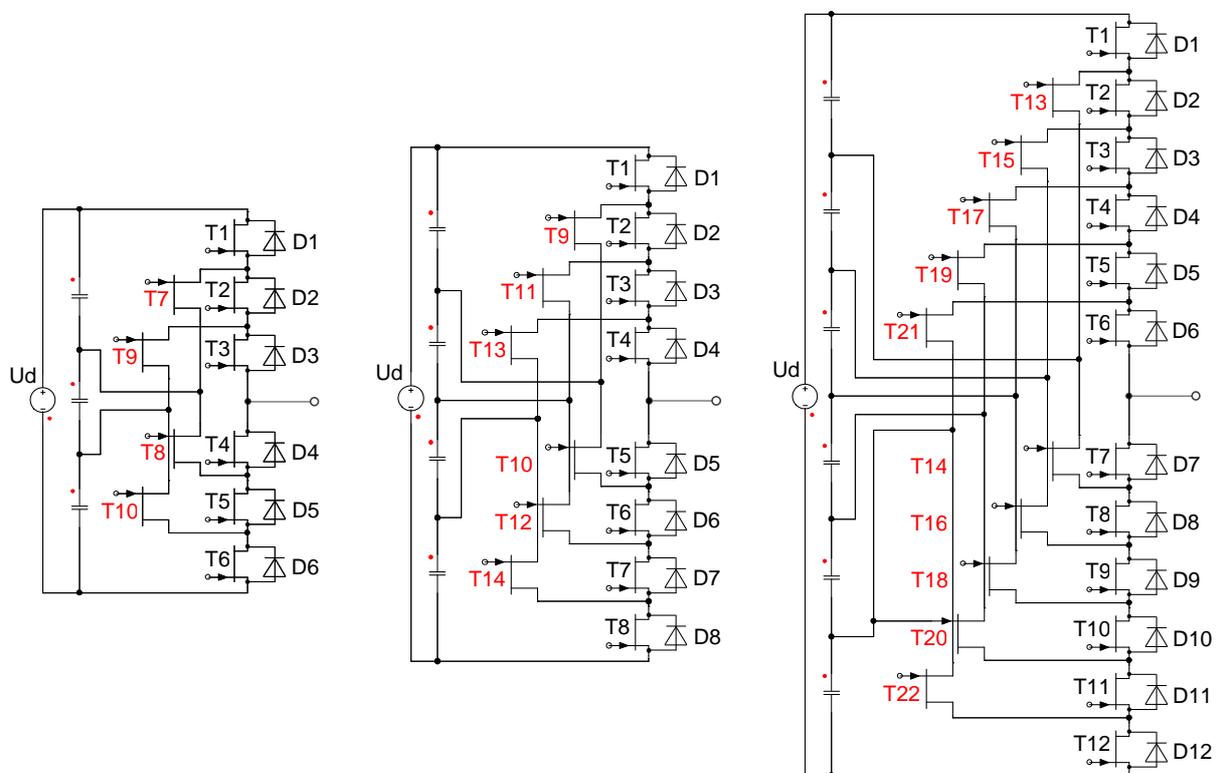
**Abb. 52:** Durchlass- und Schaltverluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)



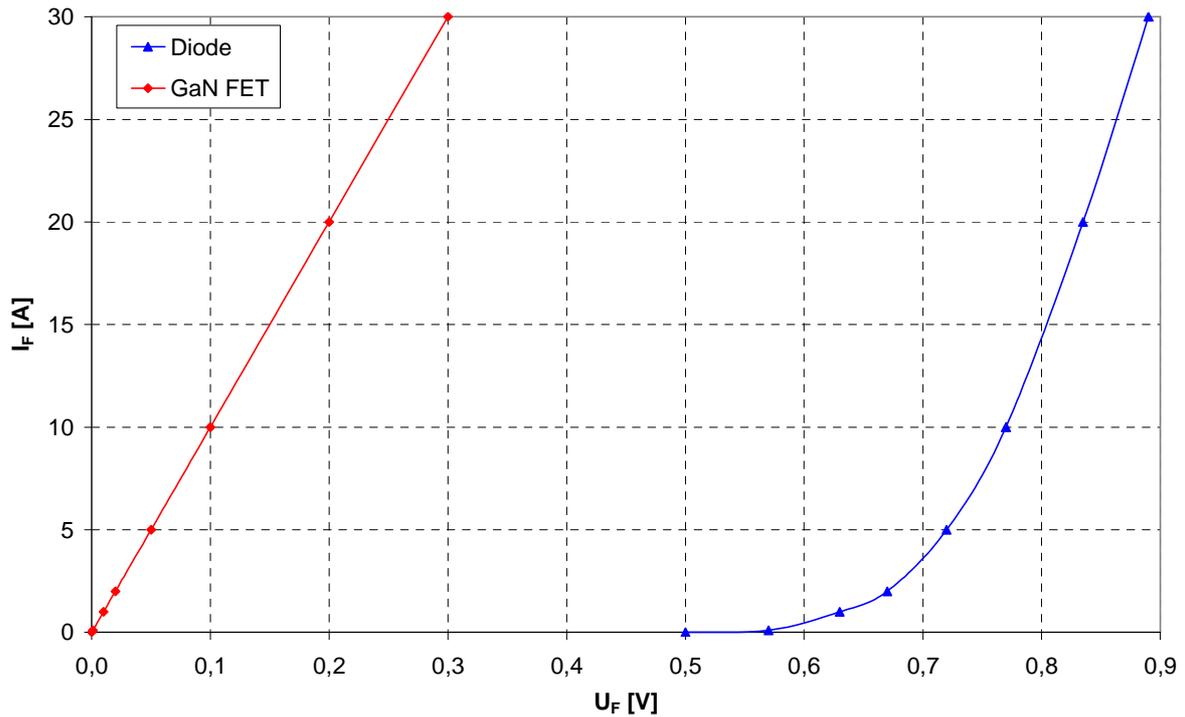
**Abb. 53:** Durchlass- und Schaltverluste bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)

### 5.4 Schaltungstopologie mit aktiven Clamping-Dioden

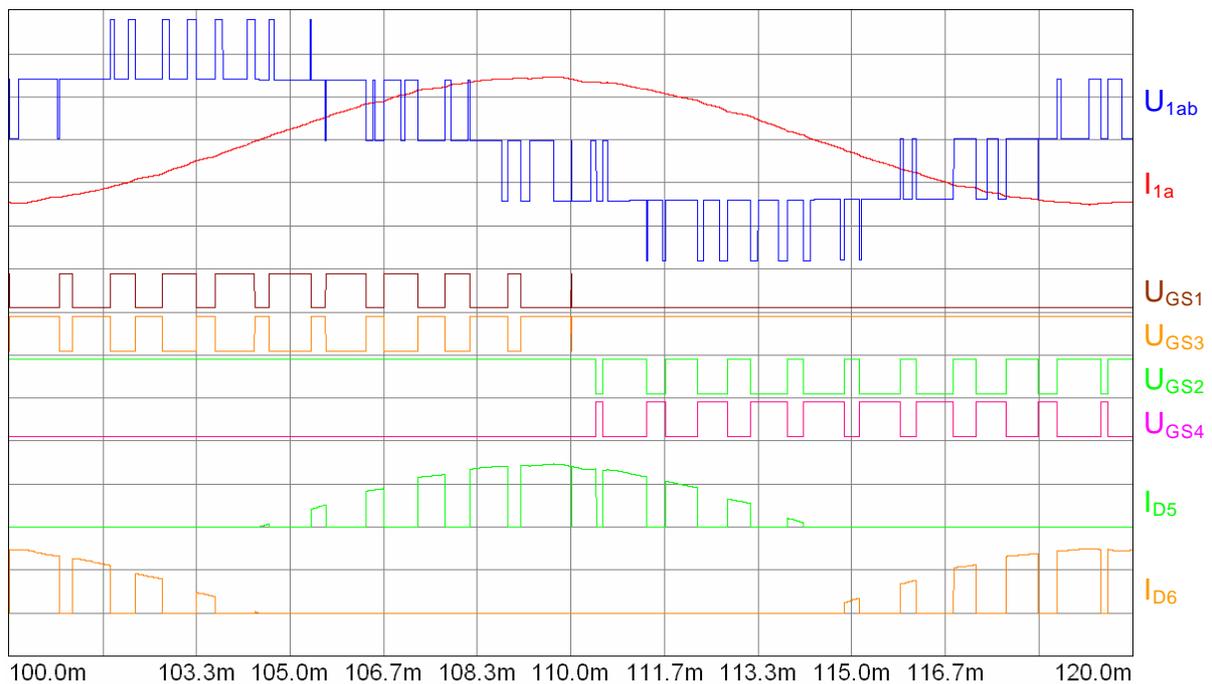
In Kapitel 5.2 wurde festgestellt, dass bei den Mehrstufen-Wechselrichtern ein erheblicher Verlustanteil in den Clamping-Dioden erzeugt wird. Die Ursache hierfür ist die Schleusenspannung  $U_{F0}$ . Daraus resultiert die Idee, die Clamping-Dioden durch aktive Schalter (SiC-MOSFETs, GaN-FETs) zu ersetzen (Abb. 54), da hierbei in Durchlassrichtung lediglich der kleine  $R_{DSon}$  wirkt (Abb. 55). Dadurch ist der Durchlass-Spannungsabfall beim Schalter deutlich geringer als bei der Diode. In diesem Fall müssten die durch die Clamping-Dioden ermöglichten Freiläufe aktiv geschaltet werden. Hierfür ist die Kenntnis über die Freilaufzeiten erforderlich. Abb. 56 und 57 zeigen am Beispiel des 3-Stufen- und 4-Stufen-Wechselrichters die Ströme durch die Clamping-Dioden und die Steuersignale für die Hauptschalter. Hierbei ist ein Zusammenhang erkennbar, so dass die Steuersignale für die Clamping-Schalter aus den Steuersignalen für die Hauptschalter generiert werden können.



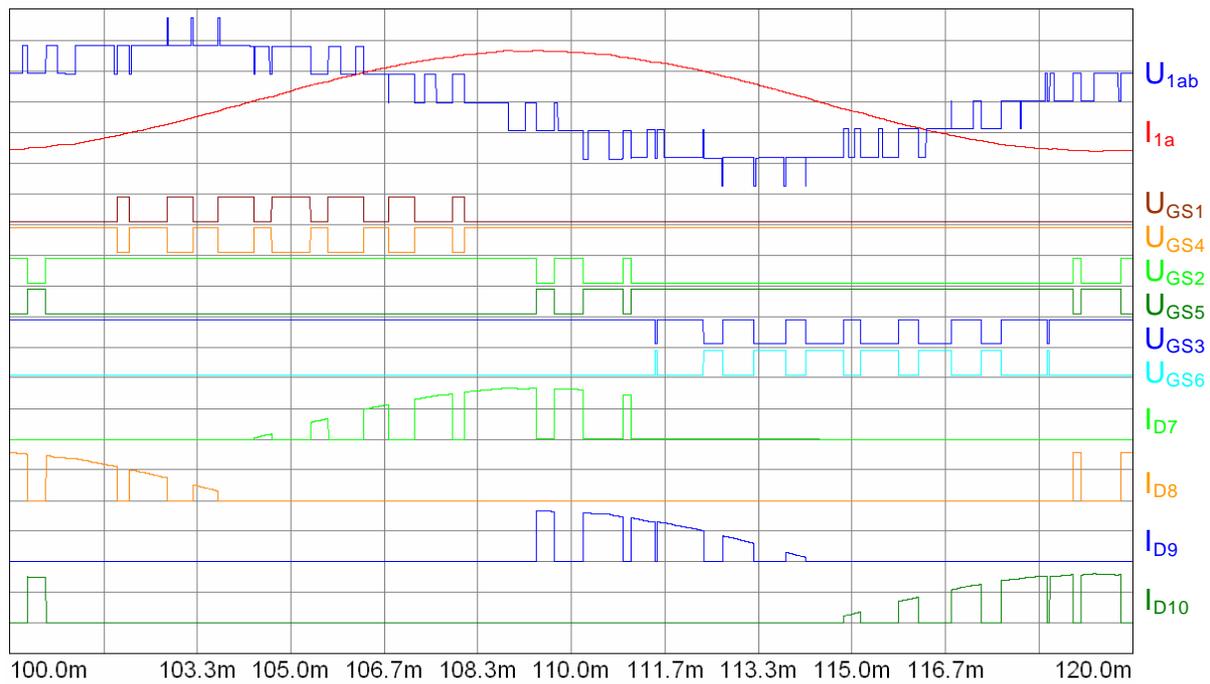
**Abb. 54:** Brückenzweige für den 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter mit aktiven Clamping-Schaltern (rot: T7 bis T22)



**Abb. 55:** Durchlass-Kennlinie der Clamping-Diode SBR40U300CT und des Clamping-Schalters 2 x EPC2033 bei 25 °C Sperrschichttemperatur



**Abb. 56:** Steuerspannungen und Clamping-Diodenströme (D5, D6) des 3-Stufen-Wechselrichters



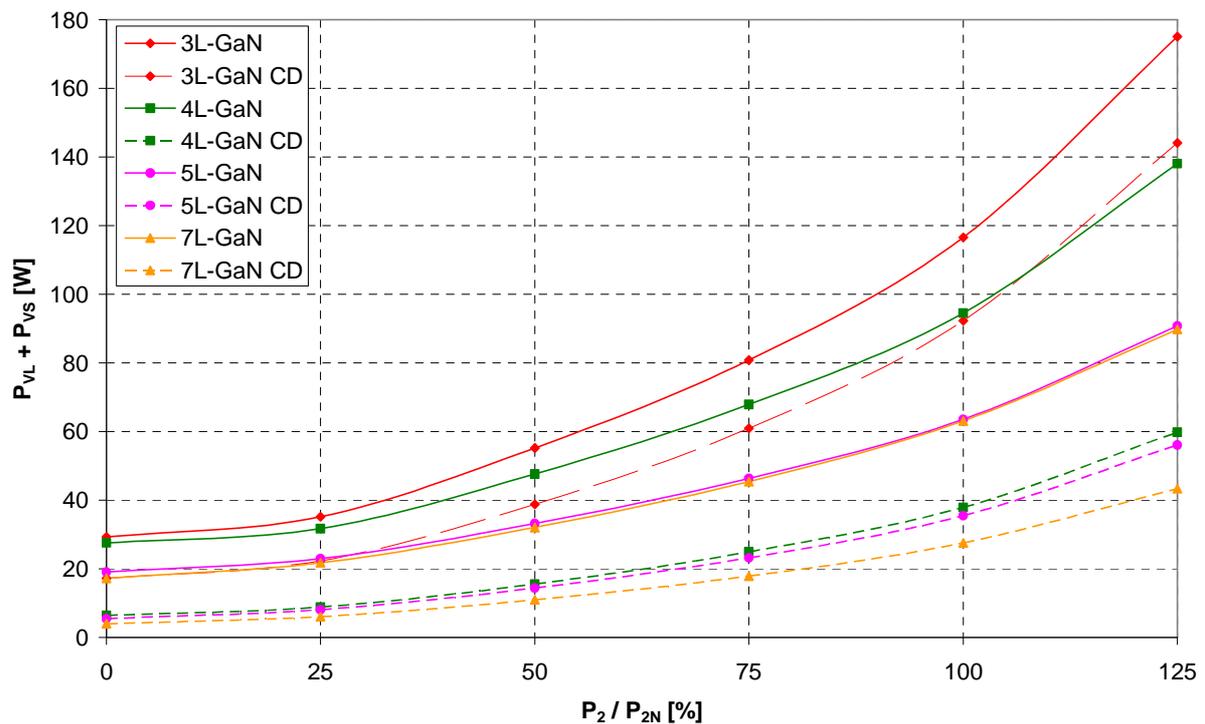
**Abb. 57:** Steuerspannungen und Clamping-Diodenströme (D7, D8, D9, D10) des 4-Stufen-Wechselrichters

Zwischen den Steuersignalen für die Hauptschalter und den Strömen durch die Clamping-Dioden existiert ein Zusammenhang. Damit können die Steuersignale für diese Clamping-Schalter aus den Steuersignalen für die Hauptschalter durch eine entsprechende UND-Verknüpfung generiert werden (Tab. 14).

	Clamping-Schalter	Steuersignale
3-Stufen-Wechselrichter	S5 und S6	$U_{GS2} \cdot U_{GS3}$
4-Stufen-Wechselrichter	S7 und S8	$U_{GS2} \cdot U_{GS4}$
	S9 und S10	$U_{GS3} \cdot U_{GS5}$
5-Stufen-Wechselrichter	S9 und S10	$U_{GS2} \cdot U_{GS5}$
	S11 und S12 S13 und S14	$U_{GS3} \cdot U_{GS6}$ $U_{GS4} \cdot U_{GS7}$
7-Stufen-Wechselrichter	S13 und S14	$U_{GS2} \cdot U_{GS7}$
	S15 und S16	$U_{GS3} \cdot U_{GS8}$
	S17 und S18	$U_{GS4} \cdot U_{GS9}$
	S19 und S20	$U_{GS5} \cdot U_{GS10}$
	S21 und S22	$U_{GS6} \cdot U_{GS11}$

**Tab. 14:** Steuersignale für Clamping-Schalter

Abb. 58 zeigt das Potenzial zur Reduzierung der Halbleiterverluste für die 5,5 kW-Asynchronmaschine bei Verwendung von aktiven Schaltern anstelle der Clamping-Dioden. Voraussetzung hierfür ist die Implementierung der Rückwärtssperrfähigkeit (Reverse Blocking Capability) in den Clamping-Schaltern. Insgesamt besteht bei allen Wechselrichter-Stufen erhebliches Potenzial zur Verlustreduzierung. Das größte Potenzial jedoch zeigt der 4-Stufen-Wechselrichter, da hierbei die aktuell verfügbaren Clamping-Dioden besonders ungünstig sind (siehe Kapitel 5.2). Der 7-Stufen-Wechselrichter hat gegenüber dem 5-Stufen-Wechselrichter größeres Potenzial zur Verlustreduzierung und würde bei Anwendung dieser neuen Schaltungstopologie die geringsten Verluste aller analysierten Mehrstufen-Wechselrichter erzeugen.

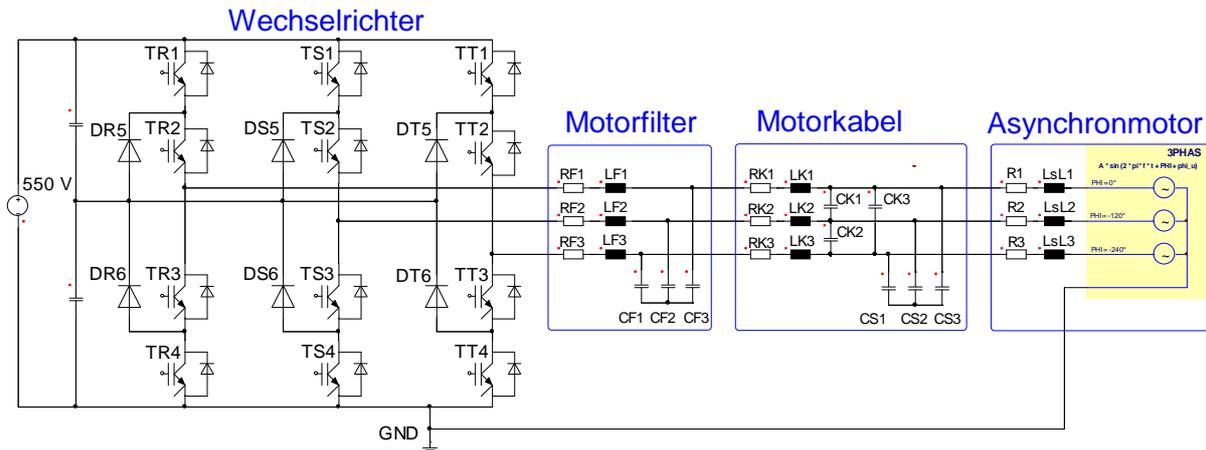


**Abb. 58:** Durchlass- und Schaltverluste mit Clamping-Schaltern (CD) bei 10 kHz Pulsfrequenz und 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

## 6 Motorfilter

### 6.1 Spannung an der Motorwicklung

Das Simulationsmodell des kompletten Antriebssystems, bestehend aus Mehrstufen-Wechselrichter, Motorfilter, Motorkabel und Gegenspannungsmodell der Asynchronmaschine, zeigt Abb. 59.



**Abb. 59:** Simulationsmodell des kompletten Antriebssystems

Die Wechselrichter erzeugen Spannungspulse mit hoher Flankensteilheit (bis zu  $15 \text{ kV}/\mu\text{s}$ ). Zwischen dieser am Wechselrichter-Ausgang bereitgestellten Spannung und dem Motor befindet sich das Motorkabel. Dessen Ersatzschaltung besteht aus einer Längsinduktivität  $L_K$ , einem Längswiderstand  $R_K$ , einer Kapazität  $C_K$  zwischen den Leitern und einer Kapazität  $C_S$  zwischen Leiter und Kabelschirm. Die Berechnung der Elemente dieser Ersatzschaltung erfolgt nach Gleichung (49) aus den längenbezogenen Werten  $L_K^*$ ,  $R_K^*$ ,  $C_K^*$ ,  $C_S^*$ , wobei die einfache Kabellänge  $l$  einzusetzen ist.

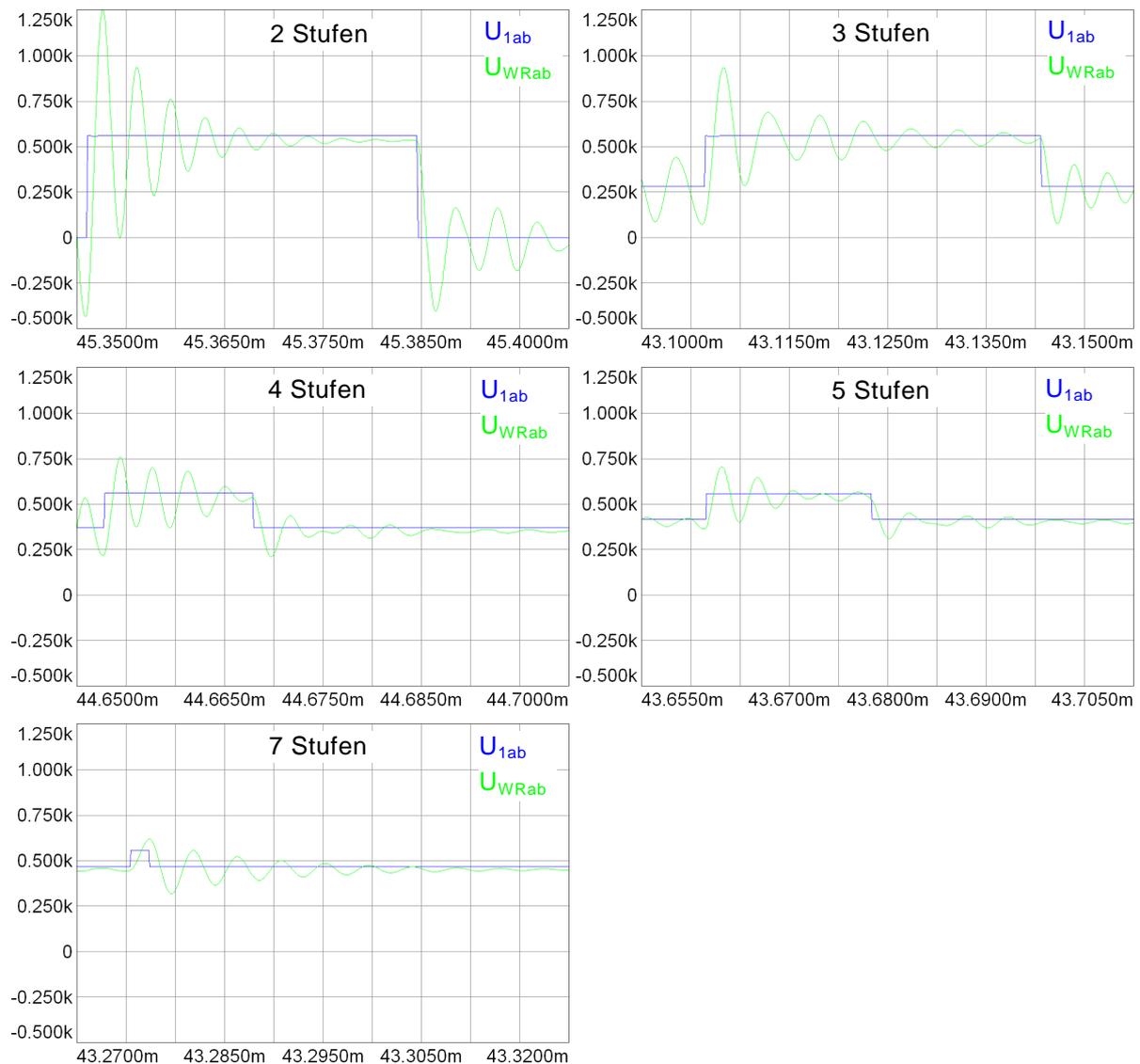
$$L_K = L_K^* \cdot l \quad ; \quad R_K = R_K^* \cdot l \quad ; \quad C_K = C_K^* \cdot l \quad ; \quad C_S = C_S^* \cdot l \quad (49)$$

Für ein geschirmtes Motorkabel mit  $10 \text{ mm}^2$  Querschnitt können die Richtwerte:  $L_K^* = 0,2 \mu\text{H}/\text{m}$ ;  $R_K^* = 1,5 \text{ m}\Omega/\text{m}$ ;  $C_K^* = 0,05 \text{ nF}/\text{m}$ ;  $C_S^* = 0,1 \text{ nF}/\text{m}$  verwendet werden. Das Motorkabel stellt ein Schwingungsglied dar, wobei sich Eigenfrequenz und Dämpfung aus Gleichung (50) ergeben.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K \cdot (3C_K + C_S)}} \quad ; \quad d = \frac{R_K}{2} \sqrt{\frac{3C_K + C_S}{L_K}} \quad (50)$$

Die Motorspannung als Ausgangsgröße des Kabelmodells ist durch starkes Überschwingen gekennzeichnet. Diese Überspannung an der Motorwicklung ist von der Dämpfung  $d$  abhängig und kann für  $d = 0$  den doppelten Wert der Zwischenkreisspannung annehmen. Sie beansprucht in erheblichem Maß die Wicklungsisolierung und reduziert die Lebensdauer der Asynchronmaschine.

Abb. 60 zeigt die Motorspannung bei 100 m Motorkabel ( $L_K = 20 \mu\text{H}$ ;  $R_K = 150 \text{ m}\Omega$ ;  $C_K = 5 \text{ nF}$ ;  $C_S = 10 \text{ nF}$ ) für den 2-Stufen-, 3-Stufen-, 4-Stufen-, 5-Stufen-, und 7-Stufen-Wechselrichter, wobei  $U_{WRab}$  die verkettete Wechselrichter-Ausgangsspannung und  $U_{1ab}$  die Motorspannung darstellen.



**Abb. 60:** Wechselrichter-Ausgangsspannung  $U_{WRab}$  (blau) und Motorspannung  $U_{1ab}$  (grün) für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz (Modulationsgrad  $m = 0,97$ )

Tab. 15 enthält die Spitzenwerte der Motorspannung  $U_{1ab \text{ max}}$  für den 2-Stufen-, 3-Stufen-, 4-Stufen-, 5-Stufen-, und 7-Stufen-Wechselrichter. Mit zunehmender Stufenzahl reduzieren sich die Spitzenwerte der Motorspannung und erreichen ab 4 Stufen unkritische Werte. Beim Übergang von 2 auf 7 Stufen reduziert sich die Spannungsspitze um 630 V.

Stufenzahl	2	3	4	5	7
$U_{1ab \text{ max}}$ [V]	1250	935	760	705	620

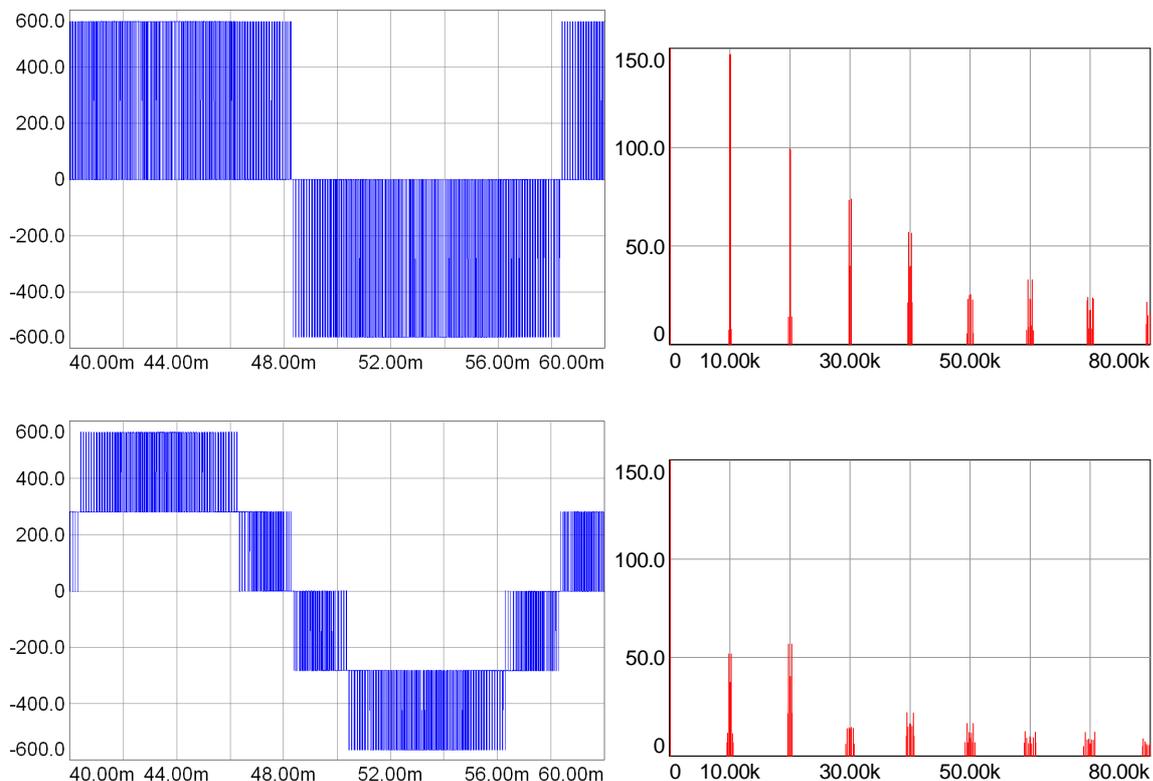
**Tab. 15:** Spitzenwerte der Motorspannung für verschiedene Wechselrichter-Stufen

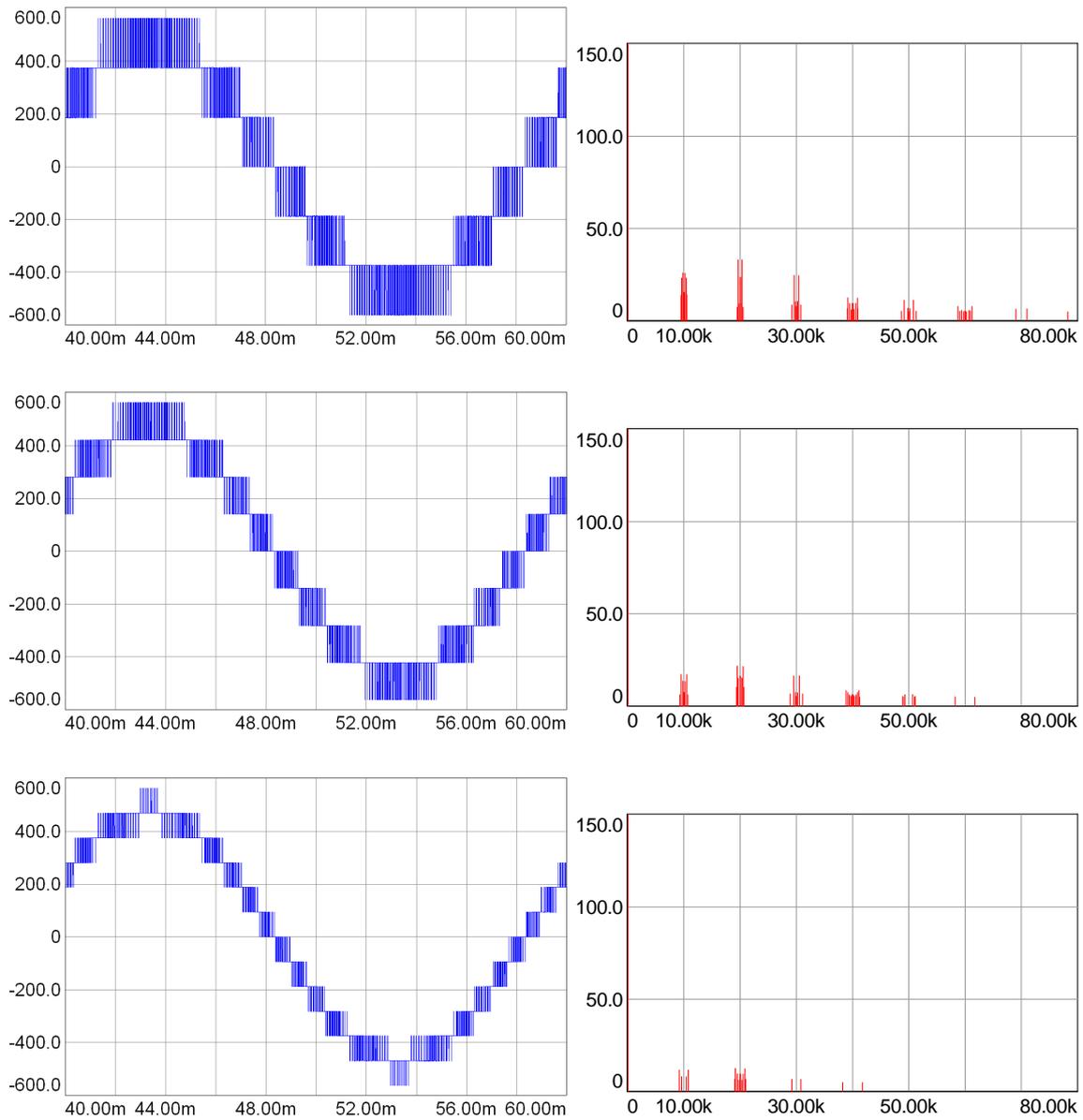
### 6.2 Analyse der Wechselrichter-Ausgangsspannung

Abb. 61 zeigt die verkettete Wechselrichter-Ausgangsspannung  $U_{WRab}$  für den 2-Stufen-, 3-Stufen-, 4-Stufen-, 5-Stufen-, und 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz sowie das zugehörige Oberschwingungsspektrum, bezogen auf den Grundschwingungsanteil. Das Oberschwingungsspektrum beginnt bei der Pulsfrequenz und besteht aus deren Vielfachen. Das Motorfilter muss demnach für die Dämpfung der Pulsfrequenz dimensioniert werden. Mit höherer Stufenzahl nähert sich die Ausgangsspannung dem sinusförmigen Verlauf an und das Oberschwingungsspektrum nimmt ab.

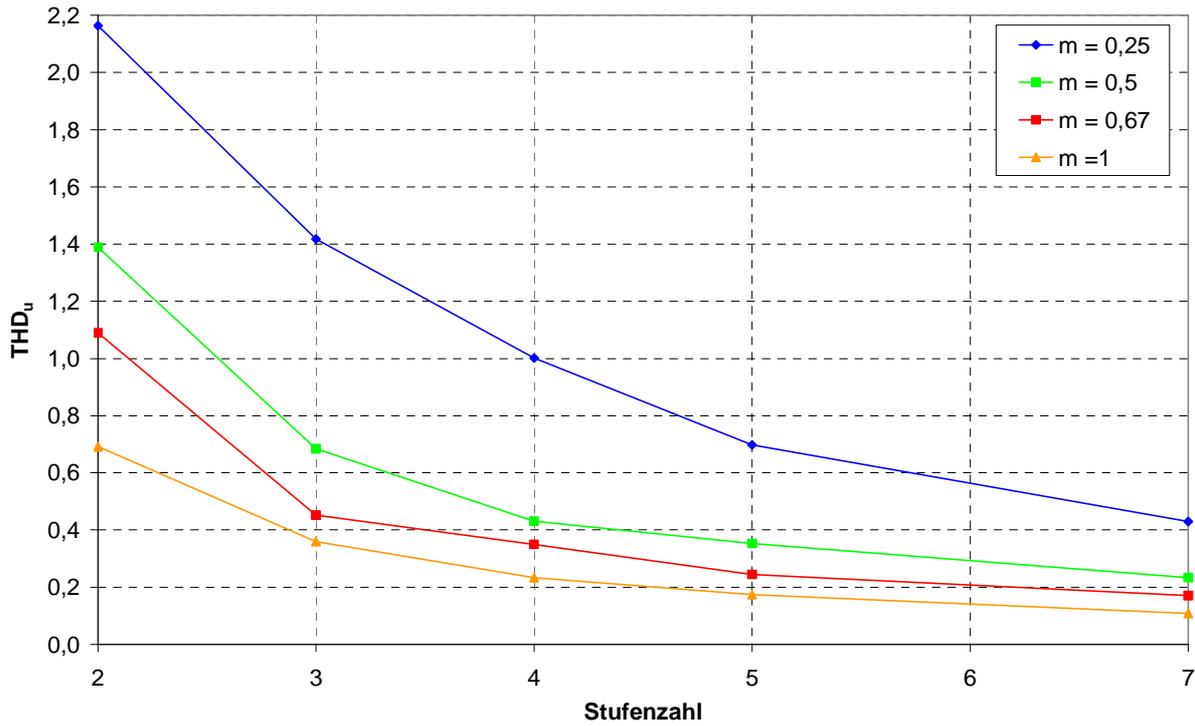
Dieser optische Eindruck wird durch den Oberschwingungsgehalt (Total Harmonic Distortion Content,  $THD_U$ ) gemäß Gleichung (51) quantifiziert, wobei die Indizes OS den Oberschwingungsanteil und GS den Grundschwingungsanteil bezeichnen. Der Oberschwingungsgehalt ist somit ein Maß für die Qualität der Wechselrichter-Ausgangsspannung. Je kleiner der  $THD_U$ , desto sinusförmiger ist die Spannung. Der Oberschwingungsgehalt ist abhängig von der Stufenzahl und dem Modulationsgrad  $m$  des Wechselrichters (Abb. 62). Je höher die Stufenzahl, desto geringer wird der Oberschwingungsgehalt. Beispielsweise reduziert sich bei  $m = 0,67$  der Oberschwingungsgehalt bei 7 Stufen um 84 % gegenüber 2 Stufen. Je kleiner der Modulationsgrad, desto größer wird der Oberschwingungsgehalt. Der Oberschwingungsgehalt ist jedoch nicht von der Pulsfrequenz und nicht vom Arbeitspunkt des Motors abhängig.

$$THD_U = \frac{\tilde{U}_{WRab OS}}{\tilde{U}_{WRab GS}} = \frac{\sqrt{\tilde{U}_{WRab}^2 - \tilde{U}_{WRab GS}^2}}{\tilde{U}_{WRab GS}} \tag{51}$$





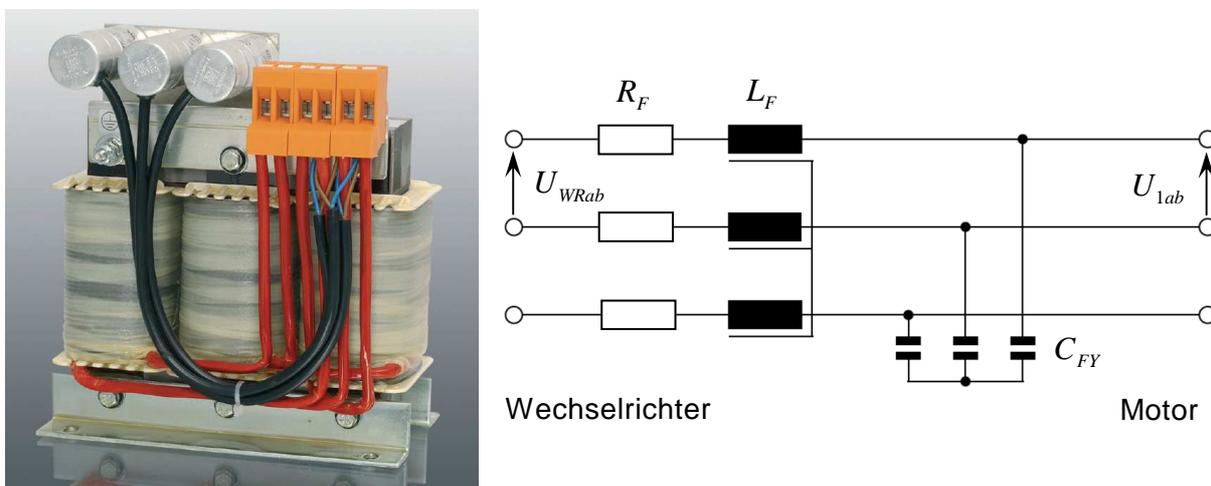
**Abb. 61:** Wechselrichter-Ausgangsspannung (links) und Oberschwingungsspektrum (rechts) für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz (Modulationsgrad  $m = 0,97$ )



**Abb. 62:** Oberschwingungsgehalt der Wechselrichter-Ausgangsspannung für verschiedene Modulationsgrade  $m$  als Funktion der Wechselrichter-Stufenzahl

### 6.3 Eigenfrequenz des Motorfilters

Abb. 63 zeigt ein dreiphasiges Sinusfilter, das als Motorfilter am Wechselrichter-Ausgang installiert wird. Es besteht aus der Drehstrom-Drossel mit Eisenkern und drei AC-Kondensatoren. Den Hauptteil der Baugröße, des Gewichts und auch der Verluste nimmt die Drehstrom-Drossel ein. Die zugehörige elektrische Ersatzschaltung besteht aus den Induktivitäten  $L_F$  und den Kondensatoren  $C_{FY}$ , welche einen Tiefpass 2. Ordnung bilden und die Wechselrichter-Ausgangsspannung filtern. Die Filterverluste  $P_{VF}$  werden durch die Widerstände  $R_F$  gemäß Gleichung (52) berücksichtigt.



**Abb. 63:** Dreiphasiges Sinusfilter (links) und elektrische Ersatzschaltung (rechts)

$$R_F = \frac{P_{VF}}{3 \cdot \tilde{I}_N^2} \quad (52)$$

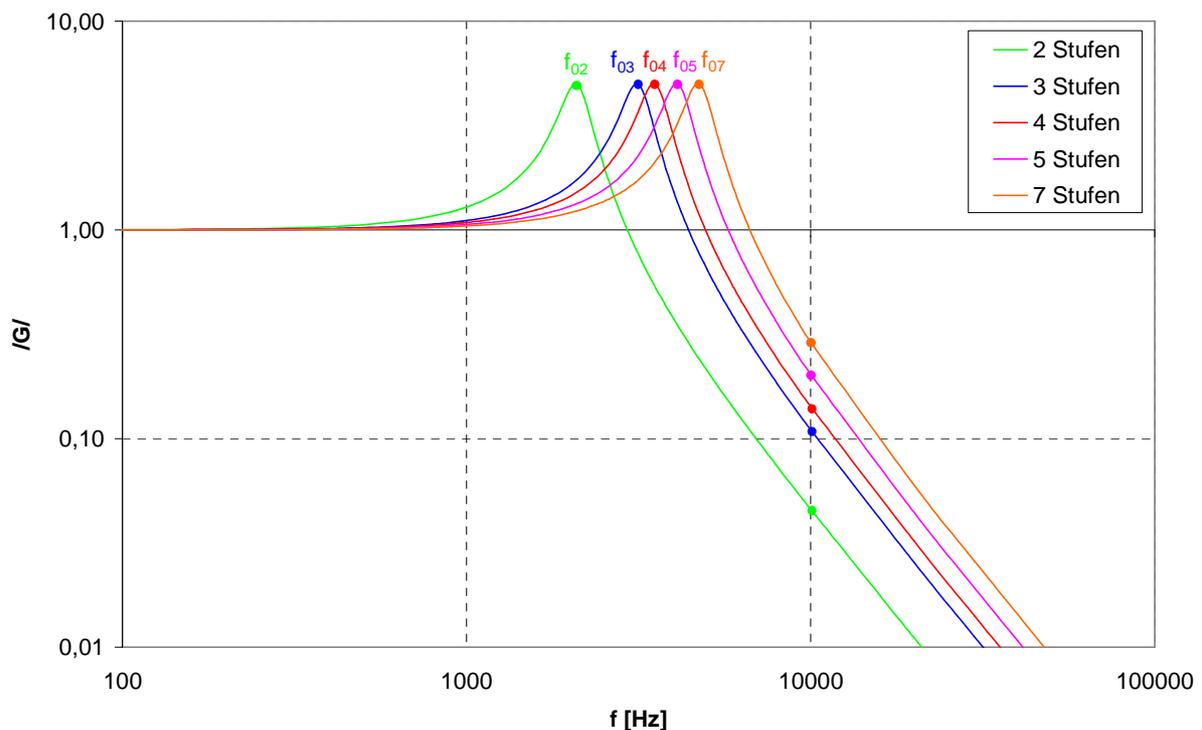
Die Eigenfrequenz und Dämpfung ergeben sich aus Gleichung (53).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_F \cdot C_{FY}}} \quad ; \quad d = \frac{R_F}{2} \sqrt{\frac{C_{FY}}{L_F}} \quad (53)$$

Für einen Tiefpass 2. Ordnung ergibt sich folgende frequenzabhängige Verstärkung bzw. Dämpfung (Frequenzgang) zwischen der Wechselrichter-Ausgangsspannung und der Motorspannung.

$$|G| = \left| \frac{\tilde{U}_{1ab}}{\tilde{U}_{WRab}} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[ 1 - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right]^2 + \left[ 2d \frac{f}{f_0} \right]^2}} \quad (54)$$

Dieser Frequenzgang ist in Abb. 64 für verschiedene Wechselrichter-Stufen dargestellt. Der Grundschwingungsanteil der Wechselrichter-Ausgangsspannung ( $f_1 \leq 100$  Hz) passiert das Filter ohne Verstärkung bzw. Dämpfung. Bei der Pulsfrequenz  $f_p = 10$  kHz ist die erforderliche Dämpfung markiert. Mit höherer Wechselrichter-Stufenzahl nimmt der Oberschwingungsgehalt der Wechselrichter-Ausgangsspannung ab, so dass die erforderliche Dämpfung geringer ist. Dadurch kann die Eigenfrequenz des Filters  $f_0$  höher sein, damit reduzieren sich die Induktivitäten, Kondensatoren und die Baugröße des Filters.



**Abb. 64:** Frequenzgang des Sinusfilters für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter-Stufen

Die erforderliche Eigenfrequenz des Filters ist abhängig von der Wechselrichter-Stufenzahl und der Pulsfrequenz und wird nach Gleichung (55) berechnet, wobei der  $THD_u$  in Abb. 62 angegeben ist.

$$f_0 = \frac{f_p}{\sqrt{1-2d^2 + \sqrt{(1-2d^2)^2 - 1 + \frac{1}{|G|^2}}}} \quad ; \quad |G| = \frac{THD_{u,ref}}{THD_u} \quad (55)$$

Der in der Motorspannung zulässige Oberschwingungsgehalt beträgt üblicherweise für die 5,5 kW-Asynchronmaschine  $THD_{u,ref} = 0,05$  (5 %) und für die 11 kW-Asynchronmaschine  $THD_{u,ref} = 0,1$  (10 %).

## 6.4 Filterdimensionierung und Verlustberechnung

### 6.4.1 Motorfilter für 5,5 kW-Asynchronmaschine

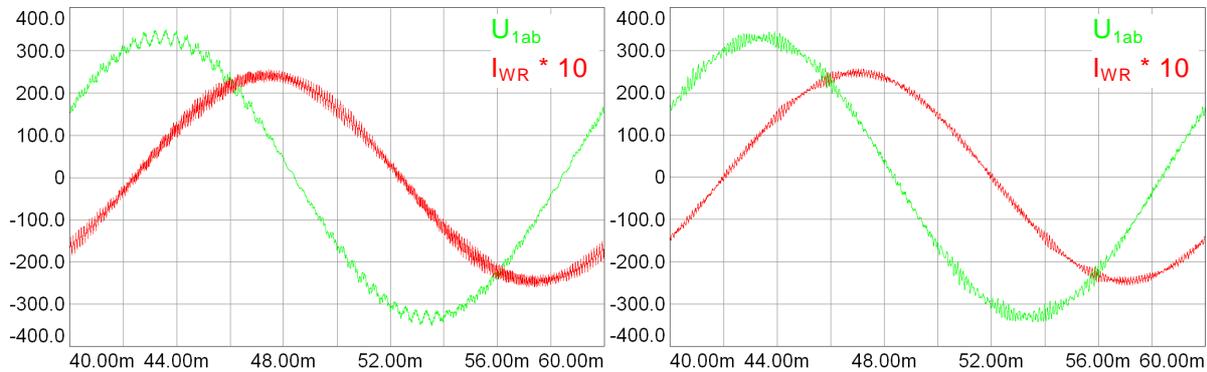
Für ein Motorfilter für die 5,5 kW-Asynchronmaschine enthält Tab. 16 die Werte der Induktivitäten  $L_F$  und Kondensatoren  $C_{FY}$  für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen. Die Referenzwerte des Sinusfilters 130B2411 von Danfoss (Anhang 12) sind grau hinterlegt. Für höhere Eigenfrequenzen werden die Induktivitäten und Kondensatoren im gleichen Verhältnis reduziert.

Stufen	$f_p$ [Hz]	m	$THD_u$	$ G/$	$f_0$ [Hz]	$L_F$ [mH]	$C_{FY}$ [μF]	$R_F$ [Ω]	$P_{VF}$ [W]
2	5000	0,5	1,392	0,034	904	3,1	10	0,127	110
2	10000	0,67	1,089	0,046	2095	1,34	4,31	0,093	
3	10000	0,67	0,452	0,111	3156	0,89	2,86	0,062	
4	10000	0,67	0,350	0,143	3536	0,79	2,56	0,055	
5	10000	0,67	0,245	0,204	4117	0,68	2,20	0,047	
5	20000	0,67	0,245	0,204	8234	0,34	1,10	0,024	
5	30000	0,67	0,245	0,204	12351	0,23	0,73	0,016	
7	10000	0,67	0,171	0,292	4757	0,59	1,90	0,041	
7	20000	0,67	0,171	0,292	9513	0,29	0,95	0,021	
7	30000	0,67	0,171	0,292	14270	0,20	0,63	0,014	

**Tab. 16:** Filterdimensionierung für 5,5 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen

Abb. 65 zeigt die Filter-Ausgangsspannung (Motorspannung)  $U_{1ab}$  sowie den Wechselrichter-Ausgangsstrom  $I_{WR}$  für den 2-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz. Der Oberschwingungsgehalt der Filter-Ausgangsspannung liegt unter 5 % und erfüllt damit die Anforderung an die Spannungsqualität. Der pulsfrequente Oberschwingungsanteil des Wechselrichter-Ausgangsstroms  $I_{WR}(f_p)$  ist nahezu unabhängig von

der Pulsfrequenz und sinkt mit zunehmender Wechselrichter-Stufenzahl. Dieser Oberschwingungsanteil wird für die Dimensionierung der Drehstrom-Drossel des Motorfilters benötigt.



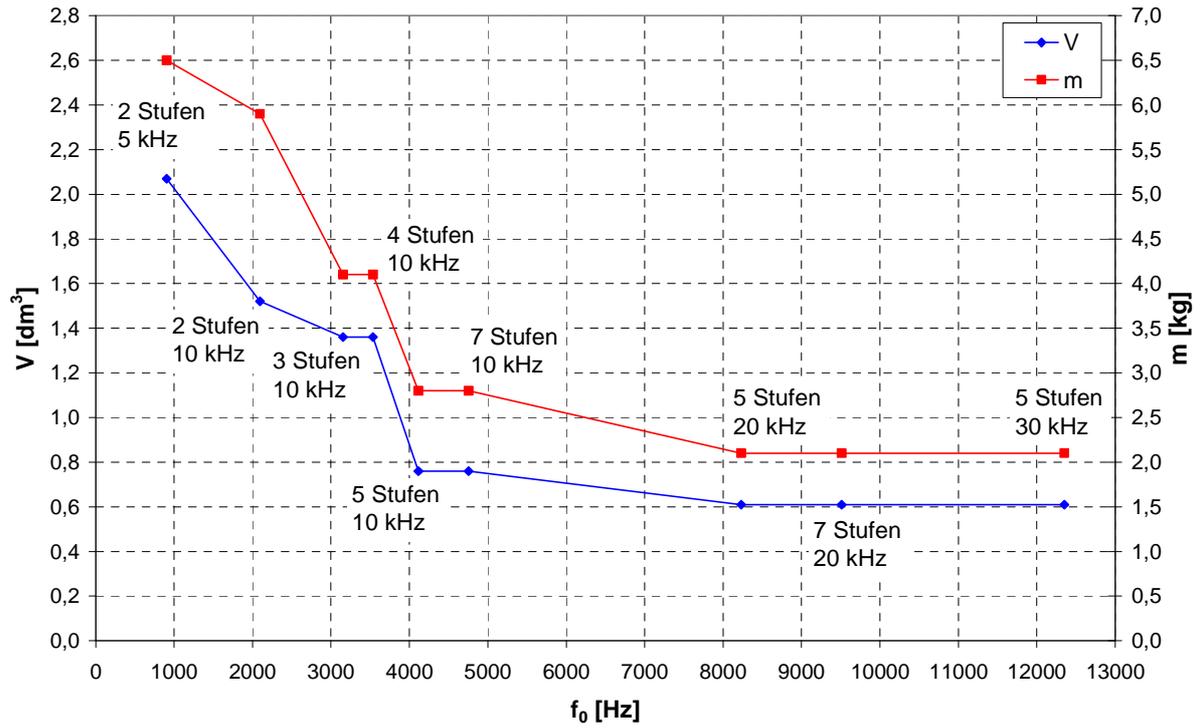
**Abb. 65:** Filter-Ausgangsspannung (grün) und Wechselrichter-Ausgangsstrom (rot) bei 10 kHz Pulsfrequenz (links: 2-Stufen-Wechselrichter, rechts: 7-Stufen-Wechselrichter)

Die Dimensionierung der Drehstrom-Drossel des Motorfilters wurde von der Tauscher Transformatoren GmbH mit entsprechender Spezialsoftware durchgeführt (Anhang 13) und ist in nachfolgender Tabelle zusammengefasst.

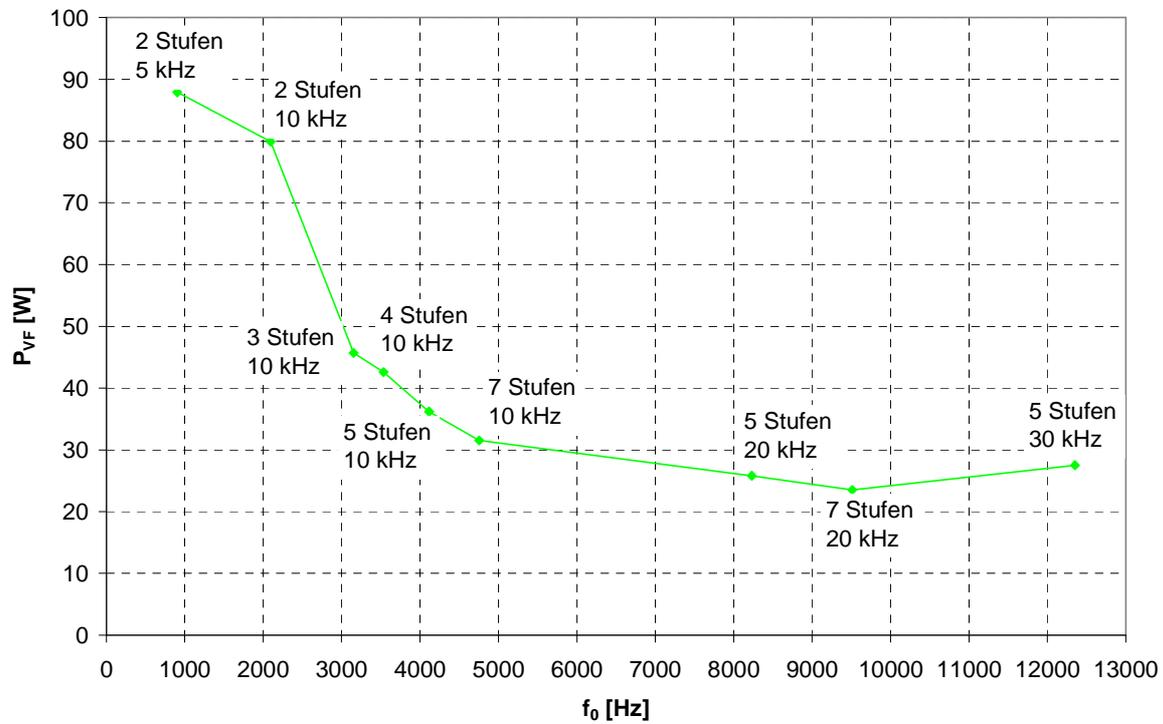
Stufen	$f_p$ [Hz]	$I_{WR}(f_p)$ [%]	Volumen [dm <sup>3</sup> ]	Gewicht [kg]	Verluste $P_{VF}$ [W]
2	5000	5,0	2,07	6,5	87,9
2	10000	5,0	1,52	5,9	79,9
3	10000	3,7	1,36	4,1	45,7
4	10000	3,0	1,36	4,1	42,6
5	10000	3,0	0,76	2,8	36,2
5	20000	3,0	0,61	2,1	25,8
5	30000	3,0	0,61	2,1	27,5
7	10000	2,5	0,76	2,8	31,5
7	20000	2,5	0,61	2,1	23,6

**Tab. 17:** Dimensionierung der Drehstrom-Drossel für 5,5 kW-Asynchronmaschine

Abb. 66 und 67 stellen die Ergebnisse der Dimensionierung grafisch dar. Zunächst werden durch die Berechnungen die Daten des Referenzfilters sehr gut bestätigt. Die Differenz der Verluste (110 W – 87,9 W) ist auf die Verluste in den Resonanzkondensatoren zurückzuführen, die somit ca. 20 % der Gesamtverluste ausmachen. Durch Erhöhung der Wechselrichter-Stufenzahl auf 5 und der Pulsfrequenz auf 20 kHz können Größe und Gewicht um ca. 70 % reduziert werden. Eine weitere Erhöhung der Stufenzahl und Pulsfrequenz ergibt keine weitere Reduzierung bei Größe und Gewicht. Die Verluste können durch Erhöhung der Wechselrichter-Stufenzahl auf 7 und der Pulsfrequenz auf 20 kHz um 73 % reduziert werden. Eine weitere Erhöhung der Pulsfrequenz führt zu einer geringfügigen Erhöhung der Verluste.



**Abb. 66:** Größe und Gewicht der Drehstrom-Drossel für 5,5 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen



**Abb. 67:** Verluste der Drehstrom-Drossel für 5,5 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen

### 6.4.2 Motorfilter für 11 kW-Asynchronmaschine

Für ein Motorfilter für die 11 kW-Asynchronmaschine enthält Tab. 18 die Werte der Induktivitäten  $L_F$  und Kondensatoren  $C_{FY}$  für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen. Die Referenzwerte des Sinusfilters 130B2413 von Danfoss (Anhang 12) sind grau hinterlegt. Für höhere Eigenfrequenzen werden die Induktivitäten und Kondensatoren im gleichen Verhältnis reduziert.

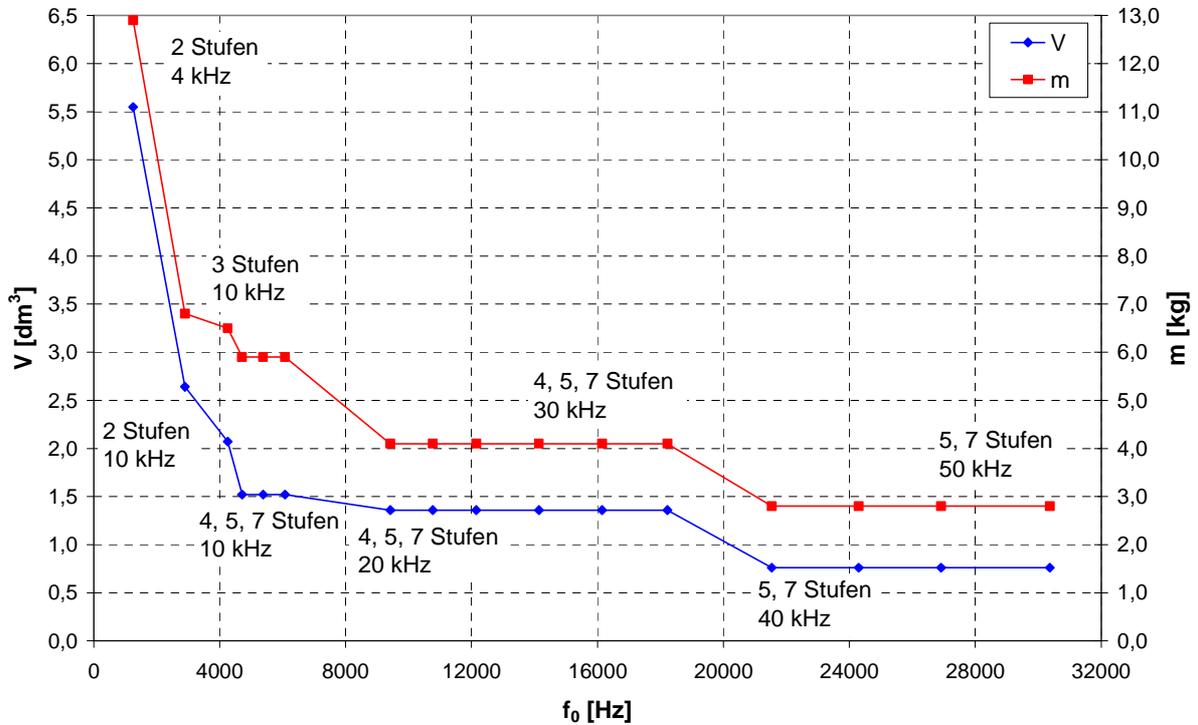
Stufen	$f_p$ [Hz]	m	THD <sub>u</sub>	/G/	$f_0$ [Hz]	$L_F$ [mH]	$C_{FY}$ [μF]	$R_F$ [Ω]	$P_{VF}$ [W]
2	4000	0,75	0,977	0,110	1258	1,6	10	0,039	170
2	10000	0,67	1,089	0,092	2900	0,69	4,33	0,029	
3	10000	0,67	0,452	0,221	4256	0,47	2,95	0,020	
4	10000	0,67	0,350	0,286	4714	0,43	2,67	0,018	
4	20000	0,67	0,350	0,286	9428	0,21	1,33	0,009	
4	30000	0,67	0,350	0,286	14142	0,14	0,89	0,006	
5	10000	0,67	0,245	0,408	5384	0,37	2,33	0,015	
5	20000	0,67	0,245	0,408	10768	0,19	1,17	0,008	
5	30000	0,67	0,245	0,408	16151	0,12	0,78	0,005	
5	40000	0,67	0,245	0,408	21535	0,093	0,58	0,004	
5	50000	0,67	0,245	0,408	26919	0,075	0,47	0,003	
7	10000	0,67	0,171	0,585	6075	0,33	2,07	0,014	
7	20000	0,67	0,171	0,585	12149	0,17	1,03	0,007	
7	30000	0,67	0,171	0,585	18224	0,11	0,69	0,005	
7	40000	0,67	0,171	0,585	24298	0,083	0,52	0,003	
7	50000	0,67	0,171	0,585	30373	0,066	0,41	0,003	

**Tab. 18:** Filterdimensionierung für 11 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen

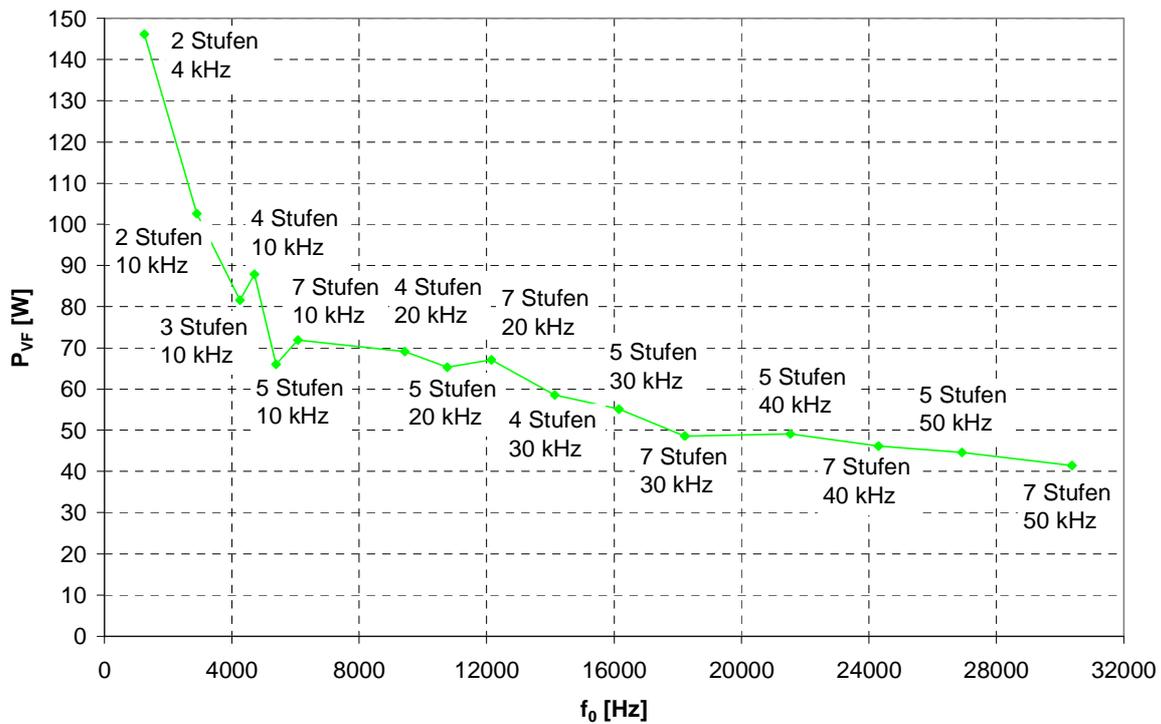
Die Dimensionierung der Drehstrom-Drossel des Motorfilters wurde von der Tauscher Transformatoren GmbH mit entsprechender Spezialsoftware durchgeführt (Anhang 13) und ist in Tab. 19 zusammengefasst.

Abb. 68 und 69 stellen die Ergebnisse der Dimensionierung grafisch dar. Zunächst werden durch die Berechnungen die Daten des Referenzfilters sehr gut bestätigt. Die Differenz der Verluste (170 W – 146,2 W) ist auf die Verluste in den Resonanzkondensatoren zurückzuführen, die somit ca. 14 % der Gesamtverluste ausmachen. Durch Erhöhung der Wechselrichter-Stufenzahl auf 5 und der Pulsfrequenz auf 40 kHz können die Größe um 86 % und das Gewicht um 78 % reduziert werden. Eine weitere Erhöhung der Stufenzahl und Pulsfrequenz ergibt keine weitere Reduzierung bei Größe und Gewicht. Die Erhöhung der Stufenzahl und der Pulsfrequenz führt zu einer kontinuier-

lichen Reduzierung der Verluste. Durch Erhöhung der Stufenzahl auf 7 und der Pulsfrequenz auf 50 kHz können die Verluste um 72 % reduziert werden. Im Unterschied hierzu ist bei der 5,5 kW-Asynchronmaschine das Verlustminimum bei 20 kHz Pulsfrequenz erreicht.



**Abb. 68:** Größe und Gewicht der Drehstrom-Drossel für 11 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen

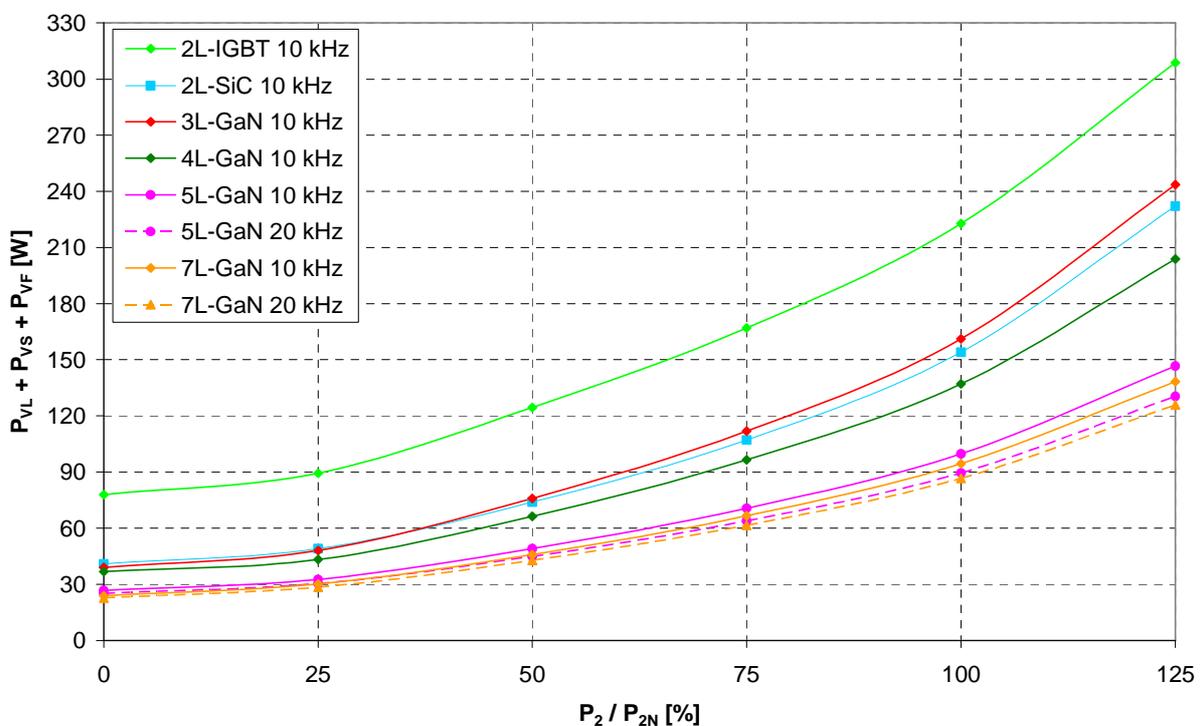


**Abb. 69:** Verluste der Drehstrom-Drossel für 11 kW-Asynchronmaschine für verschiedene Wechselrichter-Stufen und Pulsfrequenzen

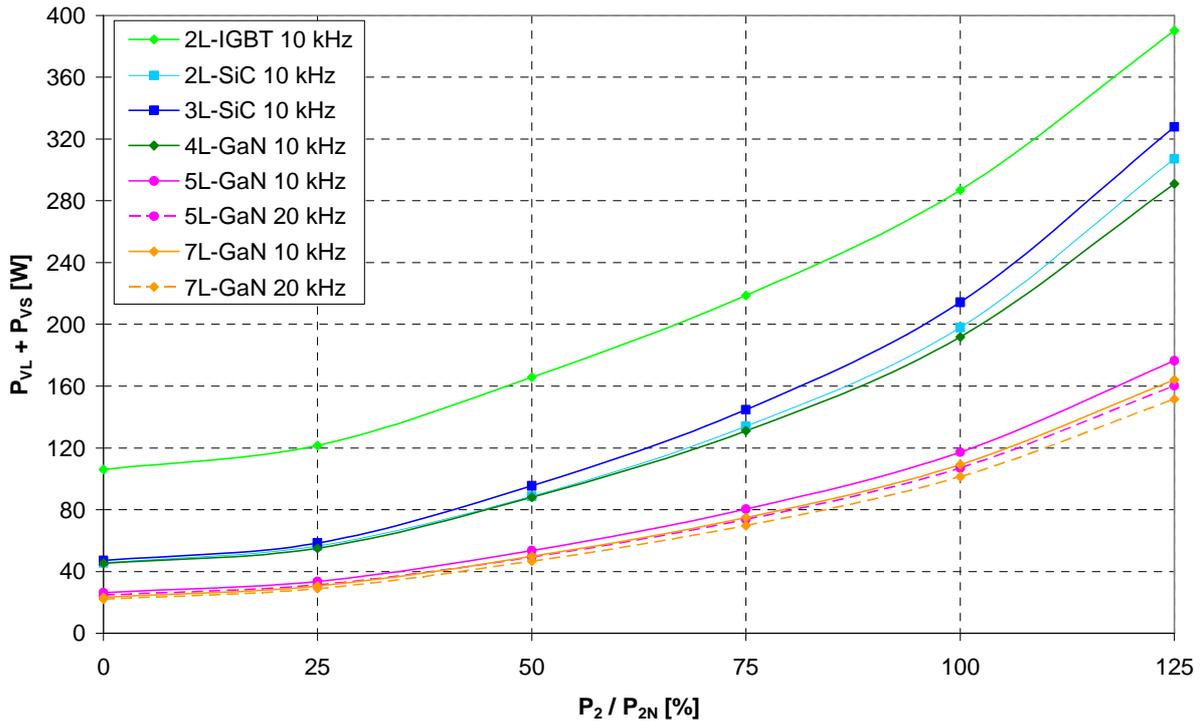
## 6.5 Energieeffizienz des Antriebssystems

### 6.5.1 Wechselrichter und Motorfilter für 5,5 kW-Asynchronmaschine

In Abb. 70 und 71 wird die Energieeffizienz des Antriebssystems, bestehend aus Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur mit einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (2L-IGBT) verglichen. Eine beachtliche Verlustreduzierung wird bereits beim 2-Stufen-Wechselrichter durch den Ersatz von IGBTs durch SiC MOSFETs erreicht. Eine geringfügige weitere Verlustreduzierung ermöglicht der 4-Stufen-Wechselrichter (4L-GaN), hierbei besteht durch Entwicklung geeigneter SiC-Clamping-Dioden weiteres Potenzial. Eine weitere deutliche Verlustreduzierung wird durch den 5-Stufen-Wechselrichter (5L-GaN) bei 20 kHz Pulsfrequenz erreicht. Durch den 7-Stufen-Wechselrichter (7L-GaN) bei 20 kHz Pulsfrequenz werden die Verluste noch einmal geringfügig reduziert, auf Grund des kleineren Motorfilters. Jedoch ist der Vorteil gegenüber dem 5-Stufen-Wechselrichter vergleichsweise gering (3 % bei 25 °C und 5 % bei 150 °C, jeweils bei Nennbetrieb des Motors) und rechtfertigt nicht den erhöhten schaltungstechnischen Mehraufwand. Insgesamt werden durch Anwendung des 5-Stufen-Wechselrichters bei 20 kHz Pulsfrequenz die Verluste im Wechselrichter und Motorfilter bei Nennbetrieb des Motors um 60 % bei 25 °C und 63 % bei 150 °C gegenüber einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs reduziert.

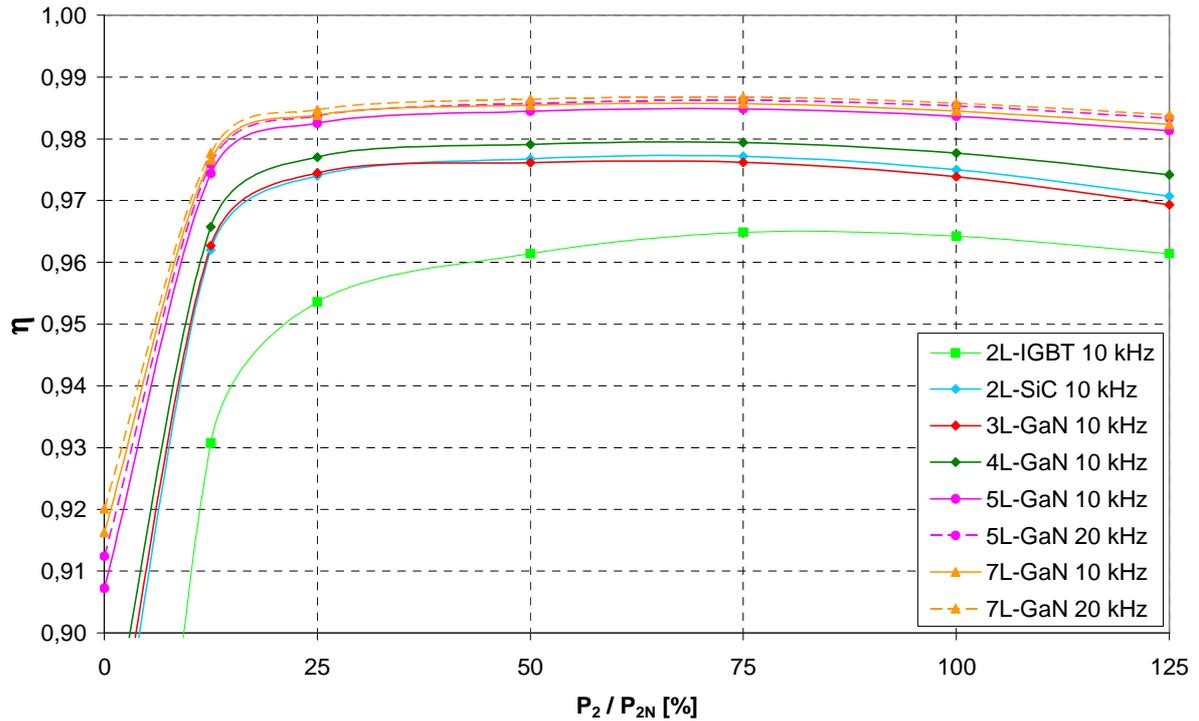


**Abb. 70:** Wechselrichter- und Filterverluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

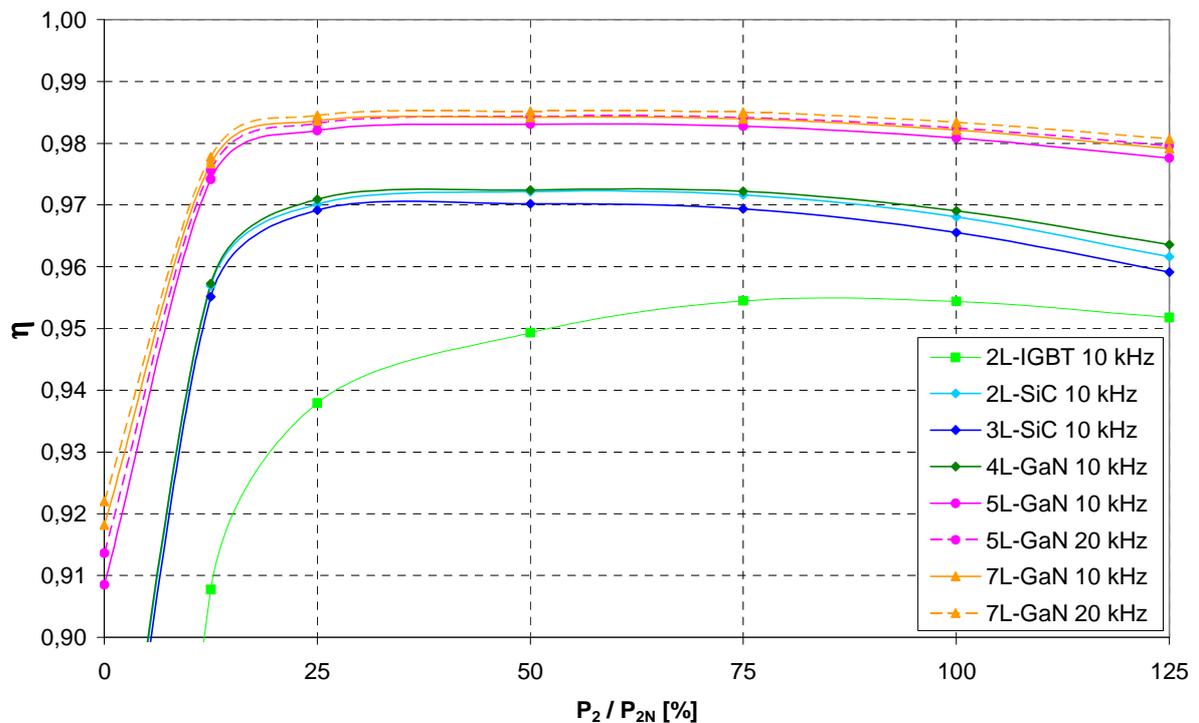


**Abb. 71:** Wechselrichter- und Filterverluste bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

In den folgenden Diagrammen (Abb. 72 und 73) ist der Wirkungsgrad für Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter als Funktion der Belastung (0 bis 125 %) der 5,5 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur dargestellt. Bei Nennbetrieb des Motors kann der Wirkungsgrad bereits durch den 2-Stufen-Wechselrichter mit SiC MOSFETs (2L-SiC) verbessert werden (1,1 % bei 25 °C und 1,4 % bei 150 °C). Durch den 5-Stufen-Wechselrichter bei 20 kHz Pulsfrequenz wird bei Nennbetrieb ein Wirkungsgrad von 98,5 % bei 25 °C und 98,2 % bei 150 °C erreicht und gegenüber dem Stand der Technik (2L-IGBT) um 2,1 % bei 25 °C und 2,8 % bei 150 °C verbessert. Außerdem bleibt der Wirkungsgrad in einem großen Lastbereich (ca. 25 bis 125 %) nahezu konstant.



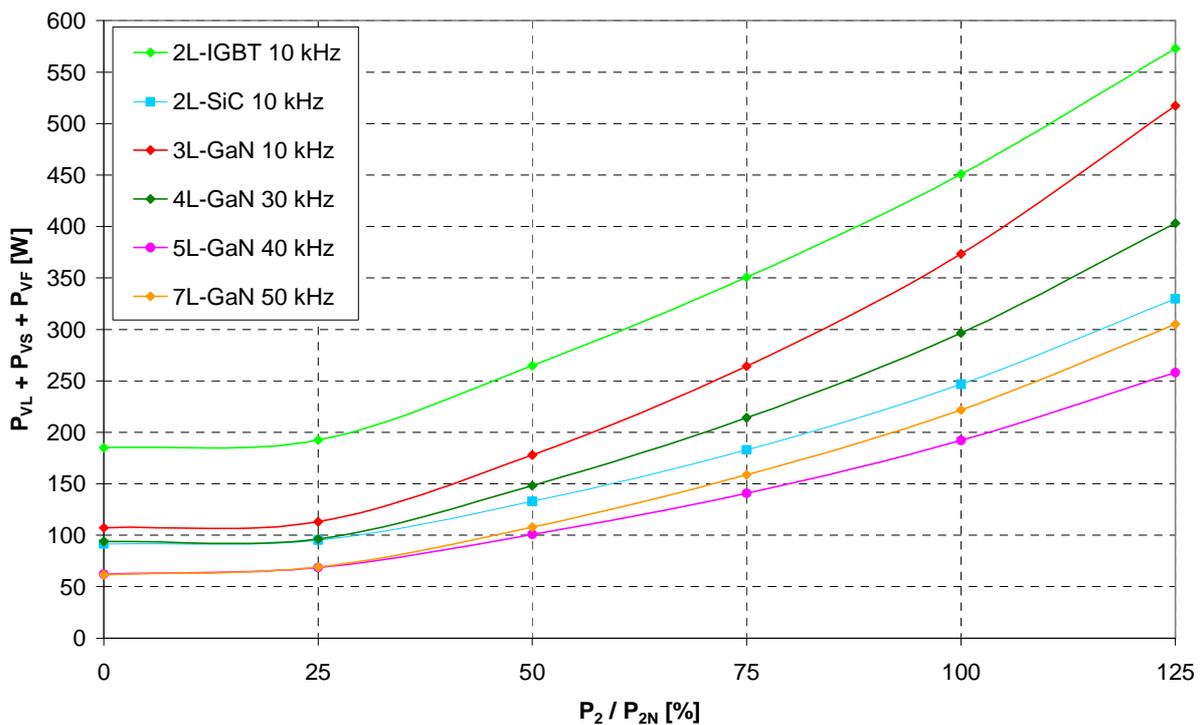
**Abb. 72:** Wirkungsgrad von Wechselrichter und Motorfilter bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)



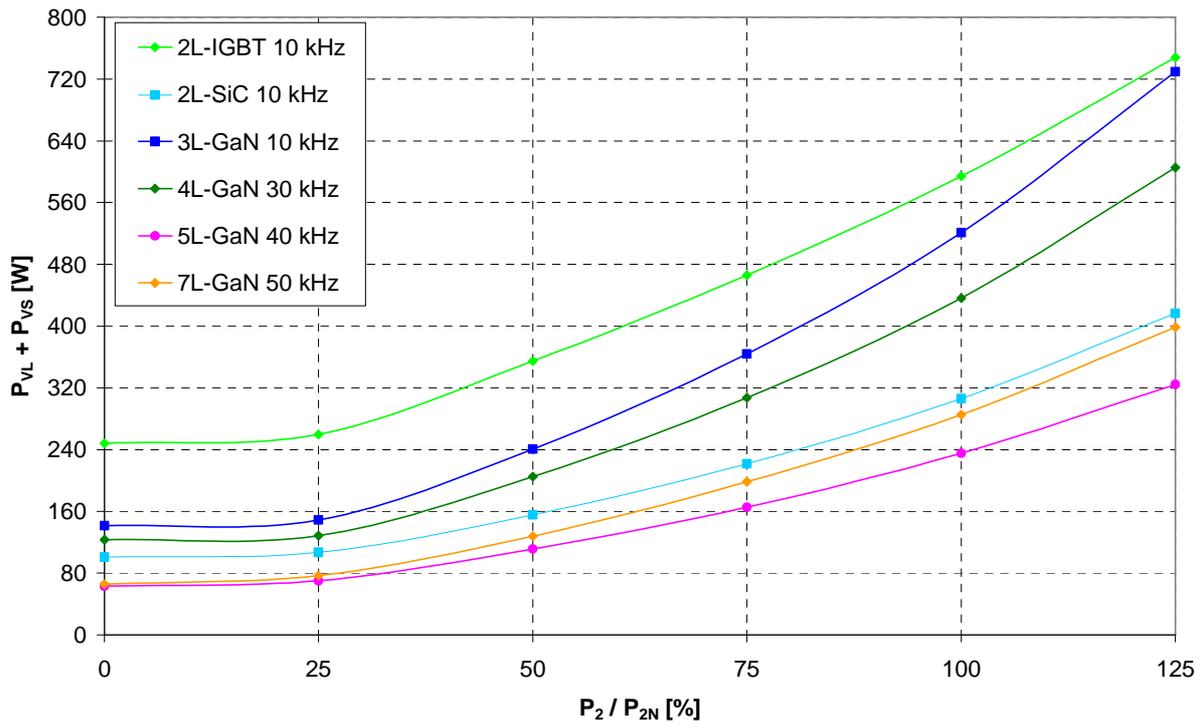
**Abb. 73:** Wirkungsgrad von Wechselrichter und Motorfilter bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (5,5 kW-Asynchronmaschine)

### 6.5.2 Wechselrichter und Motorfilter für 11 kW-Asynchronmaschine

In Abb. 74 und 75 wird die Energieeffizienz des gesamten Antriebssystems, bestehend aus Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter bei verschiedenen Belastungen (0 bis 125 %) der 11 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur mit einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs (2L-IGBT) verglichen. Eine beachtliche Verlustreduzierung wird bereits beim 2-Stufen-Wechselrichter durch den Ersatz von IGBTs durch SiC MOSFETs erreicht. Eine weitere Verlustreduzierung wird durch den 5-Stufen-Wechselrichter (5L-GaN) bei 40 kHz Pulsfrequenz erreicht. Durch den 7-Stufen-Wechselrichter (7L-GaN) bei 50 kHz Pulsfrequenz werden die Verluste jedoch wieder erhöht, so dass der 5L-GaN sowohl bei 25 °C als auch bei 150 °C ein Optimum darstellt. Insgesamt werden durch Anwendung des 5-Stufen-Wechselrichters bei 40 kHz Pulsfrequenz die Verluste im Wechselrichter und Motorfilter bei Nennbetrieb des Motors um 57 % bei 25 °C und 60 % bei 150 °C gegenüber einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs reduziert.

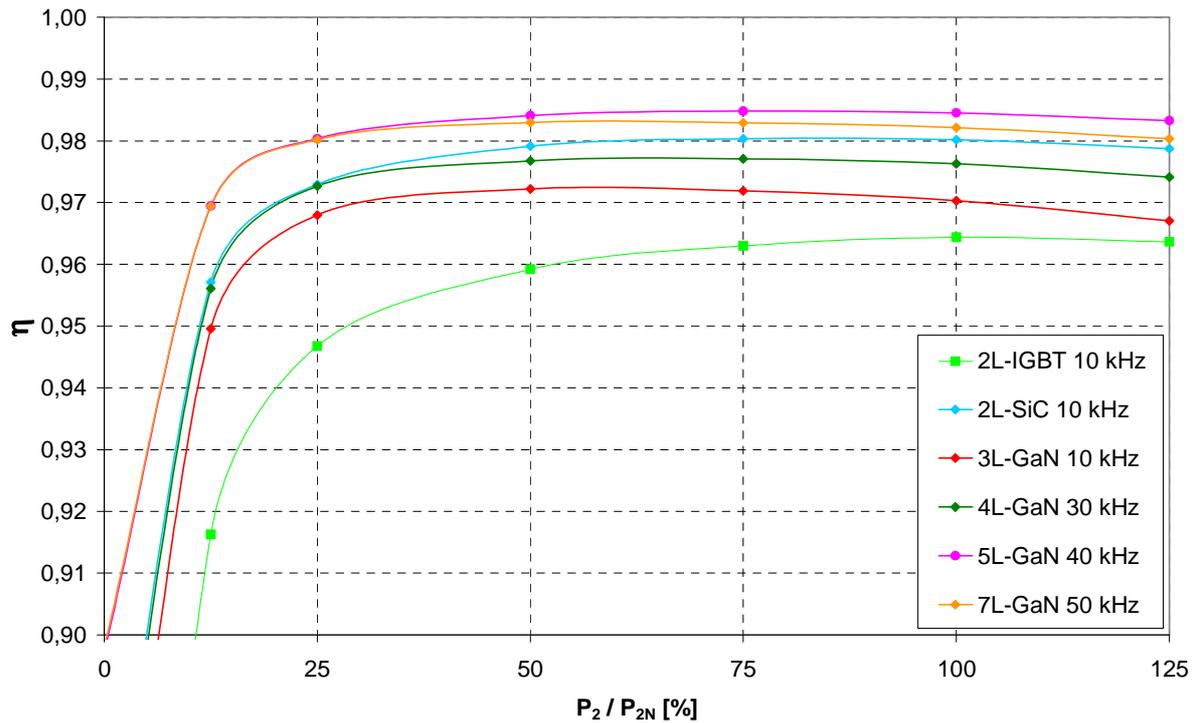


**Abb. 74:** Wechselrichter- und Filterverluste bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)

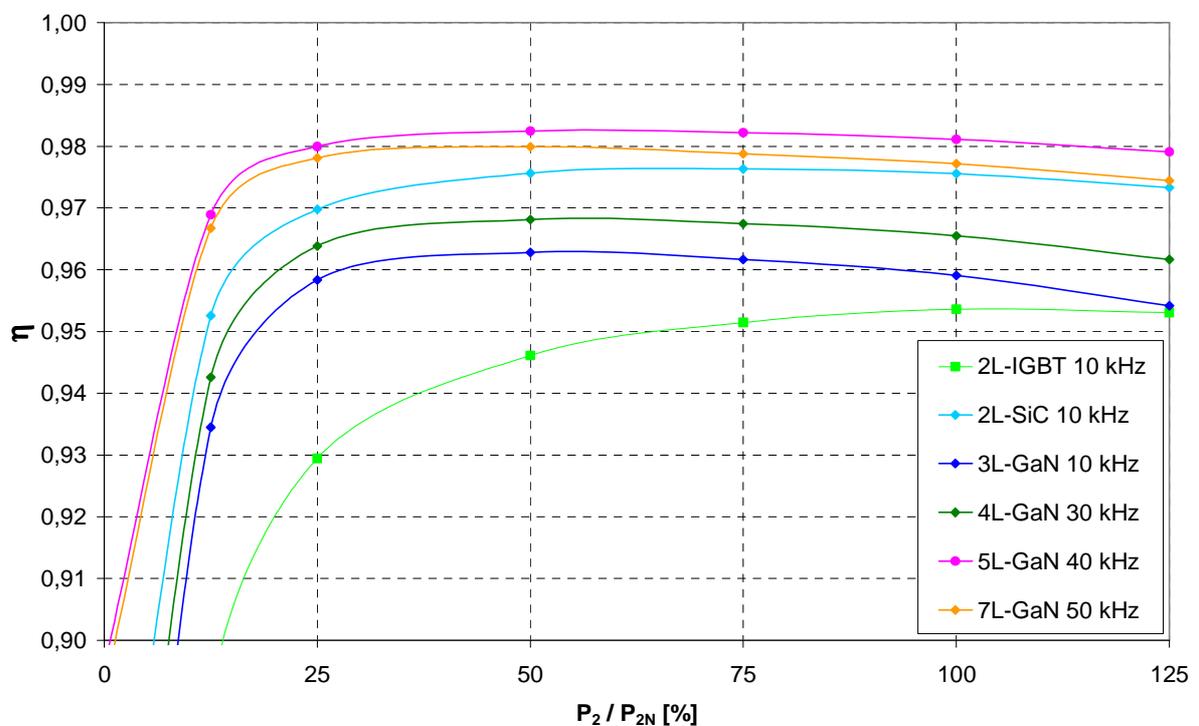


**Abb. 75:** Wechselrichter- und Filterverluste bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)

In den folgenden Diagrammen (Abb. 76 und 77) ist der Wirkungsgrad für Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter als Funktion der Belastung (0 bis 125 %) der 11 kW-Asynchronmaschine bei 25 °C bzw. 150 °C Sperrschichttemperatur dargestellt. Bei Nennbetrieb des Motors kann der Wirkungsgrad bereits durch den 2-Stufen-Wechselrichter SiC MOSFETs (2L-SiC) deutlich verbessert werden (1,6 % bei 25 °C und 2,2 % bei 150 °C). Durch den 5-Stufen-Wechselrichter bei 40 kHz Pulsfrequenz wird bei Nennbetrieb ein Wirkungsgrad von 98,5 % bei 25 °C und 98,1 % bei 150 °C erreicht und gegenüber dem Stand der Technik (2L-IGBT) um 2,1 % bei 25 °C und 2,7 % bei 150 °C verbessert. Außerdem bleibt der Wirkungsgrad in einem großen Lastbereich (ca. 25 bis 125 %) nahezu konstant, beim Stand der Technik (2L-IGBT) schwankt der Wirkungsgrad im genannten Lastbereich um 1,7 % bei 25 °C und 2,4 % bei 150 °C.



**Abb. 76:** Wirkungsgrad von Wechselrichter und Motorfilter bei 25 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)



**Abb. 77:** Wirkungsgrad von Wechselrichter und Motorfilter bei 150 °C Sperrschichttemperatur für 2-, 3-, 4-, 5-, 7-Stufen-Wechselrichter als Funktion der Motorlast (11 kW-Asynchronmaschine)

## 7 Zusammenfassung

Ausgehend von der Raumzeigerdarstellung wurde ein statisches Gegenspannungsmodell der Asynchronmaschine entwickelt, bei dem der stationäre Arbeitspunkt bereits zu Beginn der Simulation zur Verfügung steht und somit erhebliche Rechenzeit bis zum Erreichen des stationären Arbeitspunktes eingespart werden kann. Zur Ermittlung der Durchlass- und Schaltverluste im Mehrstufen-Wechselrichter wurden quasi-statische Simulationsmodelle für die Leistungshalbleiter (IGBTs, SiC MOSFETs, GaN FETs, Dioden) entwickelt, die mit den üblichen Datenblattangaben der Leistungshalbleiter-Hersteller parametrisiert und anstelle der bisher verwendeten aufwändigen dynamischen Modelle in das Antriebssystem integriert werden können. Die Durchlass- und Schaltverluste wurden analysiert für 2-Stufen-, 3-Stufen-, 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter bei 25 °C und 150 °C Sperrschichttemperatur für Pulsfrequenzen zwischen 5 und 50 kHz bei verschiedenen Belastungen einer 5,5 kW- und 11 kW-Asynchronmaschine. Für die Mehrstufen-Wechselrichter wurden die besten aktuell verfügbaren wide-bandgap Leistungshalbleiter (SiC MOSFETs, GaN FETs) mit Spannungsklassen zwischen 200 V und 650 V untersucht und mit dem 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs verglichen. Eine wesentliche Effizienzverbesserung ist bei SiC MOSFETs und GaN FETs durch gezielte Beeinflussung der Durchlass-Kennlinie in Rückwärtsrichtung mit Hilfe der Steuerspannung möglich. Durch positive Steuerspannungen kann der Spannungsabfall im Reverse Conduction Mode gegenüber dem Diodenbetrieb beim GaN FET um ca. 2 V und beim SiC MOSFET sogar um 3,8 V reduziert werden.

Der überwiegende Verlustanteil wird beim 4-Stufen-, 5-Stufen- und 7-Stufen-Wechselrichter durch die Schleusenspannung der Clamping-Dioden verursacht. Daraus resultiert die Idee, die Clamping-Dioden durch aktive Schalter (SiC-MOSFETs, GaN-FETs) zu ersetzen, da hierbei in Durchlassrichtung lediglich der kleine Durchlasswiderstand wirkt. In diesem Fall müssten die durch die Clamping-Dioden ermöglichten Freiläufe aktiv geschaltet werden. Hierfür können die Steuersignale für die Clamping-Schalter durch Logik-Verknüpfungen aus den Steuersignalen für die Hauptschalter generiert werden. Die Verwendung aktiver Clamping-Schalter hat erhebliches Potenzial zur Reduzierung der Halbleiterverluste, erfordert jedoch die Entwicklung von rückwärts sperrfähigen wide-bandgap Leistungshalbleitern.

Mit zunehmender Stufenzahl und Pulsfrequenz des Wechselrichters reduzieren sich Baugröße, Gewicht und Verluste des Motorfilters. Bei der 5,5 kW-Asynchronmaschine können durch Erhöhung der Wechselrichter-Stufenzahl auf 5 und der Pulsfrequenz auf 20 kHz Größe, Gewicht und Verluste um ca. 70 % gegenüber dem Stand der Technik (2-Stufen-Wechselrichter mit 5 kHz Pulsfrequenz) reduziert werden. Beim 11 kW-Asynchronmotor ist die maximale Volumen- und Gewichtsreduzierung um 86 % bzw. 78 % ebenfalls bei 5 Stufen und 40 kHz Pulsfrequenz und die maximale Verlustreduzierung um 72 % bei 7 Wechselrichter-Stufen und 50 kHz Pulsfrequenz erreicht.

Für die leistungselektronischen Komponenten des Antriebssystems (Mehrstufen-Wechselrichter und Motorfilter) wird eine beträchtliche Verlustreduzierung bereits beim 2-Stufen-Wechselrichter durch den Ersatz von IGBTs durch SiC MOSFETs erreicht. Eine weitere Verlustreduzierung ist durch den 5-Stufen-Wechselrichter mit 20 kHz Pulsfrequenz bei der 5,5 kW-Asynchronmaschine bzw. mit 40 kHz Pulsfrequenz bei der 11 kW-Asynchronmaschine möglich. Durch den 7-Stufen-Wechselrichter werden die Verluste mit der 5,5 kW-Asynchronmaschine noch einmal geringfügig reduziert, jedoch bei der 11 kW-Asynchronmaschine wieder erhöht, so dass der 5-Stufen-Wechselrichter für die untersuchten Motoren ein Optimum darstellt. Insgesamt werden durch Anwendung des 5-Stufen-Wechselrichters mit GaN FETs die Verluste im Wechselrichter und Motorfilter bei Nennbetrieb des 5,5 kW- und 11 kW-Motors um ca. 60 % gegenüber einem konventionellen 2-Stufen-Wechselrichter mit IGBTs reduziert. Dadurch wird ein Wirkungsgrad von 98,5 % bei 25 °C und 98,2 % bei 150 °C erreicht und gegenüber dem Stand der Technik um 2,1 % bei 25 °C und 2,8 % bei 150 °C verbessert. Außerdem bleibt der Wirkungsgrad in einem großen Lastbereich nahezu konstant.

Die Entwicklung von Mehrstufen-Wechselrichtern mit neuen wide-bandgap Leistungshalbleitern kann einen erheblichen Beitrag zur Effizienzsteigerung bei elektrischen Antrieben für neue Anwendungen wie Elektromobilität oder Umwandlung erneuerbarer Energien leisten.

**Verzeichnis der Formelzeichen**

$C_{FY}$	Kapazität des Sinusfilters
$C_K$	Kapazität zwischen den Leitern des Motorkabels
$C_S$	Kapazität zwischen Leiter und Schirm des Motorkabels
$\cos \varphi_1$	Leistungsfaktor
$d$	Dämpfung
$E_{onT}$	Einschaltverlustenergie des elektronischen Schalters
$E_{offT}$	Ausschaltverlustenergie des elektronischen Schalters
$E_{rr}$	Ausschaltverlustenergie der Leistungsdiode
$f_0$	Eigenfrequenz
$f_1$	Statorfrequenz
$f_p$	Pulsfrequenz
$I_1$	Statorstrangstrom (Effektivwert)
$I_2$	Rotorstrangstrom (Effektivwert)
$I_C$	Kollektorstrom des IGBT
$I_{Con}$	Kollektorstrom im Einschaltaugenblick
$I_{Coff}$	Kollektorstrom im Ausschaltaugenblick
$I_F$	Durchlassstrom der Leistungsdiode
$I_{Fe}$	Eisenverluststrom (Effektivwert)
$I_T$	Transistorstrom
$I_D$	Diodenstrom
$I_{DS}$	Drainstrom des MOSFET
$I_{WR}$	Wechselrichter-Ausgangsstrom
$I_\mu$	Magnetisierungsstrom (Effektivwert)
$i_1$	Statorstrangstrom (Raumzeiger)
$i_2$	Rotorstrangstrom (Raumzeiger)
$J$	Gesamtträgheitsmoment
$L_h$	Hauptinduktivität
$L_{1\sigma}$	Statorstreuinduktivität
$L_{2\sigma}$	Rotorstreuinduktivität
$L_1$	Statorinduktivität
$L_2$	Rotorinduktivität
$L_F$	Induktivität des Sinusfilters
$L_K$	Induktivität des Motorkabels
$l$	Länge des Motorkabels
$m$	Luftspaltdrehmoment (dynamisch)
$m$	Wechselrichter-Modulationsgrad
$m_w$	mechanisches Drehmoment (dynamisch)
$P_2$	mechanische Leistung
$P_{2N}$	Nennwert der mechanischen Leistung
$P_{el}$	elektrische Leistung
$P_V$	Gesamtverlustleistung
$P_{VF}$	Verlustleistung des Sinusfilters

$P_{VL}$	Durchlassverluste
$P_{VS}$	Schaltverluste
$Q_{rr}$	Sperrverzögerungsladung (reverse recovery charge)
$R_1$	ohmscher Widerstand der Statorwicklung
$R_2$	ohmscher Widerstand des Rotors
$R_{Dson}$	Durchlasswiderstand des MOSFET
$R_F$	ohmscher Widerstand des Sinusfilters
$R_{Fe}$	Eisenverlustwiderstand
$R_K$	ohmscher Widerstand des Motorkabels
$r_{CE}$	Durchlass-Ersatzwiderstand des IGBT
$r_F$	Durchlass-Ersatzwiderstand der Leistungsdiode
$s$	Schlupf
$T_j$	Sperrschichttemperatur
$THD_u$	Oberschwingungsgehalt der Wechselrichter-Ausgangsspannung
$U_1$	Statorstrangspannung (Effektivwert)
$U_h$	Hauptfeldspannung (Effektivwert)
$u_1$	Statorstrangspannung (Raumzeiger)
$u_h$	Hauptfeldspannung (Raumzeiger)
$U_{CE}$	Durchlassspannung des IGBT
$U_{CETO}$	Schleusenspannung des IGBT
$U_{DS}$	Durchlassspannung des MOSFET
$U_F$	Durchlassspannung der Leistungsdiode
$U_{F0}$	Schleusenspannung der Leistungsdiode
$U_{GE}$	Gate-Emitter-Spannung (Steuerspannung) des IGBT
$U_{GS}$	Gate-Source-Spannung (Steuerspannung) des MOSFET
$U_d$	Zwischenkreisspannung
$z_p$	Polpaarzahl
$\varphi_1$	Phasenverschiebung zwischen Statorspannung und -strom
$\varphi_{uh}$	Phasenverschiebung zwischen Stator- und Gegenspannung
$\eta$	Wirkungsgrad
$\sigma_{L_1}$	Streuung
$\tau_2$	Rotorzeitkonstante
$\omega$	mechanische Kreisfrequenz der Motorwelle (dynamisch)
$\omega_{\Psi_2}$	Kreisfrequenz des Rotorflusses
$\Psi_{2d}$	Rotorfluss (Raumzeiger)
CD	Clamping-Diode
D	Freilaufdiode
L	Anzahl der Wechselrichterstufen
T	elektronischer Schalter
$GS$	Grundschwingung
$OS$	Oberschwingung
$ref$	Bezugswert für Nennbedingungen

**Literaturverzeichnis**

- [1] Badawi, N.; Bahat-Treidel, E.; Dieckerhoff, S.; Hilt, O.; Würfl, J.: Evaluation of 600V GaN and SiC schottky diodes at different temperatures. European Conference on Power Electronics and Applications, Lille 2013, Proceedings on CDROM
- [2] Hoffmann, L.; Gautier, C.; Lefebvre, S.: Thermal measurement of losses of GaN power transistors for optimization of their drive. European Conference on Power Electronics and Applications, Lille 2013, Proceedings on CD-ROM
- [3] Eckardt, B.; Wild, M.; Joffe, C.; Zeltner, S.; Endres, S.; März, M.: Advanced vehicle charging solutions using SiC and GaN power devices. International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, Nürnberg 2018, S. 38-43
- [4] Wu, Y.-F.; Kebort, D.; Guerrero, J.; Yea, S.; Honea, J.; Shirabe, K.; Kang, J.: High frequency GaN diode-free motor drive inverter with pure sine-wave output. International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, Nürnberg 2012, S. 76-83
- [5] Kuring, C.; Lenth, J.; Böcker, J.; Kahl, T.; Dieckerhoff, S.: Application of GaN-GIT in a single-phase T-type inverter. International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, Nürnberg 2018, S. 905-912
- [6] Lange, A.; Lautner, J.; Piepenbreier, B.: High efficiency three-level simplified neutral point clamped (3L-SNPC) inverter with GaN-Si hybrid structure. International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, Nürnberg 2018, S. 1726-1732
- [7] Ravyts, S.; Dalla Vecchia, M.; Zwysen, J.; Van den Broeck, G.; Driesen, J.: Comparison between an interleaved boost converter using Si MOSFETs versus GaN HEMTs. International Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, Nürnberg 2018, S. 647-654
- [8] Kurumatani, H.; Katsura, S.: GaN-HEMT-based three level T-type NPC inverter using reverse-conducting mode in rectifying. 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh 2017, S. 1941-1946
- [9] Reusch, D.; Glaser, J.: eGaN FET-based synchronous rectification. Bodo's Power Systems, June 2018, pp. 72-75
- [10] Eberle, K.; Wiener, P.: GaN systems unveils an online circuit simulation tool for evaluating gallium nitride power transistor circuits. Bodo's Power Systems, June 2018, pp. 36
- [11] Xu, J.; Chen, D.: A performance comparison of GaN E-HEMTs versus SiC MOSFETs in power switching applications. Bodo's Power Systems, June 2017, pp. 36 – 39
- [12] Wang, Z.; Honea, J.; Wu, Y.: Design and implementation of a high-efficiency three-level inverter using GaN HEMTs. PCIM Europe, May 2015, pp. 486 – 492

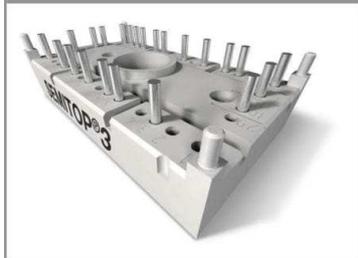
- [13] Lei, Y.; Barth, C.; Qin, S.; Liu, W.; Stichwell, A.: A 2 kW single-phase 7-level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in<sup>3</sup> power density and 97.6% peak efficiency. IEEE 2016, pp. 1512 – 1519
- [14] Lei, Y.; Barth, C.; Qin, S.; Liu, W.; Stichwell, A.: A 2-kW single-phase seven-level flying capacitor multilevel inverter with an active energy buffer. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 11, November 2017, pp. 8570 – 8580
- [15] SEMIKRON International GmbH, Applikationshandbuch Leistungshalbleiter. Verlag ISLE, Ilmenau 2010
- [16] [www.semikron.com/de/produkte/produktklassen/igbt-module.html](http://www.semikron.com/de/produkte/produktklassen/igbt-module.html)
- [17] [www.diodes.com/assets/Datasheets/SBR40U300CT.pdf](http://www.diodes.com/assets/Datasheets/SBR40U300CT.pdf)
- [18] [www.wolfspeed.com/power/products/sic-mosfets](http://www.wolfspeed.com/power/products/sic-mosfets)
- [19] GaN Systems: GaN Switching Loss Simulation using LTSpice. Application Brief, May 2018
- [20] Di Maso, P.; Chen, D.: System level consideration with GaN power switching. APEC Industry Session, San Antonio Texas 2018
- [21] Lu, J.; Liu, G.; Bai, H.: Critical transient processes of enhancement-mode GaN HEMTs in high-efficiency and high-reliability applications. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, No. 3, September 2017, pp. 283 - 291
- [22] Hou, R.; Lu, J.; Chen, D.: Parasitic capacitance  $E_{qoss}$  loss mechanism, calculation and measurement in hard-switching for GaN HEMTs. APEC 2018
- [23] [www.gansystems.com/design-center/three-phase-traction-inverter/](http://www.gansystems.com/design-center/three-phase-traction-inverter/)
- [24] [www.gansystems.com/gan-transistors/gs66508b/](http://www.gansystems.com/gan-transistors/gs66508b/)
- [25] [www.epc-co.com/epc/Products/eGaNFETsandICs/EPC2034C.aspx](http://www.epc-co.com/epc/Products/eGaNFETsandICs/EPC2034C.aspx)
- [26] Lidow, A.; De Rooij, M.; Strydom, J.; Reusch, D.; Glaser, J.: GaN Transistors for Efficient Power Conversion. Third Edition, John Wiley & Sons Ltd. 2020
- [27] El-Dwaik, F.: Ein Beitrag zur Optimierung des Wirkungsgrades und der EMV von Wechselrichtern für batteriegespeiste Antriebssysteme. Dissertation TU Chemnitz, 1998
- [28] Floricaud, D.; Gateau, G.; Leredde, A.; Teodorescu, R.: The efficiency of three-level active NPC converter for different PWM strategies. European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona 2009, Proceedings on CD-ROM.
- [29] Tomta, G.; Nilsen, R.: Analytical equations for three level NPC converters. European Conference on Power Electronics and Applications, Graz 2001, Proceedings on CD-ROM.
- [30] [www.semikron.com/de/service-support/semisel-simulation.html](http://www.semikron.com/de/service-support/semisel-simulation.html)
- [31] Mecke, R.: Comparison of power semiconductor losses in two-level and three-level NPC inverters. PCIM Europe, May 2011, pp. 1118 – 1123

- 
- [29] Spenke, R.: Power-Module auf SiC-Basis für alle Leistungsklassen. ELEKTRONIKPRAXIS, Nr. 13, 2.7.2020, S. 39 – 41
- [30] Kou, L.; Lu, J.: Advantages of 100V GaN in 48V applications. Bodo`s Power Systems, September 2020, pp. 36 - 39
- [34] Mente, R.: Silizium versus Siliziumkarbid: zwei MOSFETs im Vergleich. ELEKTRONIKPRAXIS, Nr. 10, 20.5.2020, S. 26 – 28
- [35] Leteinturier, P.; Mueller, C.: Power semiconductors – the keys for a future green mobility. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 5 – 9
- [36] Ming, X.; Li, X.; Zhang, Z.; Qin, Y.: A GaN HEMT gate driver IC with programmable turn-on dV/dt control. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 98 – 101
- [37] Takaya, H.; Misumi, T.; Fujiwara, H.; Ito, T.: 4H-SiC trench MOSFET with low on-resistance at high temperature. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 118 – 121
- [38] Moench, S.; Reiner, R.; Waltereit, P.; Müller, S.: A 600 V p-GaN gate HEMT with intrinsic freewheeling schottky-diode in a GaN power IC with bootstrapped driver and sensors. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 254 – 257
- [39] Li, S.; Yang, S.; Han, S.; Sheng, K.: Investigation of temperature-dependent dynamic  $R_{ON}$  of GaN HEMT with hybrid-drain under hard and soft switching. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 306 – 309
- [40] Zhang, L.; Wei, J.; Zheng, Z.; Song, W.: 700-V p-GaN gate HEMT with low-voltage third quadrant operation using area-efficient built-in diode. 32<sup>nd</sup> International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, September 2020, S. 521 – 524

**A Anhang**

**A.1 Datenblatt des IGBT SK25GD12T4ET**

**SK25GD12T4ET**



SEMITOP® 3

IGBT Module

SK25GD12T4ET

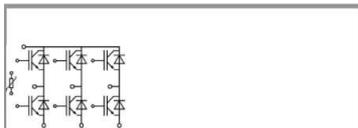
**Features**

- One screw mounting module
- Trench4 IGBT technology
- CAL4 technology FWD
- Integrated NTC temperature sensor

**Typical Applications\***

**Remarks**

- $V_{CE,sat}$ ,  $V_F$  = chip level value

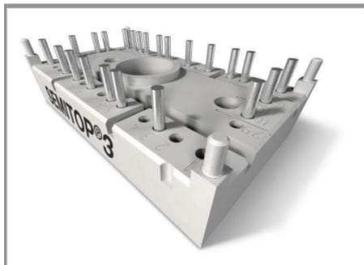


GD-ET

Absolute Maximum Ratings		$T_s = 25\text{ °C}$ , unless otherwise specified		
Symbol	Conditions	Values	Units	
<b>IGBT</b>				
$V_{CES}$	$T_j = 25\text{ °C}$	1200	V	
$I_C$	$T_j = 175\text{ °C}$	$T_s = 25\text{ °C}$	37 A	
		$T_s = 70\text{ °C}$	30 A	
$I_{CRM}$	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	75	A	
$V_{GES}$		$\pm 20$	V	
$t_{psc}$	$V_{CC} = 800\text{ V}$ ; $V_{GE} \leq 15\text{ V}$ ; $T_j = 150\text{ °C}$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	10	$\mu\text{s}$	
<b>Inverse Diode</b>				
$I_F$	$T_j = 175\text{ °C}$	$T_s = 25\text{ °C}$	30 A	
		$T_s = 70\text{ °C}$	25 A	
$I_{FRM}$	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$	75	A	
$I_{FSM}$	$t_p = 10\text{ ms}$ ; half sine wave $T_j = 150\text{ °C}$	160	A	
<b>Module</b>				
$I_{l(RMS)}$			A	
$T_{vj}$		-40 ... +175	$^{\circ}\text{C}$	
$T_{stg}$		-40 ... +125	$^{\circ}\text{C}$	
$V_{isol}$	AC, 1 min.	2500	V	

Characteristics		$T_s = 25\text{ °C}$ , unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>IGBT</b>					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$ ; $I_C = 0,85\text{ mA}$	5	5,8	6,5	V
$I_{CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$ ; $V_{CE} = V_{CES}$	$T_j = 25\text{ °C}$	1		mA
		$T_j = 125\text{ °C}$			mA
$I_{GES}$	$V_{CE} = 0\text{ V}$ ; $V_{GE} = 20\text{ V}$	$T_j = 25\text{ °C}$	120		nA
		$T_j = 125\text{ °C}$			nA
$V_{CE0}$		$T_j = 25\text{ °C}$	1,1	1,3	V
		$T_j = 150\text{ °C}$	1	1,2	V
$r_{CE}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ °C}$	30		$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150\text{ °C}$	50		$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 25\text{ A}$ ; $V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ °C}_{chiplev.}$	1,85	2,05	V
		$T_j = 150\text{ °C}_{chiplev.}$	2,25	2,45	V
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}$ ; $V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	1,43		nF
$C_{oes}$			0,115		nF
$C_{res}$			0,085		nF
$Q_G$	$V_{GE} = -7\text{ V} \dots +15\text{ V}$		137,5	nC	
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 19\ \Omega$ $di/dt = 2825\text{ A}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_C = 25\text{ A}$	22		ns
$t_r$			19,5		ns
$E_{on}$			2,27		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 19\ \Omega$ $di/dt = 2825\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150\text{ °C}$ $V_{GE} = -7/+15\text{ V}$	288		ns
			77,5		ns
			2,7		mJ
$R_{th(j-s)}$	per IGBT	1,31	K/W		

# SK25GD12T4ET



**SEMITOP<sup>®</sup> 3**

## IGBT Module

**SK25GD12T4ET**

### Features

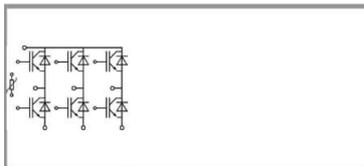
- One screw mounting module
- Trench4 IGBT technology
- CAL4 technology FWD
- Integrated NTC temperature sensor

### Typical Applications\*

### Remarks

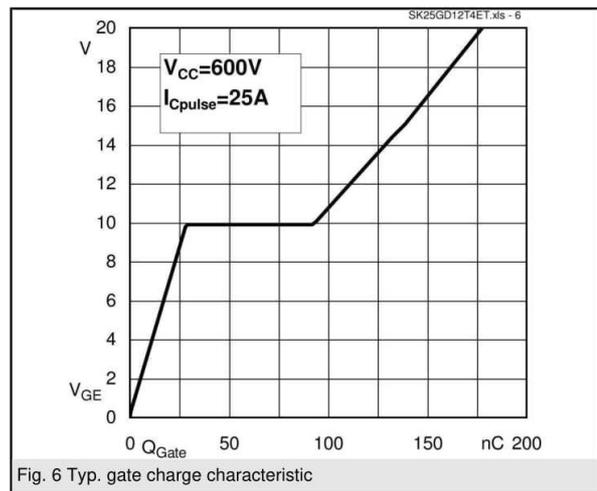
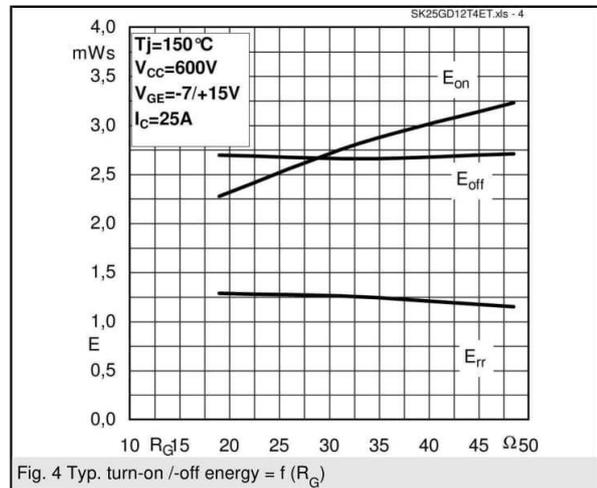
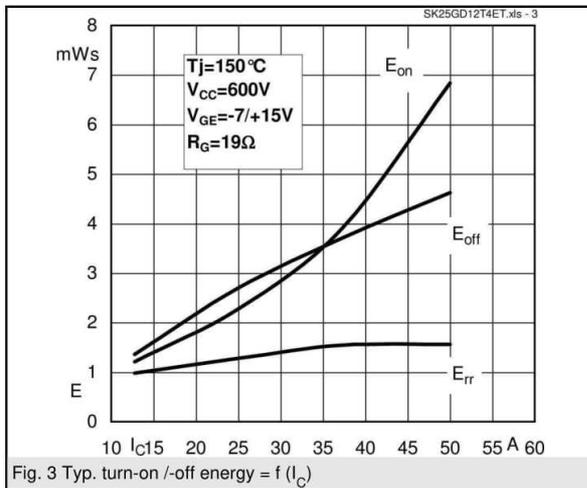
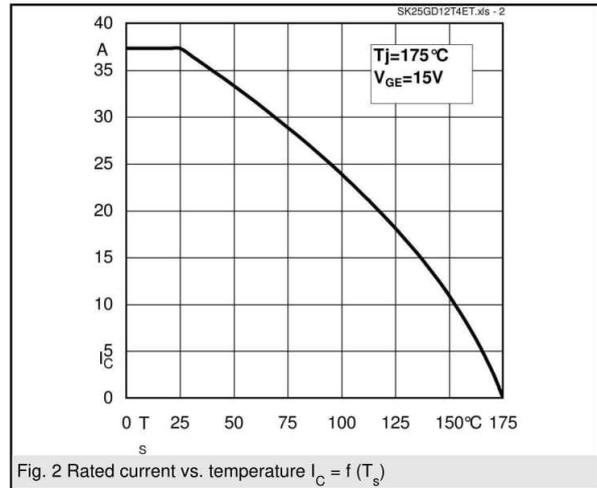
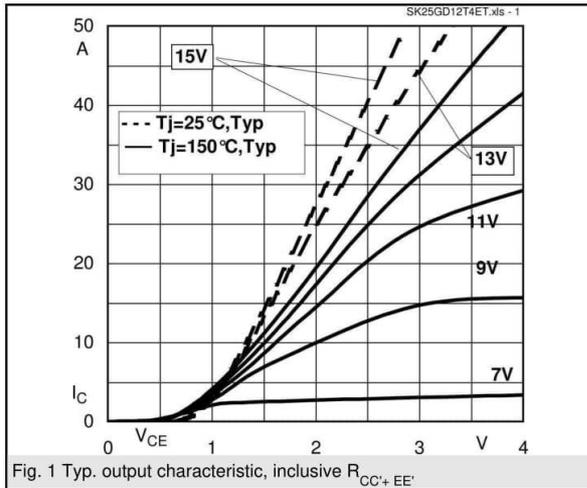
- $V_{CE,sat}$ ,  $V_F$  = chip level value

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>Inverse Diode</b>					
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 25 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,4	2,62	V
		$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,45	2,8	V
$V_{F0}$		$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1,3	1,5	V
		$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	0,9	1,1	V
$r_F$		$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	44	45	m $\Omega$
		$T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	62	68	m $\Omega$
$I_{RRM}$	$I_F = 25 \text{ A}$		31,5		A
$Q_{rr}$	$di/dt = 2825 \text{ A}/\mu\text{s}$		1,15		$\mu\text{C}$
$E_{rr}$	$V_{CC} = 600\text{V}$		1,28		mJ
$R_{th(j-s)D}$	per diode		1,91		K/W
$M_s$	to heat sink	2,25		2,5	Nm
w			30		g
<b>Temperature sensor</b>					
$R_{100}$	$T_s = 100^\circ\text{C} (R_{25} = 5\text{k}\Omega)$		493 $\pm$ 5%		$\Omega$



**GD-ET**

# SK25GD12T4ET



SK25GD12T4ET

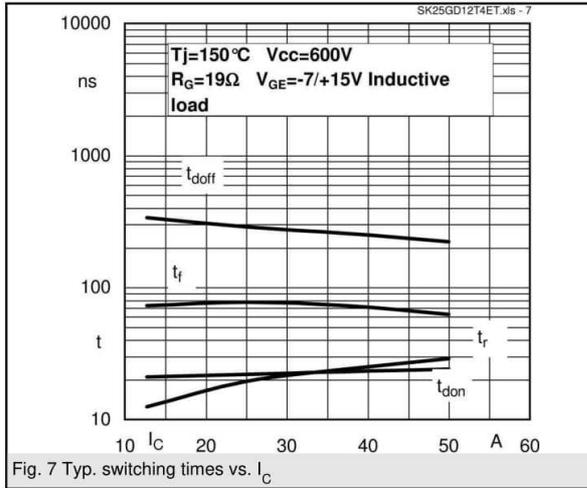


Fig. 7 Typ. switching times vs.  $I_C$

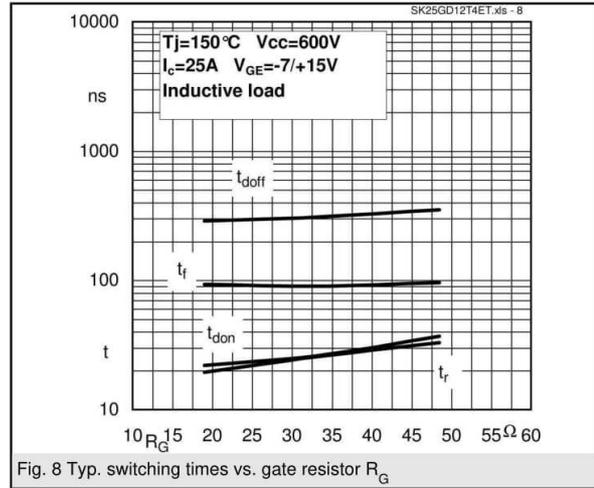


Fig. 8 Typ. switching times vs. gate resistor  $R_G$

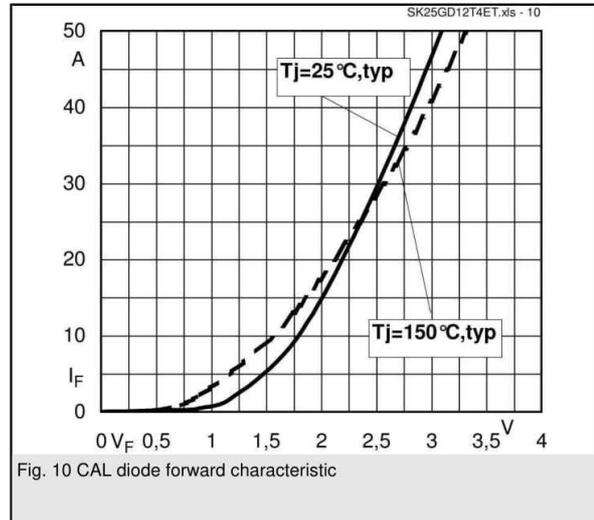


Fig. 10 CAL diode forward characteristic

A.2 Datenblatt des SiC MOSFET C3M0060065J



**C3M0060065J**

**Silicon Carbide Power MOSFET**  
**C3M™ MOSFET Technology**  
 N-Channel Enhancement Mode

$V_{DS}$	650 V
$I_D @ 25^\circ\text{C}$	36 A
$R_{DS(on)}$	60 mΩ

**Features**

- 3rd Generation SiC MOSFET technology
- Low inductance package with driver source pin
- 7mm of creepage distance between drain and source
- High blocking voltage with low on-resistance
- High speed switching with low capacitances
- Fast intrinsic diode with low reverse recovery (Qrr)
- Halogen free, RoHS compliant

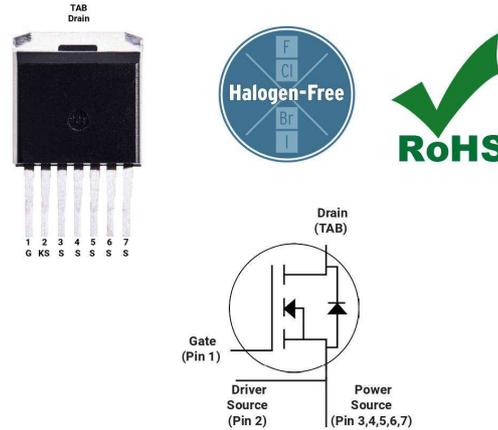
**Benefits**

- Higher system efficiency
- Reduced cooling requirements
- Increased power density
- Increased system switching frequency
- Easy to parallel and simple to drive
- Enable new hard switching PFC topologies (Totem-Pole)

**Applications**

- EV charging
- Server power supplies
- Solar PV inverters
- UPS
- DC/DC converters

**Package**



Part Number	Package	Marking
C3M0060065J	TO-263-7	C3M0060065J

**Maximum Ratings** ( $T_c = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
$V_{DSmax}$	Drain - Source Voltage	650	V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	
$V_{GSmax}$	Gate - Source Voltage (dynamic)	-8/+19	V	AC ( $f > 1\text{ Hz}$ )	Note: 1
$V_{GSop}$	Gate - Source Voltage (static)	-4/+15	V	Static	Note: 2
$I_D$	Continuous Drain Current	36	A	$V_{GS} = 15\text{ V}, T_C = 25^\circ\text{C}$	Fig. 19
		26		$V_{GS} = 15\text{ V}, T_C = 100^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	53	A	Pulse width $t_p$ limited by $T_{jmax}$	
$P_D$	Power Dissipation	136	W	$T_c = 25^\circ\text{C}, T_j = 175^\circ\text{C}$	Fig. 20
$T_J, T_{stg}$	Operating Junction and Storage Temperature	-40 to +175	$^\circ\text{C}$		
$T_L$	Solder Temperature	260	$^\circ\text{C}$	1.6mm (0.063") from case for 10s	

Note (1): When using MOSFET Body Diode  $V_{GSmax} = -4\text{V}/+19\text{V}$   
 Note (2): MOSFET can also safely operate at  $0/+15\text{ V}$


**Electrical Characteristics** ( $T_c = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	650			V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.8	2.3	3.6	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 5\ \text{mA}$	Fig. 11
			1.9		V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 5\ \text{mA}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current		1	50	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = 650\ \text{V}, V_{GS} = 0\ \text{V}$	
$I_{GSS}$	Gate-Source Leakage Current		10	250	nA	$V_{GS} = 15\ \text{V}, V_{DS} = 0\ \text{V}$	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance	42	60	79	m $\Omega$	$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 13.2\ \text{A}$	Fig. 4, 5, 6
			80			$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 13.2\ \text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
$g_{fs}$	Transconductance		10		S	$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 13.2\ \text{A}$	Fig. 7
			9			$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 13.2\ \text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
$C_{iss}$	Input Capacitance		1020		pF	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DS} = 600\ \text{V}$ $f = 1\ \text{MHz}$ $V_{AC} = 25\ \text{mV}$	Fig. 17, 18
$C_{oss}$	Output Capacitance		80				
$C_{rfs}$	Reverse Transfer Capacitance		9				
$C_{o(er)}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)		95		pF	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DS} = 0\text{V to } 400\ \text{V}$	Note 3
$C_{o(tr)}$	Effective Output Capacitance (Time Related)		132				
$E_{oss}$	$C_{oss}$ Stored Energy		15		$\mu\text{J}$	$V_{DS} = 600\ \text{V}, 1\ \text{MHz}$	Fig. 16
$E_{ON}$	Turn-On Switching Energy (Body Diode)		41		$\mu\text{J}$	$V_{DS} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}, I_D = 13.2\ \text{A},$ $R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega, L = 135\ \mu\text{H}, T_J = 175^\circ\text{C}$ FWD = Internal Body Diode of MOSFET	Fig. 25
$E_{OFF}$	Turn Off Switching Energy (Body Diode)		5				
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		9		ns	$V_{DD} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}$ $I_D = 13.2\ \text{A}, R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega, L = 135\ \mu\text{H}$ Timing relative to $V_{DS}$ Inductive load	Fig. 26
$t_r$	Rise Time		8				
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		17				
$t_f$	Fall Time		6				
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance		3		$\Omega$	$f = 1\ \text{MHz}, V_{AC} = 25\ \text{mV}$	
$Q_{gs}$	Gate to Source Charge		14		nC	$V_{DS} = 400\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}$ $I_D = 13.2\ \text{A}$ Per IEC60747-8-4 pg 21	Fig. 12
$Q_{gd}$	Gate to Drain Charge		14				
$Q_g$	Total Gate Charge		46				

Note (3):  $C_{o(er)}$ , a lumped capacitance that gives same stored energy as  $C_{oss}$  while  $V_{ds}$  is rising from 0 to 400V  
 $C_{o(tr)}$ , a lumped capacitance that gives same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{ds}$  is rising from 0 to 400V



**Reverse Diode Characteristics** ( $T_c = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	5.1		V	$V_{GS} = -4\text{ V}, I_{SD} = 6.6\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$	Fig. 8, 9, 10
		4.8		V	$V_{GS} = -4\text{ V}, I_{SD} = 6.6\text{ A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
$I_S$	Continuous Diode Forward Current		21	A	$V_{GS} = -4\text{ V}, T_c = 25^\circ\text{C}$	Note 1
$I_{S, pulse}$	Diode pulse Current		53	A	$V_{GS} = -4\text{ V}$ , pulse width $t_p$ limited by $T_{Jmax}$	Note 1
$t_{rr}$	Reverse Recover time	8		ns	$V_{GS} = -4\text{ V}, I_{SD} = 13.2\text{ A}, V_R = 400\text{ V}$ $dif/dt = 3600\text{ A}/\mu\text{s}, T_J = 175^\circ\text{C}$	Note 1
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	75		nC		
$I_{rrm}$	Peak Reverse Recovery Current	15		A		
$t_{rr}$	Reverse Recover time	10		ns	$V_{GS} = -4\text{ V}, I_{SD} = 13.2\text{ A}, V_R = 400\text{ V}$ $dif/dt = 2300\text{ A}/\mu\text{s}, T_J = 175^\circ\text{C}$	Note 1
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	62		nC		
$I_{rrm}$	Peak Reverse Recovery Current	10		A		

**Thermal Characteristics**

Symbol	Parameter	Typ.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance from Junction to Case	1.1	$^\circ\text{C}/\text{W}$		Fig. 21
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance From Junction to Ambient	40			



Typical Performance

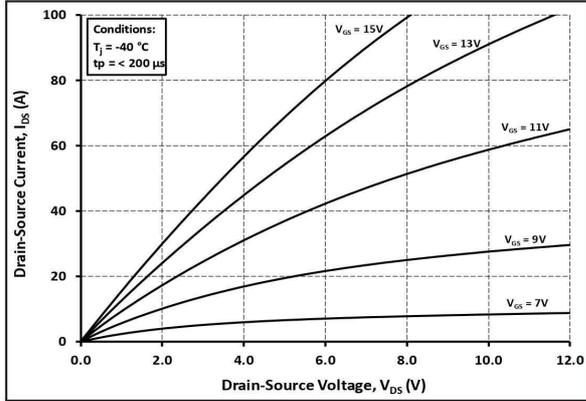


Figure 1. Output Characteristics  $T_J = -40\text{ }^\circ\text{C}$

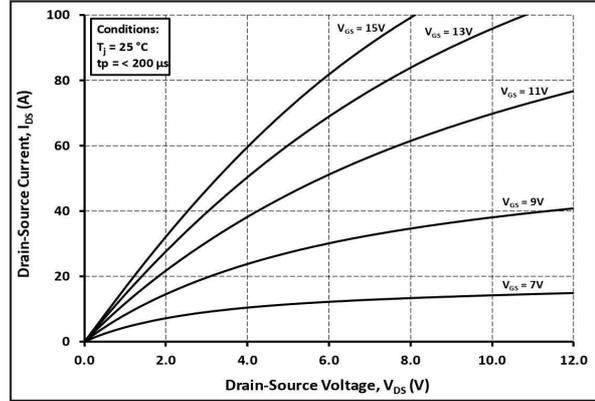


Figure 2. Output Characteristics  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

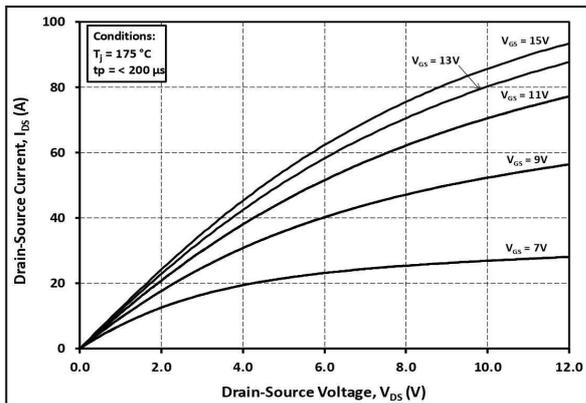


Figure 3. Output Characteristics  $T_J = 175\text{ }^\circ\text{C}$

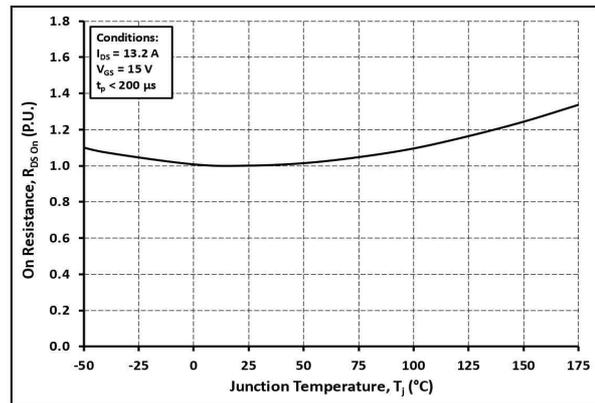


Figure 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

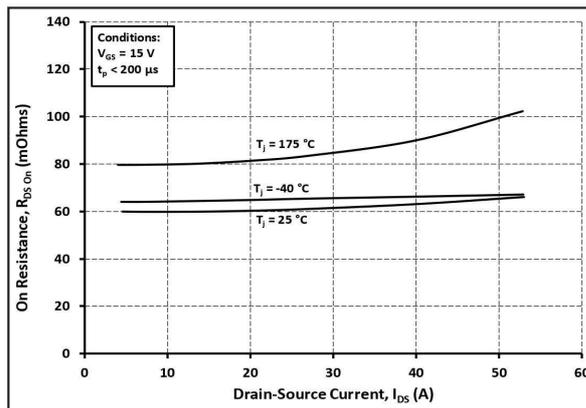


Figure 5. On-Resistance vs. Drain Current For Various Temperatures

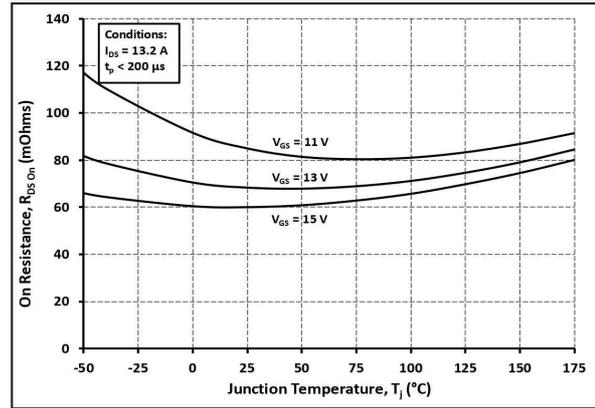


Figure 6. On-Resistance vs. Temperature For Various Gate Voltage



Typical Performance

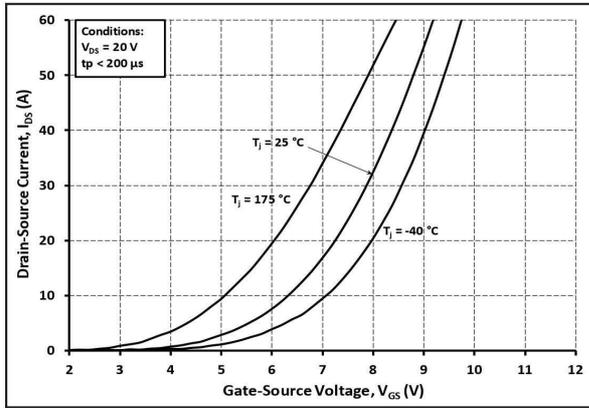


Figure 7. Transfer Characteristic for Various Junction Temperatures

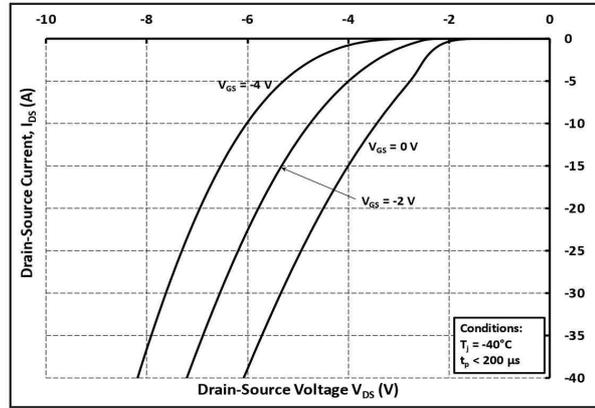


Figure 8. Body Diode Characteristic at -40 °C

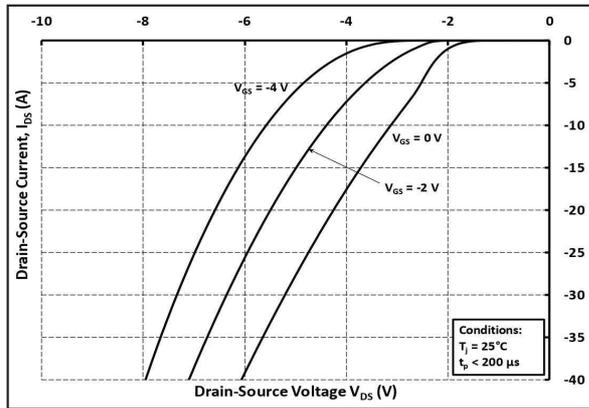


Figure 9. Body Diode Characteristic at 25 °C

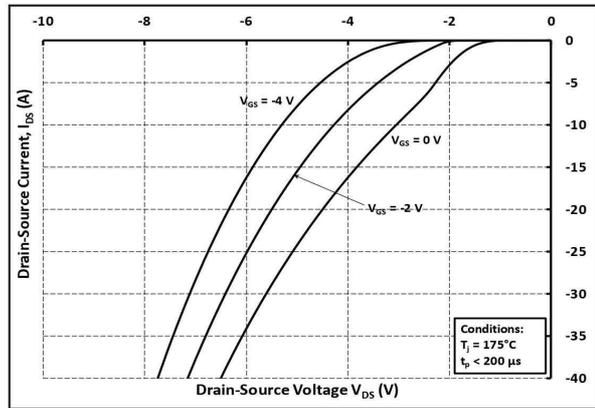


Figure 10. Body Diode Characteristic at 175 °C

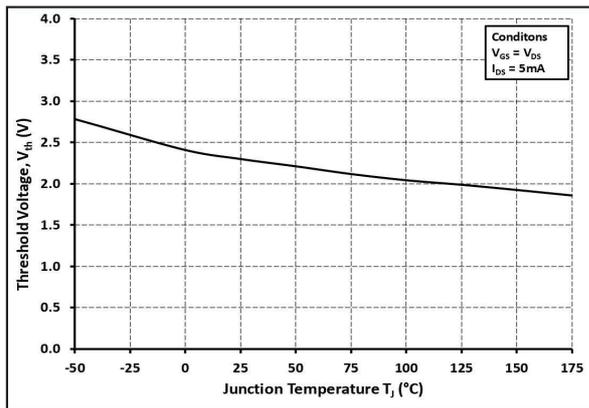


Figure 11. Threshold Voltage vs. Temperature

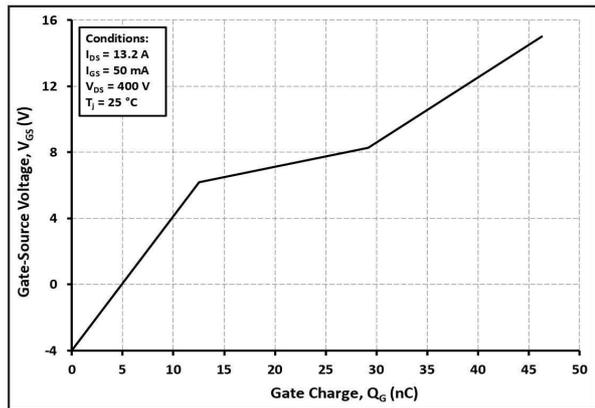


Figure 12. Gate Charge Characteristics



Typical Performance

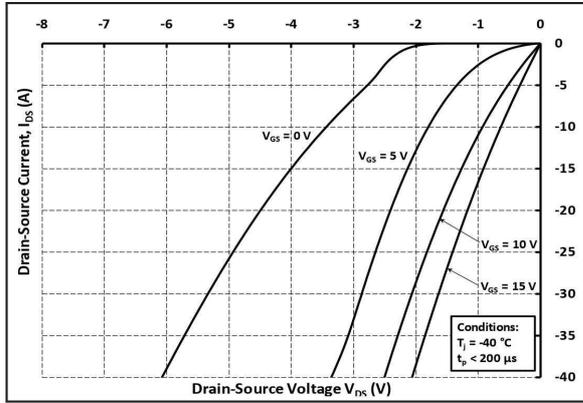


Figure 13. 3rd Quadrant Characteristic at -40 °C

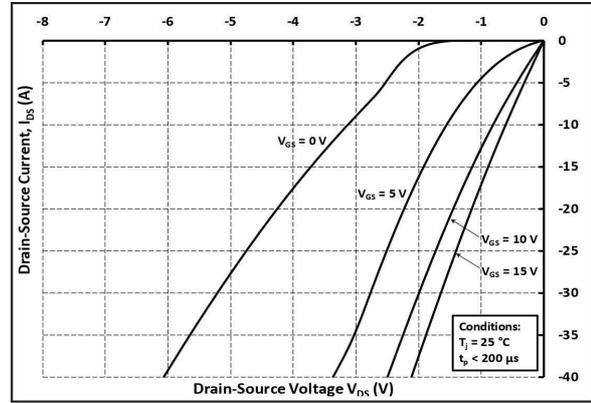


Figure 14. 3rd Quadrant Characteristic at 25 °C

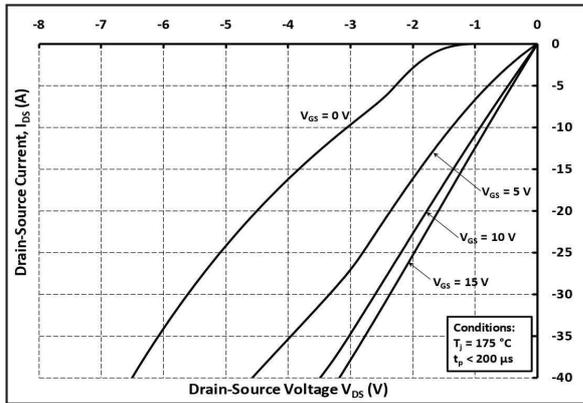


Figure 15. 3rd Quadrant Characteristic at 175 °C

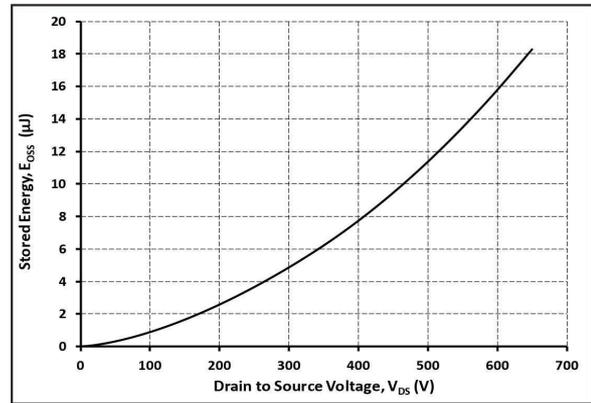


Figure 16. Output Capacitor Stored Energy

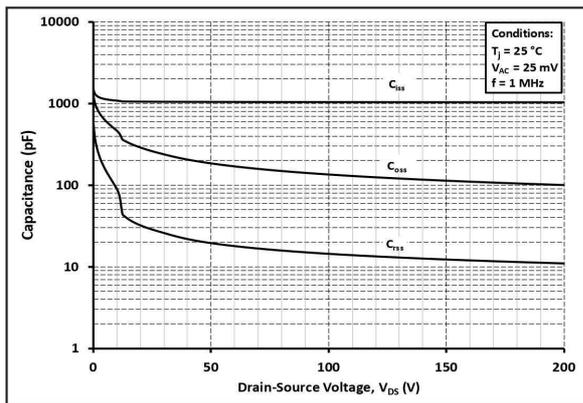


Figure 17. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 200V)

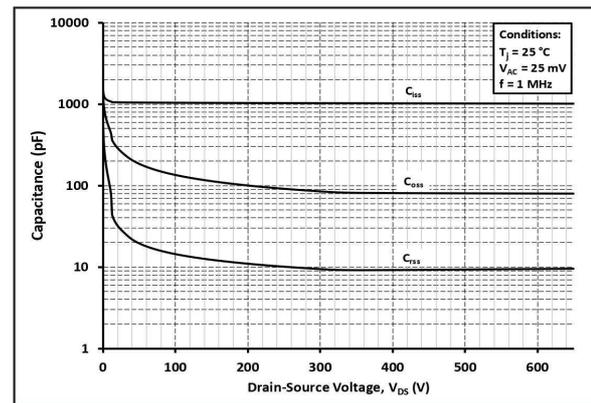


Figure 18. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 650V)



Typical Performance

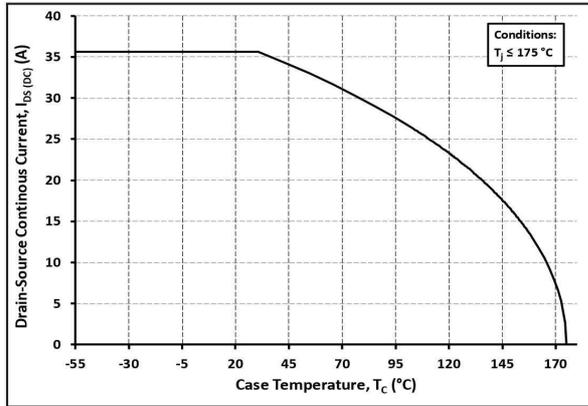


Figure 19. Continuous Drain Current Derating vs. Case Temperature

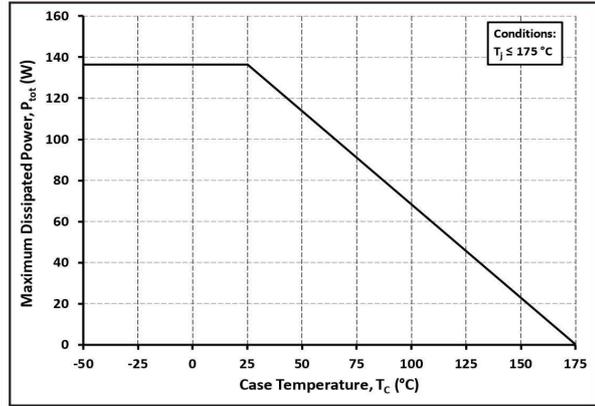


Figure 20. Maximum Power Dissipation Derating Vs Case Temperature

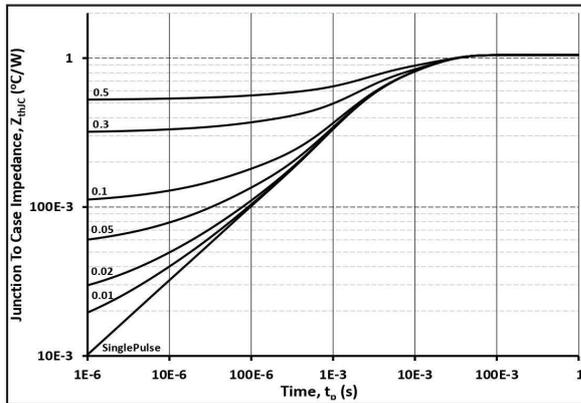


Figure 21. Transient Thermal Impedance (Junction - Case)

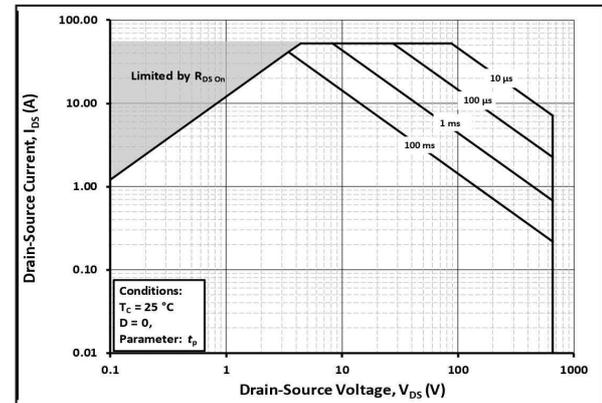


Figure 22. Safe Operating Area

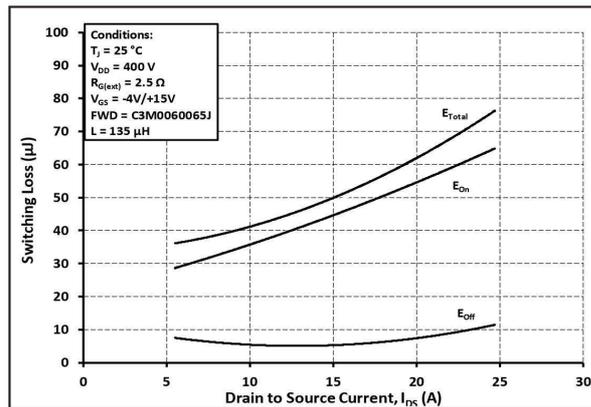


Figure 23. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current ( $V_{DD} = 400V$ )

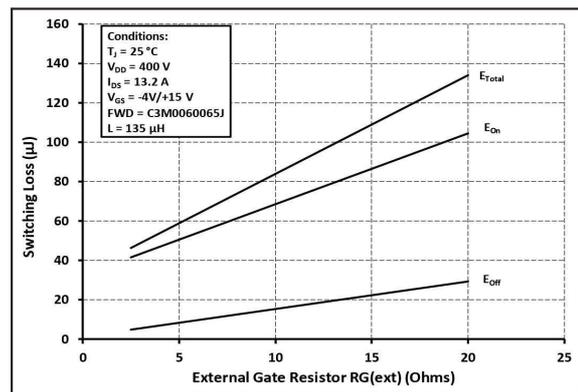


Figure 24. Clamped Inductive Switching Energy vs.  $R_{G(ext)}$



Typical Performance

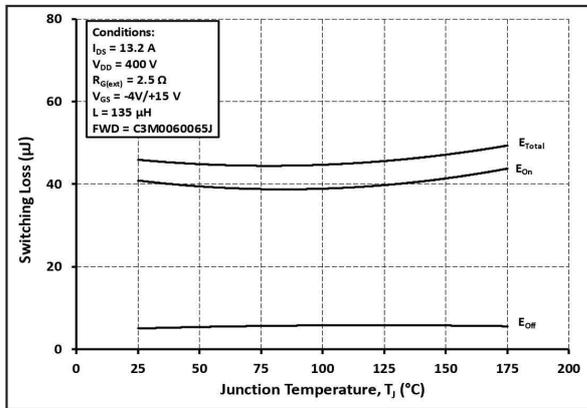


Figure 25. Clamped Inductive Switching Energy vs. Temperature

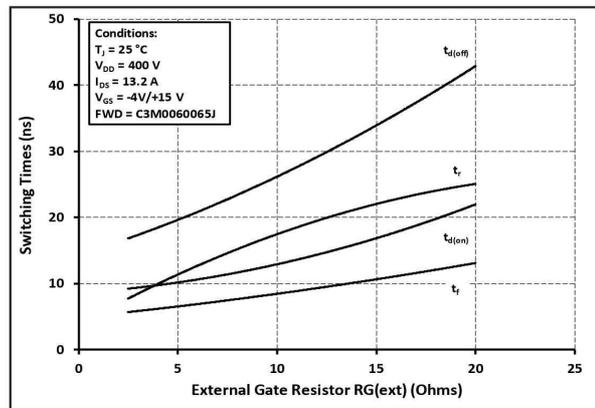


Figure 26. Switching Times vs.  $R_{G(ext)}$

### A.3 Datenblatt des GaN FET GS66508B



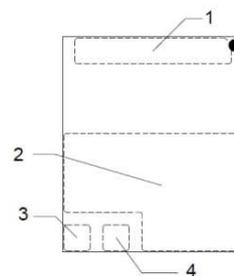
## GS66508B Bottom-side cooled 650 V E-mode GaN transistor Datasheet

### Features

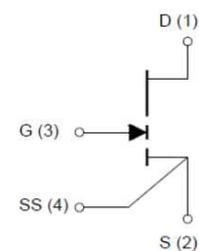
- 650 V enhancement mode power transistor
- Bottom-side cooled configuration
- $R_{DS(on)} = 50 \text{ m}\Omega$
- $I_{DS(max)} = 30 \text{ A}$
- Ultra-low FOM die
- Low inductance GaN $PX^{\circ}$  package
- Simple gate drive requirements (0 V to 6 V)
- Transient tolerant gate drive (-20 V / +10 V)
- Very high switching frequency (> 10 MHz)
- Fast and controllable fall and rise times
- Reverse conduction capability
- Zero reverse recovery loss
- Small 7.0 x 8.4 mm<sup>2</sup> PCB footprint
- Source Sense (SS) pin for optimized gate drive
- RoHS 3 (6+4) compliant



Package Outline



Circuit Symbol



### Applications

- AC-DC Converters
- DC-DC Converters
- Bridgeless Totem Pole PFC
- Inverters
- Energy Storage Systems
- On Board Battery Chargers
- Uninterruptable Power Supplies
- Solar Energy
- Industrial Motor Drives
- Appliances
- Laser Drivers
- Wireless Power Transfer

### Description

The GS66508B is an enhancement mode GaN-on-silicon power transistor. The properties of GaN allow for high current, high voltage breakdown and high switching frequency. GaN Systems innovates with industry leading advancements such as patented **Island Technology**<sup>®</sup> and **GaN $PX^{\circ}$**  packaging. **Island Technology**<sup>®</sup> cell layout realizes high-current die and high yield. **GaN $PX^{\circ}$**  packaging enables low inductance & low thermal resistance in a small package. The GS66508B is a bottom-side cooled transistor that offers very low junction-to-case thermal resistance for demanding high power applications. These features combine to provide very high efficiency power switching.



GS66508B  
Bottom-side cooled 650 V E-mode GaN transistor  
Datasheet

**Absolute Maximum Ratings** ( $T_{case} = 25\text{ °C}$  except as noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Operating Junction Temperature	$T_J$	-55 to +150	°C
Storage Temperature Range	$T_S$	-55 to +150	°C
Drain-to-Source Voltage	$V_{DS}$	650	V
Drain-to-Source Voltage - transient (Note 1)	$V_{DS(transient)}$	750	V
Gate-to-Source Voltage	$V_{GS}$	-10 to +7	V
Gate-to-Source Voltage - transient (Note 1)	$V_{GS(transient)}$	-20 to +10	V
Continuous Drain Current ( $T_{case} = 25\text{ °C}$ )	$I_{DS}$	30	A
Continuous Drain Current ( $T_{case} = 100\text{ °C}$ )	$I_{DS}$	25	A
Pulse Drain Current (Pulse width 50 $\mu$ s, $V_{GS} = 6\text{ V}$ ) (Note 2)	$I_{DS\ pulse}$	60	A

(1) For  $\leq 1\ \mu$ s

(2) Defined by product design and characterization. Value is not tested to full current in production.

**Thermal Characteristics** (Typical values unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Units
Thermal Resistance (junction-to-case) – bottom side	$R_{\theta JC}$	0.5	°C/W
Thermal Resistance (junction-to-ambient) (Note 3)	$R_{\theta JA}$	24	°C/W
Maximum Soldering Temperature (MSL3 rated)	$T_{SOLD}$	260	°C

(3) Device mounted on 1.6 mm PCB thickness FR4, 4-layer PCB with 2 oz. copper on each layer. The recommendation for thermal vias under the thermal pad are 0.3 mm diameter (12 mil) with 0.635 mm pitch (25 mil). The copper layers under the thermal pad and drain pad are 25 x 25 mm<sup>2</sup> each. The PCB is mounted in horizontal position without air stream cooling.

**Ordering Information**

Ordering code	Package type	Packing method	Qty	Reel Diameter	Reel Width
GS66508B-TR	GaN <sub>PX</sub> ® Bottom-Side Cooled	Tape-and-Reel	3000	13" (330mm)	16mm
GS66508B-MR	GaN <sub>PX</sub> ® Bottom-Side Cooled	Mini-Reel	250	7" (180mm)	16mm



GS66508B  
Bottom-side cooled 650 V E-mode GaN transistor  
Datasheet

Electrical Characteristics (Typical values at  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $V_{GS} = 6\text{ V}$  unless otherwise noted)

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Drain-to-Source Blocking Voltage	$V_{(BL)DSS}$	650			V	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_{DSS} = 50\text{ }\mu\text{A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		50	63	m $\Omega$	$V_{GS} = 6\text{ V}$ , $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $I_{DS} = 9\text{ A}$
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$		129		m $\Omega$	$V_G = 6\text{ V}$ , $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ $I_{DS} = 9\text{ A}$
Gate-to-Source Threshold	$V_{GS(th)}$	1.1	1.7	2.6	V	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_{DS} = 7\text{ mA}$
Gate-to-Source Current	$I_{GS}$		160		$\mu\text{A}$	$V_{GS} = 6\text{ V}$ , $V_{DS} = 0\text{ V}$
Gate Plateau Voltage	$V_{plat}$		3		V	$V_{DS} = 400\text{ V}$ , $I_{DS} = 30\text{ A}$
Drain-to-Source Leakage Current	$I_{DSS}$		2	50	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = 650\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Drain-to-Source Leakage Current	$I_{DSS}$		400		$\mu\text{A}$	$V_{DS} = 650\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$
Internal Gate Resistance	$R_G$		1.1		$\Omega$	$f = 5\text{ MHz}$ , open drain
Input Capacitance	$C_{ISS}$		242		pF	$V_{DS} = 400\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 100\text{ kHz}$
Output Capacitance	$C_{OSS}$		65		pF	
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		1.5		pF	
Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 4)	$C_{O(ER)}$		100		pF	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ to }400\text{ V}$
Effective Output Capacitance, Time Related (Note 5)	$C_{O(TR)}$		160		pF	
Total Gate Charge	$Q_G$		6.1		nC	$V_{GS} = 0\text{ to }6\text{ V}$ $V_{DS} = 400\text{ V}$
Gate-to-Source Charge	$Q_{GS}$		1.7		nC	
Gate-to-Drain Charge	$Q_{GD}$		2.2		nC	
Output Charge	$Q_{OSS}$		64		nC	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $V_{DS} = 400\text{ V}$
Reverse Recovery Charge	$Q_{RR}$		0		nC	

(4)  $C_{O(ER)}$  is the fixed capacitance that would give the same stored energy as  $C_{OSS}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 V to the stated  $V_{DS}$

(5)  $C_{O(TR)}$  is the fixed capacitance that would give the same charging time as  $C_{OSS}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 V to the stated  $V_{DS}$ .



GS66508B  
Bottom-side cooled 650 V E-mode GaN transistor  
Datasheet

Electrical Characteristics cont'd (Typical values at  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $V_{GS} = 6\text{ V}$  unless otherwise noted)

Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Turn-On Delay	$t_{D(on)}$		4.1		ns	$V_{DD} = 400\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{-}6\text{ V}$ $I_{DS} = 16\text{ A}$ , $R_{G(ext)} = 5\text{ }\Omega$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 6)
Rise Time	$t_R$		3.7		ns	
Turn-Off Delay	$t_{D(off)}$		8		ns	
Fall Time	$t_F$		5.2		ns	
Turn-On Delay	$t_{D(on)}$		4.3		ns	$V_{DD} = 400\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{-}6\text{ V}$ $I_{DS} = 16\text{ A}$ , $R_{G(ext)} = 5\text{ }\Omega$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ (Note 6)
Rise Time	$t_R$		4.9		ns	
Turn-Off Delay	$t_{D(off)}$		8.2		ns	
Fall Time	$t_F$		3.4		ns	
Output Capacitance Stored Energy	$E_{OSS}$		8		$\mu\text{J}$	$V_{DS} = 400\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$ , $f = 100\text{ kHz}$
Switching Energy during turn-on	$E_{on}$		47.5		$\mu\text{J}$	$V_{DS} = 400\text{ V}$ , $I_{DS} = 15\text{ A}$ $V_{GS} = 0\text{-}6\text{ V}$ , $R_{G(on)} = 10\text{ }\Omega$ $R_{G(off)} = 1\text{ }\Omega$ , $L = 40\text{ }\mu\text{H}$ $L_p = 2\text{ nH}$ (Notes 7, 8)
Switching Energy during turn-off	$E_{off}$		8		$\mu\text{J}$	

(6) See Figure 16 for timing test circuit diagram and Figure 17 for definition waveforms

(7)  $L_p$  = parasitic inductance

(8) See Figure 18 for switching test circuit



Electrical Performance Graphs

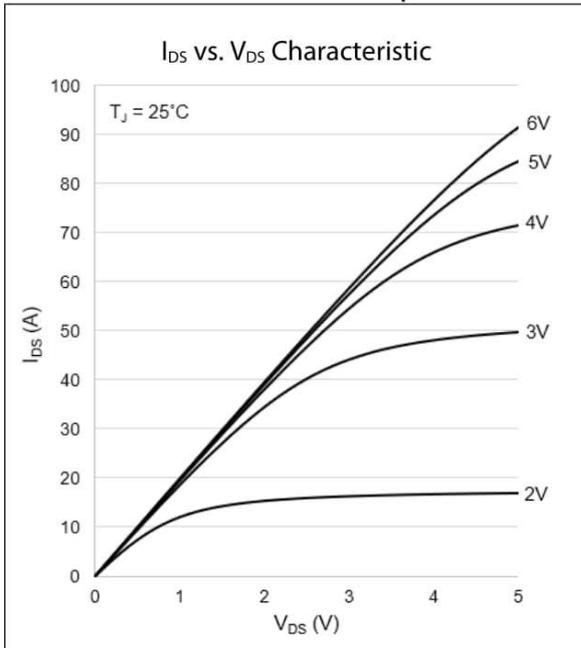


Figure 1: Typical  $I_{DS}$  vs.  $V_{DS}$  @  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

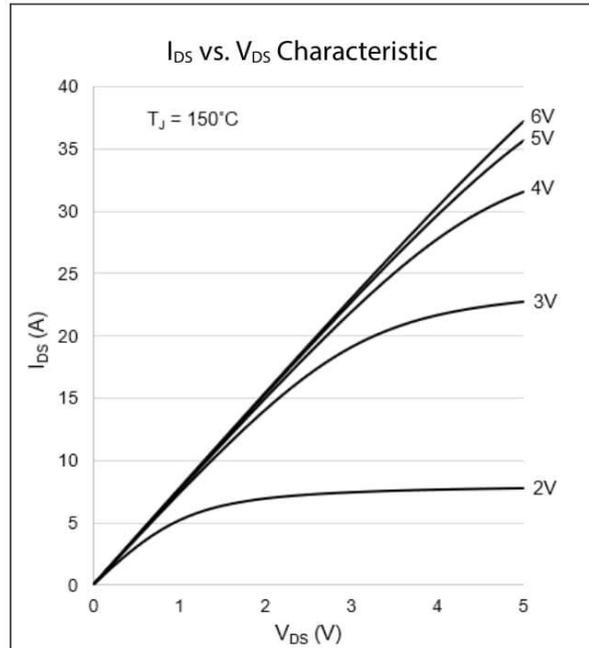


Figure 2: Typical  $I_{DS}$  vs.  $V_{DS}$  @  $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

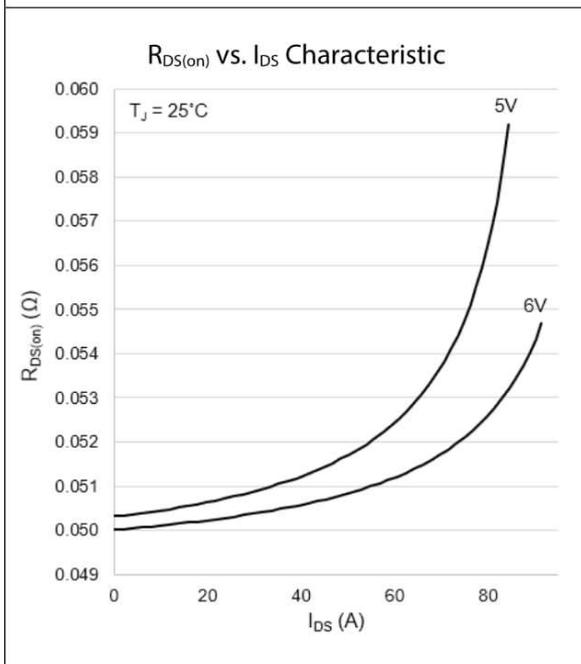


Figure 3:  $R_{DS(on)}$  vs.  $I_{DS}$  at  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

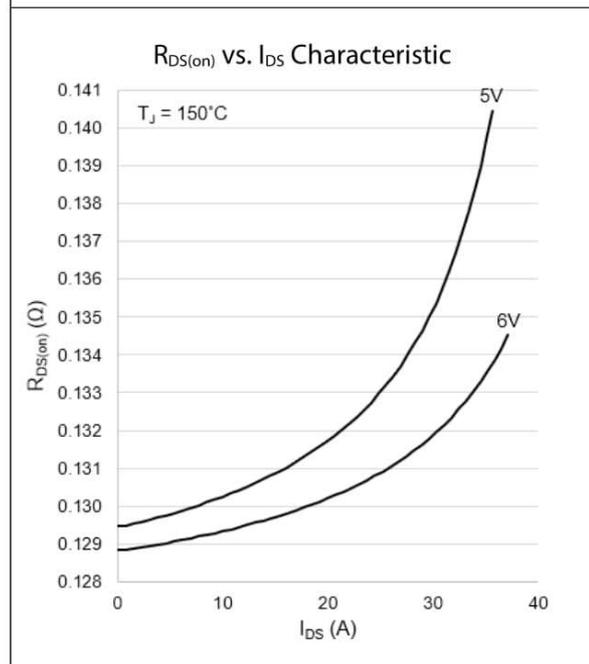
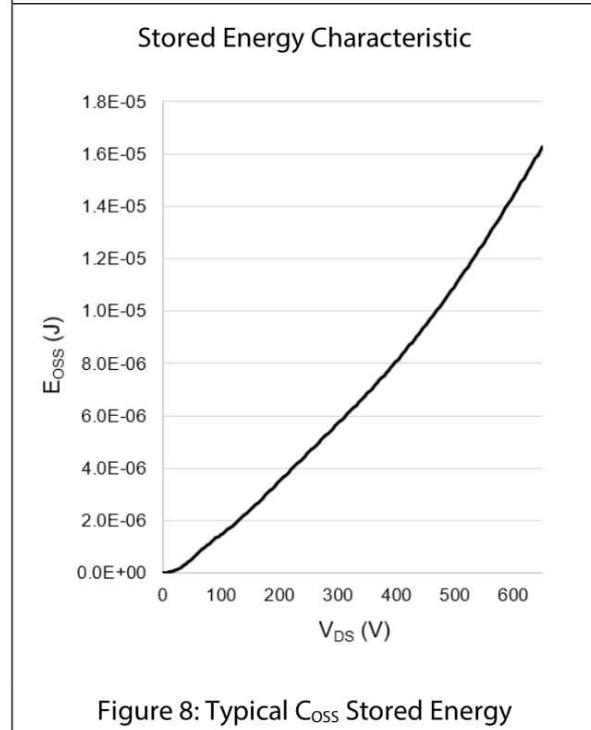
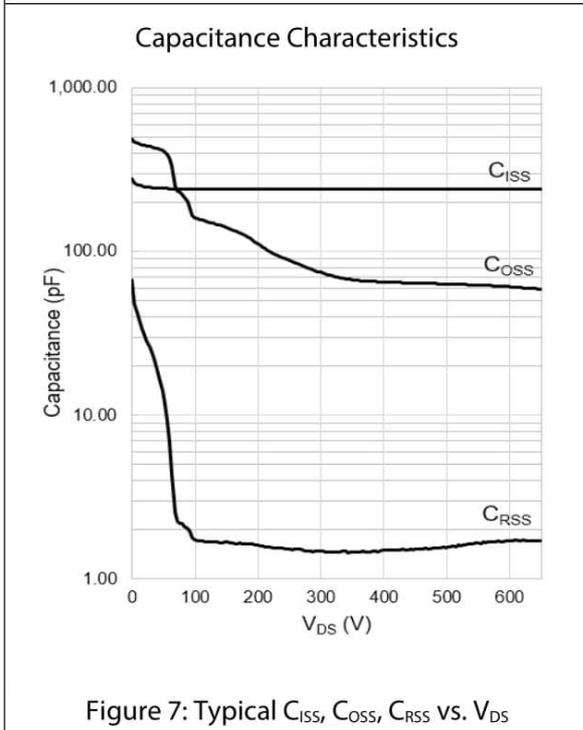
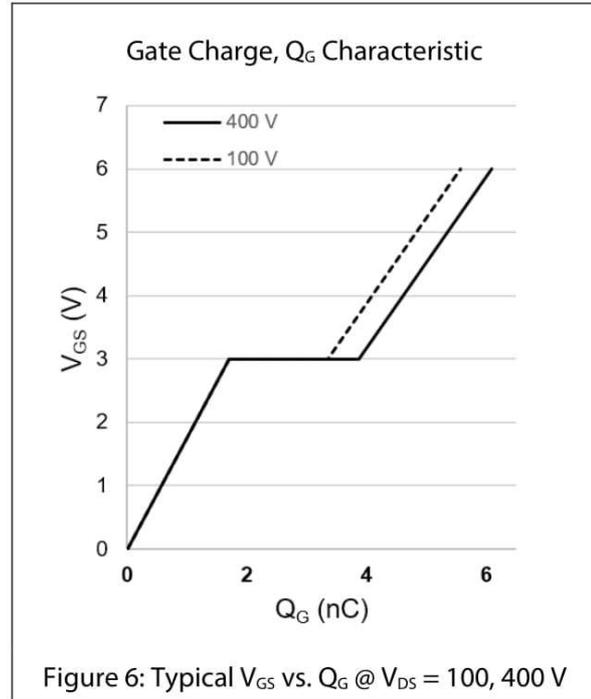
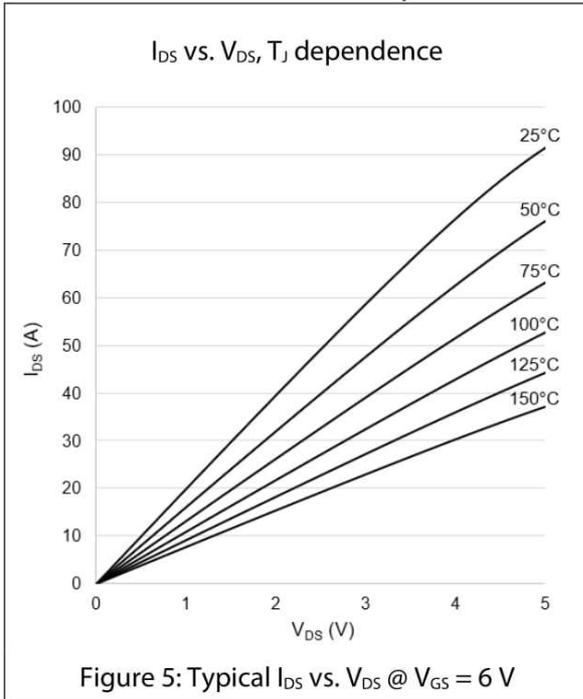


Figure 4:  $R_{DS(on)}$  vs.  $I_{DS}$  at  $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

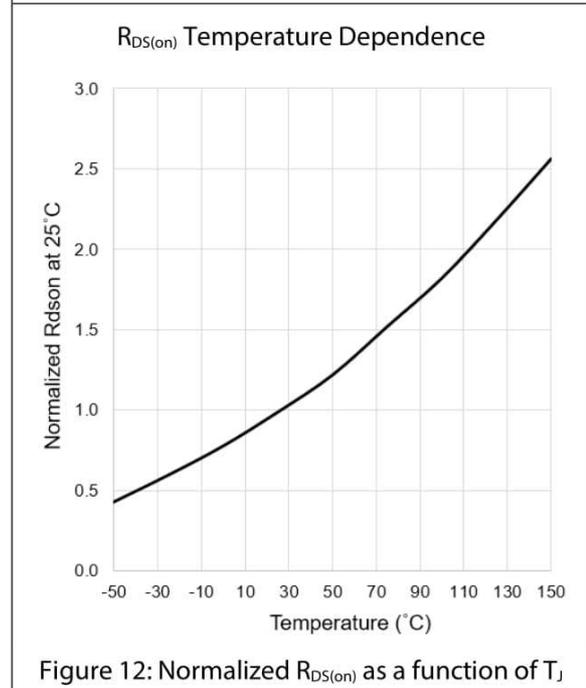
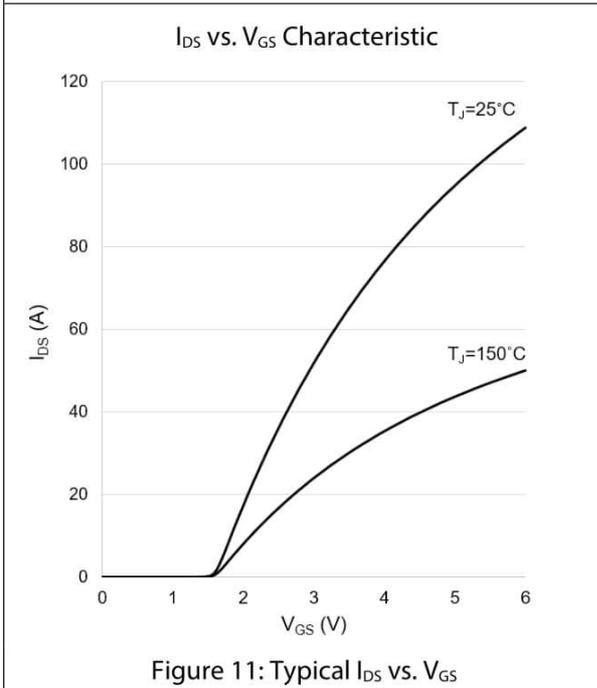
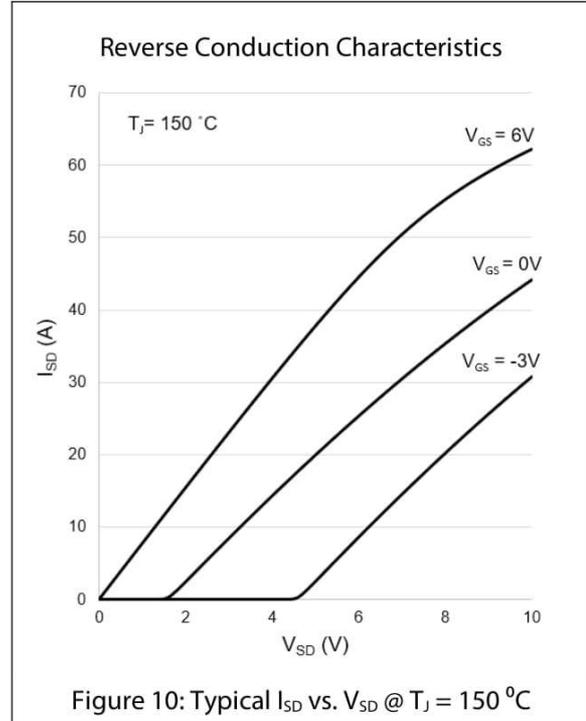
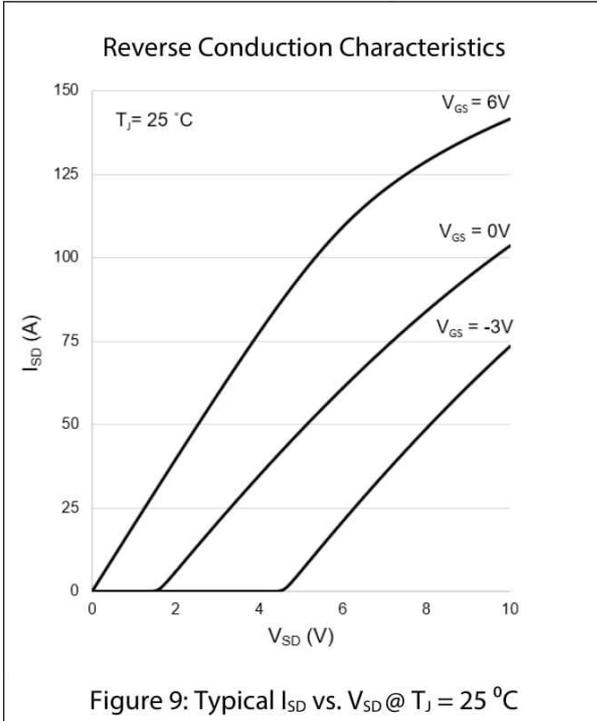


Electrical Performance Graphs





Electrical Performance Graphs



A.4 Datenblatt des GaN FET EPC2034C

<b>eGaN® FET DATASHEET</b>	<b>EPC2034C</b>
----------------------------	-----------------

## EPC2034C – Enhancement Mode Power Transistor

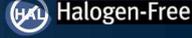
$V_{DS}$ , 200 V

$R_{DS(on)}$ , 8 mΩ

$I_D$ , 48 A





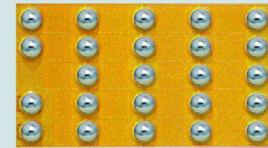
 RoHS
 Halogen-Free

Gallium Nitride's exceptionally high electron mobility and low temperature coefficient allows very low  $R_{DS(on)}$ , while its lateral device structure and majority carrier diode provide exceptionally low  $Q_G$  and zero  $Q_{RR}$ . The end result is a device that can handle tasks where very high switching frequency, and low on-time are beneficial as well as those where on-state losses dominate.

Maximum Ratings			
PARAMETER		VALUE	UNIT
$V_{DS}$	Drain-to-Source Voltage (Continuous)	200	V
$I_D$	Continuous ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	48	A
	Pulsed ( $25^\circ\text{C}$ , $T_{PULSE} = 300 \mu\text{s}$ )	213	
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	6	V
	Gate-to-Source Voltage	-4	
$T_J$	Operating Temperature	-40 to 150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature	-40 to 150	

Thermal Characteristics			
PARAMETER		TYP	UNIT
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	0.3	°C/W
$R_{\theta JB}$	Thermal Resistance, Junction-to-Board	4	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (Note 1)	45	

Note 1:  $R_{\theta JA}$  is determined with the device mounted on one square inch of copper pad, single layer 2 oz copper on FR4 board. See [https://epc-co.com/epc/documents/product-training/Appnote\\_Thermal\\_Performance\\_of\\_eGaN\\_FETs.pdf](https://epc-co.com/epc/documents/product-training/Appnote_Thermal_Performance_of_eGaN_FETs.pdf) for details



EPC2034C eGaN® FETs are supplied only in passivated die form with solder bumps. Die Size: 4.6 mm x 2.6 mm

- High Frequency DC/DC Conversion
- Multi-level AC/DC Power Supplies
- Wireless Power
- Solar Micro Inverters
- Robotics
- Class-D Audio
- Low Inductance Motor Drives

Static Characteristics ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated)						
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$BV_{DSS}$	Drain-to-Source Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 0.6\text{ mA}$	200			V
$I_{DSS}$	Drain-Source Leakage	$V_{DS} = 160\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		0.03	0.4	mA
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	$V_{GS} = 5\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		0.002	4	mA
	Gate-to-Source Forward Leakage <sup>#</sup>	$V_{GS} = 5\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$		0.03	9	mA
	Gate-to-Source Reverse Leakage	$V_{GS} = -4\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		0.03	0.4	mA
$V_{GS(TH)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 7\text{ mA}$	0.8	1.1	2.5	V
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On Resistance	$V_{GS} = 5\text{ V}, I_D = 20\text{ A}$		6	8	mΩ
$V_{SD}$	Source-Drain Forward Voltage	$I_S = 0.5\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}$		1.7		V

# Defined by design. Not subject to production test.

Dynamic Characteristics (T <sub>j</sub> = 25°C unless otherwise stated)						
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
C <sub>ISS</sub>	Input Capacitance <sup>#</sup>	V <sub>DS</sub> = 100 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		1155	1386	pF
C <sub>RSS</sub>	Reverse Transfer Capacitance			3.1		
C <sub>OSS</sub>	Output Capacitance <sup>#</sup>			641	962	
C <sub>OSS(ER)</sub>	Effective Output Capacitance, Energy Related (Note 2)	V <sub>DS</sub> = 0 to 100 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		755		pF
C <sub>OSS(TR)</sub>	Effective Output Capacitance, Time Related (Note 3)			969		
R <sub>G</sub>	Gate Resistance			0.5		Ω
Q <sub>G</sub>	Total Gate Charge <sup>#</sup>	V <sub>DS</sub> = 100 V, V <sub>GS</sub> = 5 V, I <sub>D</sub> = 20 A		11.1	13.8	nC
Q <sub>GS</sub>	Gate to Source Charge	V <sub>DS</sub> = 100 V, I <sub>D</sub> = 20 A		3.8		
Q <sub>GD</sub>	Gate to Drain Charge			2.0		
Q <sub>G(TH)</sub>	Gate Charge at Threshold			2.1		
Q <sub>OSS</sub>	Output Charge <sup>#</sup>	V <sub>DS</sub> = 100 V, V <sub>GS</sub> = 0 V		96	144	
Q <sub>RR</sub>	Source-Drain Recovery Charge			0		

# Defined by design. Not subject to production test.  
 Note 2: C<sub>OSS(ER)</sub> is a fixed capacitance that gives the same stored energy as C<sub>OSS</sub> while V<sub>DS</sub> is rising from 0 to 50% BV<sub>DSS</sub>.  
 Note 3: C<sub>OSS(TR)</sub> is a fixed capacitance that gives the same charging time as C<sub>OSS</sub> while V<sub>DS</sub> is rising from 0 to 50% BV<sub>DSS</sub>.

Figure 1: Typical Output Characteristics at 25°C

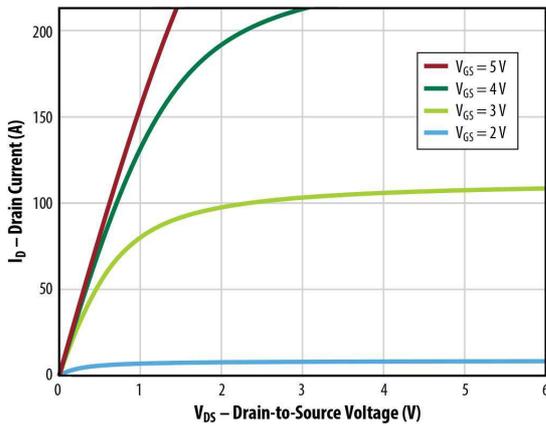


Figure 2: Transfer Characteristics

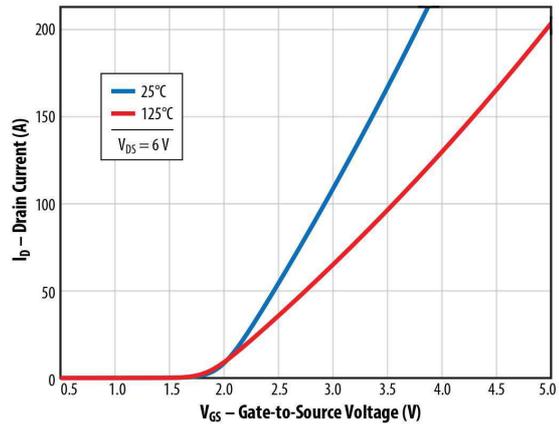


Figure 3: R<sub>DS(on)</sub> vs. V<sub>GS</sub> for Various Drain Currents

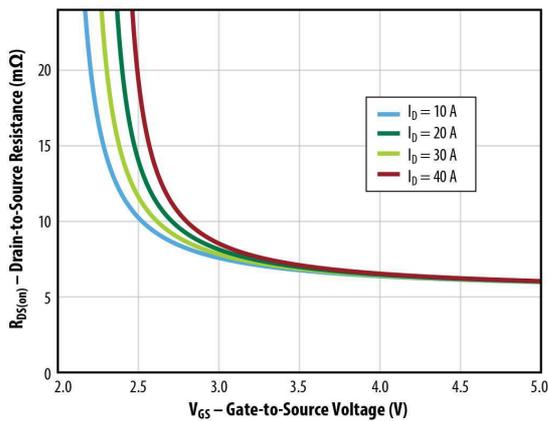


Figure 4: R<sub>DS(on)</sub> vs. V<sub>GS</sub> for Various Temperatures

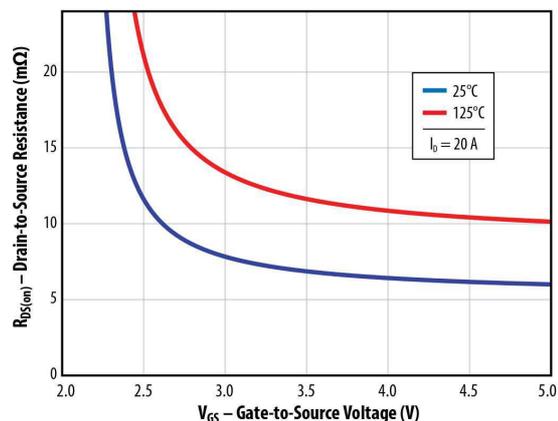


Figure 5a: Capacitance (Linear Scale)

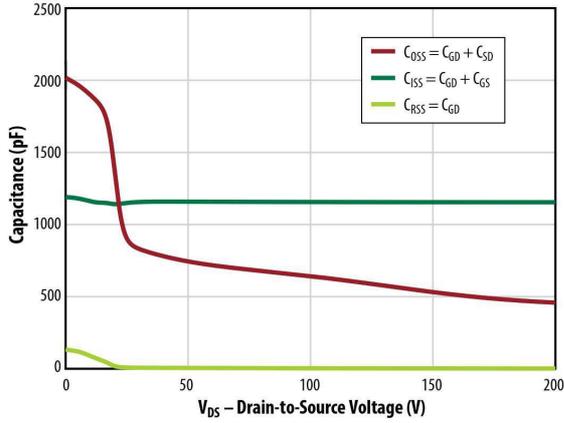


Figure 5b: Capacitance (Log Scale)

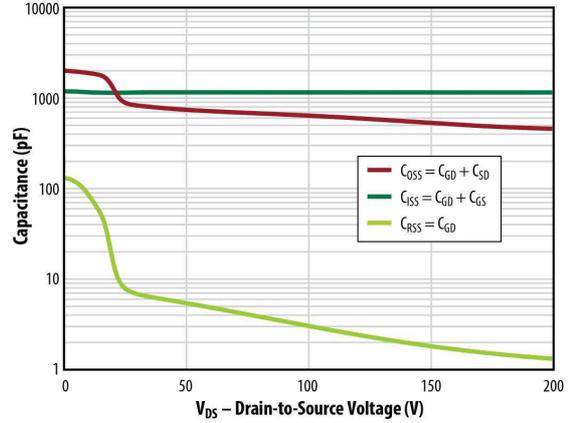


Figure 6: Output Charge and  $C_{OSS}$  Stored Energy

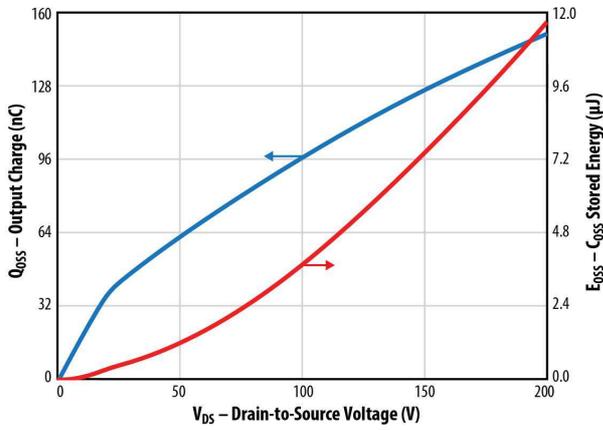


Figure 7: Gate Charge

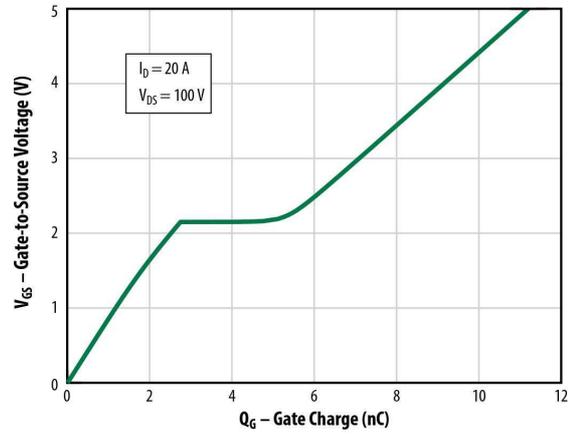


Figure 8: Reverse Drain-Source Characteristics

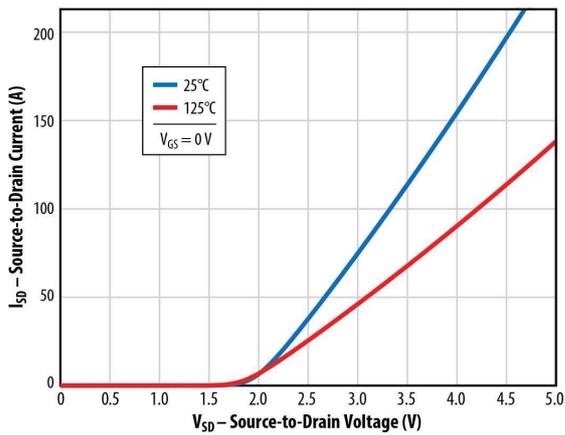
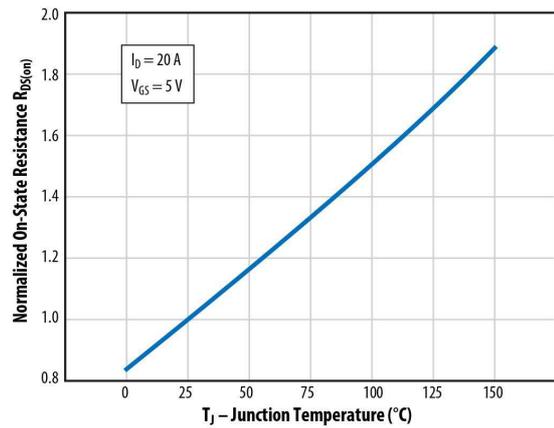


Figure 9: Normalized On-State Resistance vs. Temperature



All measurements were done with substrate shorted to source.  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise stated.

Figure 10: Normalized Threshold Voltage vs. Temperature

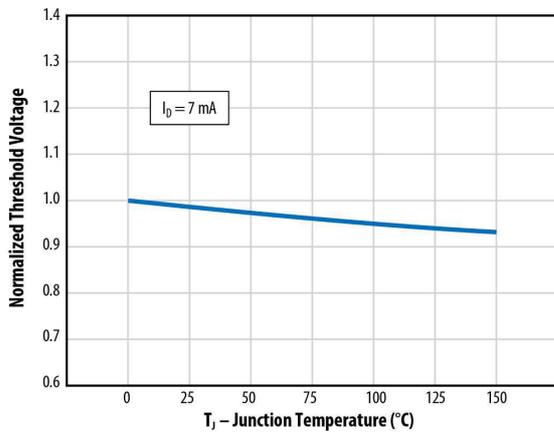


Figure 11: Safe Operating Area

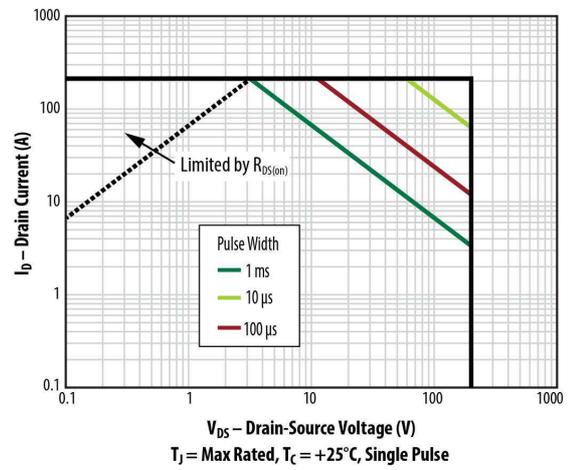
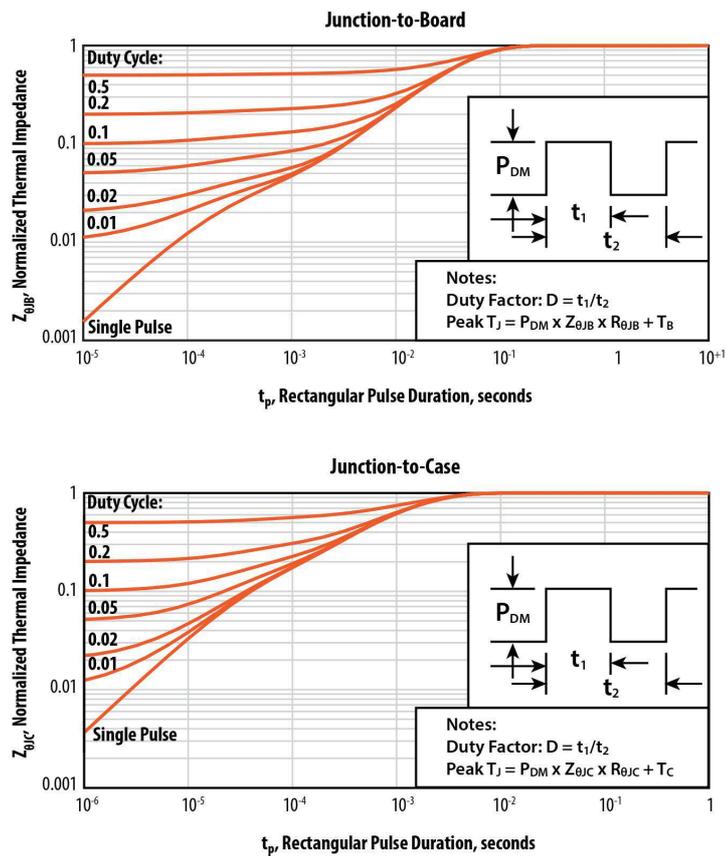


Figure 12: Transient Thermal Response Curves



**A.5 Ersatzschaltbild der 5,5 kW-Asynchronmaschine IE2-WE1R 132 S4 HW**

**Ersatzschaltbild**



ERSTELLT MIT VEM EKAT V10.9  
06.05.2020

Hersteller

Kunde

VEM motors GmbH - Werk Wernigerode  
Carl-Friedrich-Gauß-Straße 1

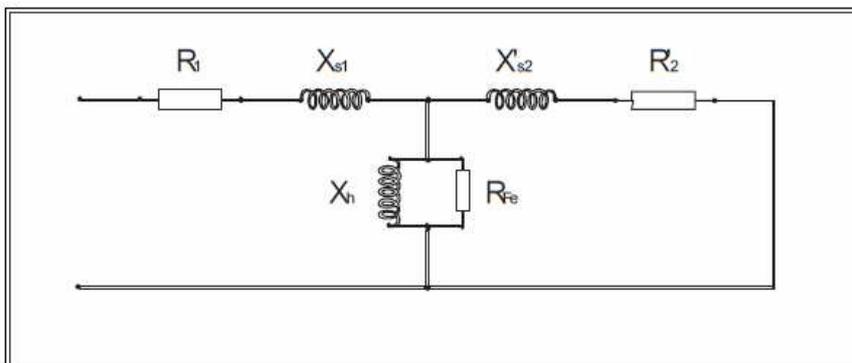
38855 WERNIGERODE  
Deutschland

Lieferbedingungen und/oder amtliche Vorschriften:

IEC / EN 60034-1

**Ersatzschaltbild IE2-WE1R 132 S4 HW**

Die Angaben gelten bei sinusförmiger Spannung.  
Alle Größen sind Strangwerte und auf die Windungszahl der Ständerwicklung bezogen.



Bemessungsleistung		5,5
Spannung	[ V ]	230
Schaltung	[ - ]	Y
Bemessungsfrequenz	[ Hz ]	50

Ersatzschaltbilddaten (Strangwerte)		
Wirkwiderstand Ständer R1 W	[ Ω ]	0.2437
bezogener Wirkwiderstand Läufer R2 W'	[ Ω ]	0.1820
Eisenersatzwiderstand R Fe	[ Ω ]	367.324
Streureaktanz X1s	[ Ω ]	0.440
Bezogene Streureaktanz Läufer X2s'	[ Ω ]	0.524
Hauptreaktanz X1h	[ Ω ]	17.544

Dieses Dokument wurde elektronisch hergestellt, alle Angaben sind nur nach Bestätigung durch den Hersteller verbindlich.

**A.6 Ersatzschaltbild der 11 kW-Asynchronmaschine IE2-WE1R 160 M4 HW**

**Ersatzschaltbild**



ERSTELLT MIT VEM EKAT V10.9  
08.05.2020

Hersteller

Kunde

VEM motors GmbH - Werk Wernigerode  
Carl-Friedrich-Gauß-Straße 1

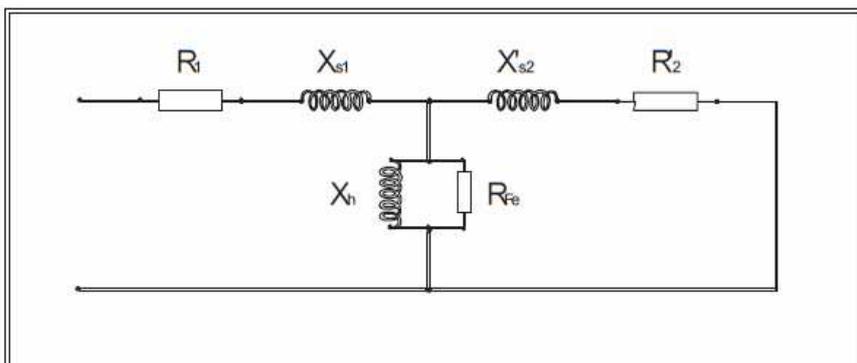
38855 WERNIGERODE  
Deutschland

Lieferbedingungen und/oder amtliche Vorschriften:

IEC / EN 60034-1

**Ersatzschaltbild IE2-WE1R 160 M4 HW**

Die Angaben gelten bei sinusförmiger Spannung.  
Alle Größen sind Strangwerte und auf die Windungszahl der Ständerwicklung bezogen.

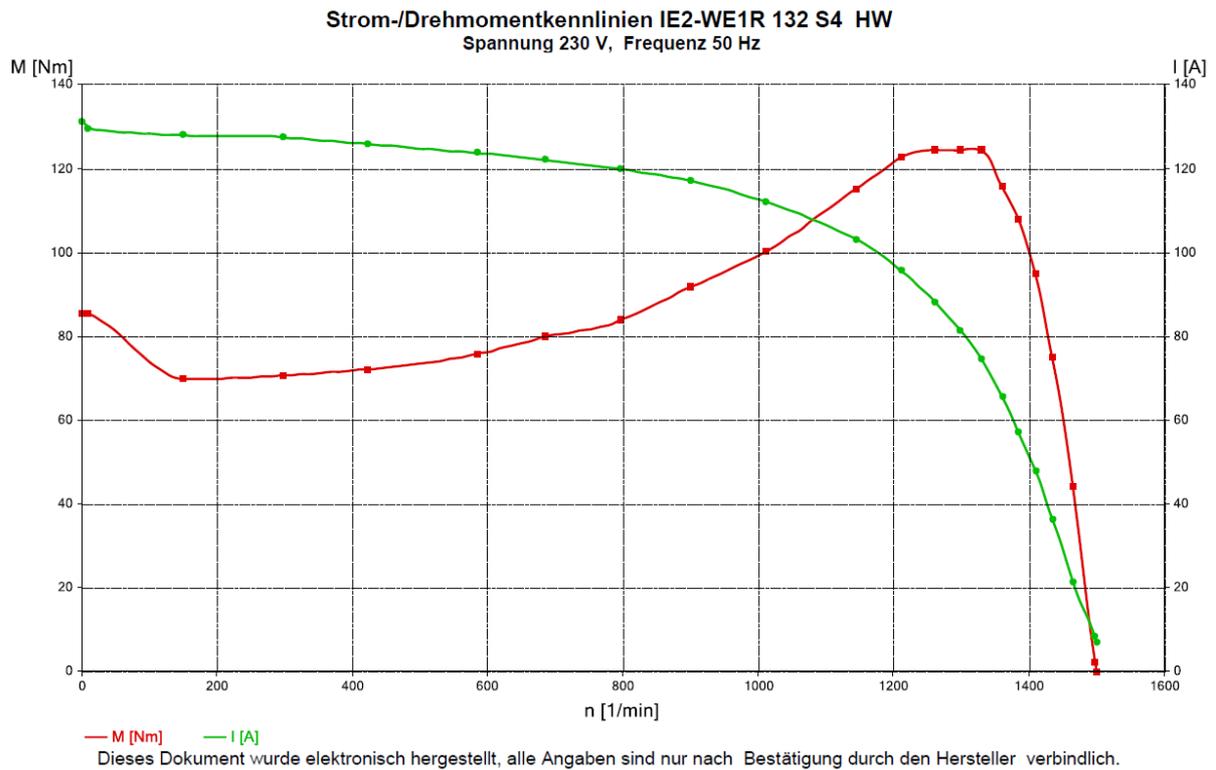


Bemessungsleistung		11
Spannung	[ V ]	230
Schaltung	[ - ]	Y
Bemessungsfrequenz	[Hz]	50

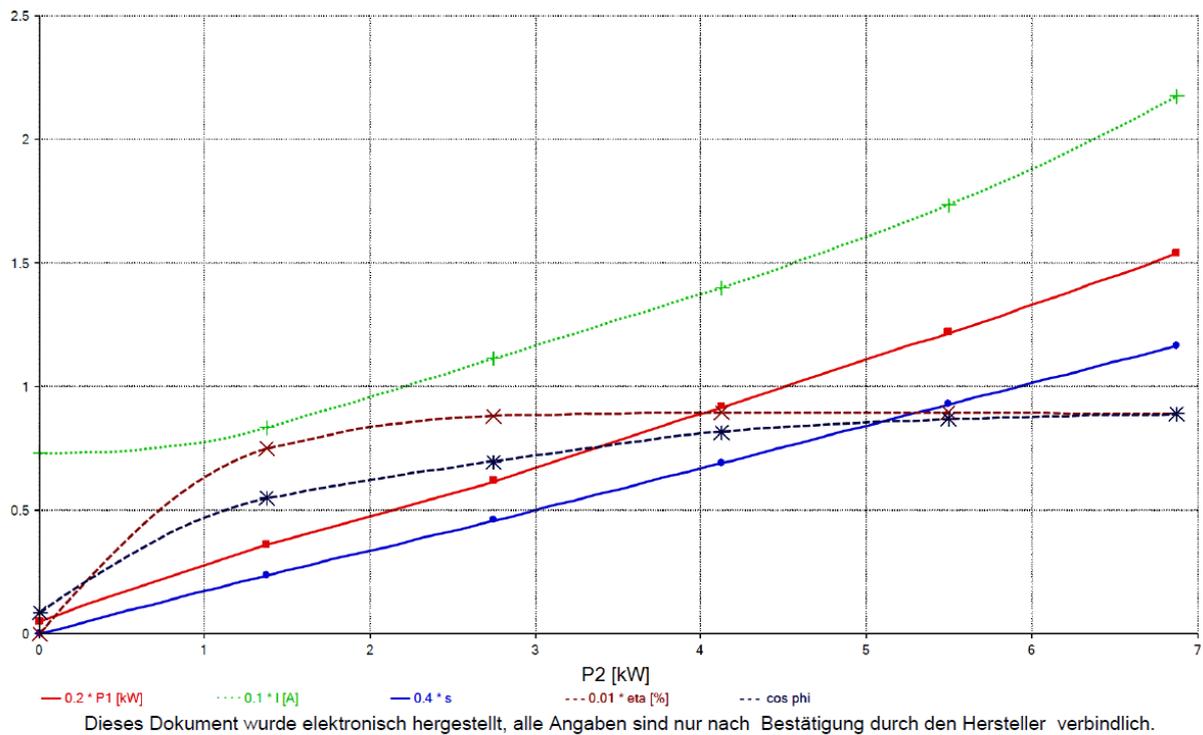
Ersatzschaltbilddaten (Strangwerte)		
Wirkwiderstand Ständer R1 W	[Ω]	0.1034
bezogener Wirkwiderstand Läufer R2 W'	[Ω]	0.0743
Eisenersatzwiderstand R Fe	[Ω]	128.183
Streureaktanz X1s	[Ω]	0.216
Bezogene Streureaktanz Läufer X2s'	[Ω]	0.338
Hauptreaktanz X1h	[Ω]	6.686

Dieses Dokument wurde elektronisch hergestellt, alle Angaben sind nur nach Bestätigung durch den Hersteller verbindlich.

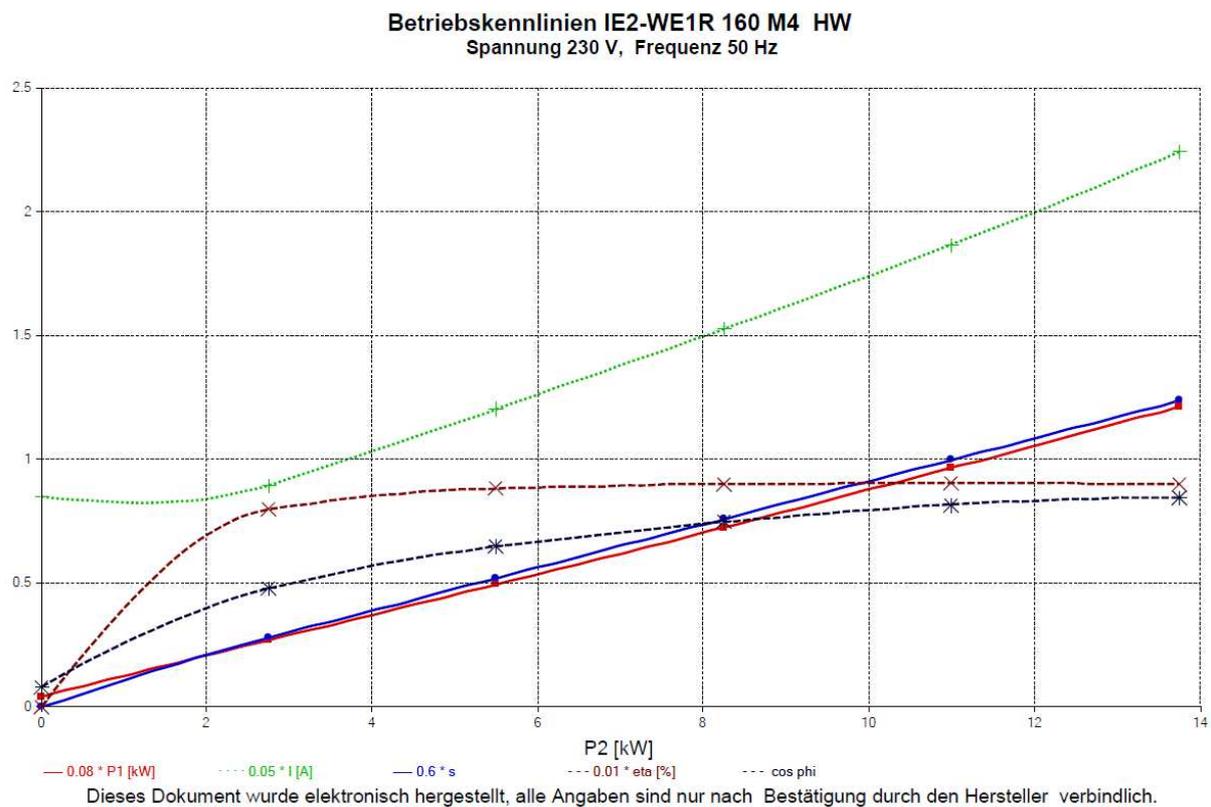
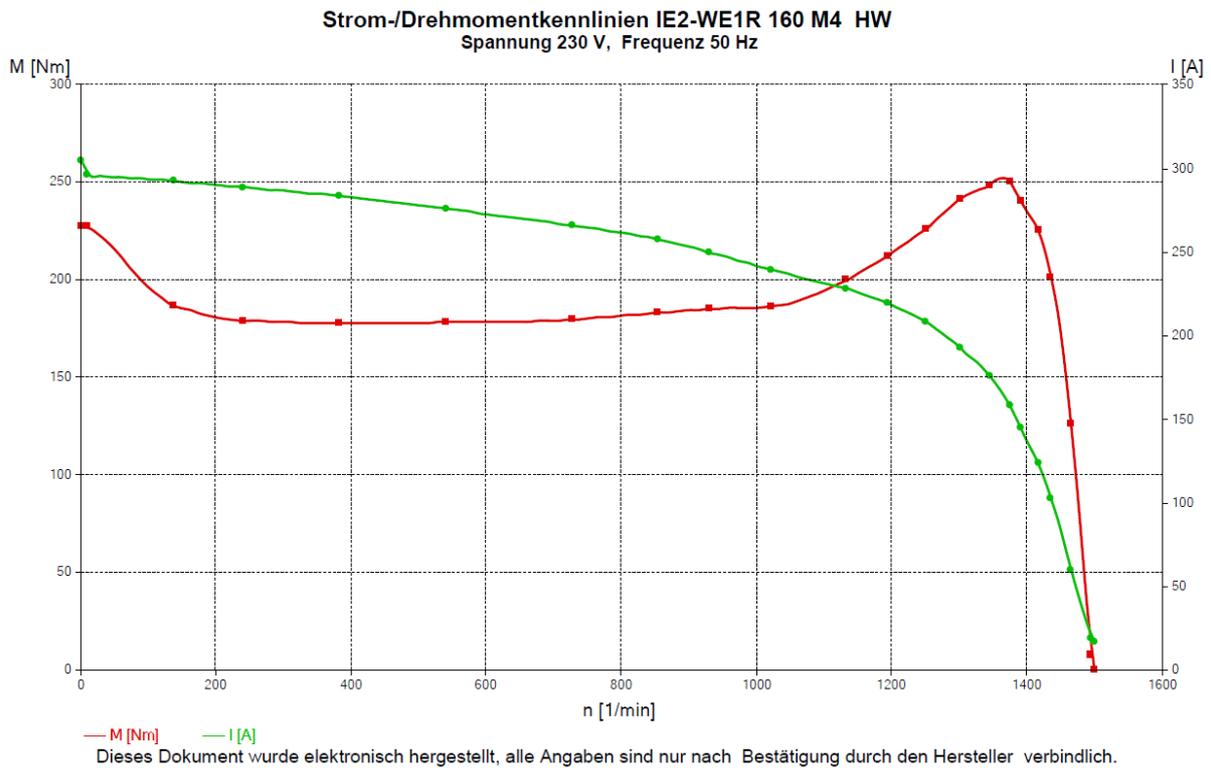
### A.7 Betriebskennlinien der 5,5 kW-Asynchronmaschine IE2-WE1R 132 S4 HW



**Betriebskennlinien IE2-WE1R 132 S4 HW**  
Spannung 230 V, Frequenz 50 Hz



**A.8 Betriebskennlinien der 11 kW-Asynchronmaschine IE2-WE1R 160 M4 HW**



**A.9 Halbleiterverluste im 4-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine**

$T_j$ [°C]	$P_2/P_{2N}$ [%]	$P_{VLT1/6}$ [W]	$P_{VLT2/5}$ [W]	$P_{VLT3/4}$ [W]	$P_{VLD1/2/3/4/5/6}$ [W]	$P_{VLD7/10}$ [W]	$P_{VLD9/8}$ [W]	$P_{VVS}$ [W]	$P_V$ [W]
25	0	0,032	0,245	0,371	0,0169	2,378	1,531	0,014	27,52
	25	0,100	0,424	0,492	0,0012	3,369	0,883	0,016	31,70
	50	0,217	0,791	0,866	0,0006	5,159	0,877	0,020	47,58
	75	0,407	1,324	1,394	0,0005	7,401	0,766	0,026	67,90
	100	0,655	2,030	2,107	0,0005	10,154	0,776	0,032	94,52
	125	1,050	3,198	3,304	0,0005	14,472	0,946	0,039	138,05
150	0	0,073	0,514	0,750	0,0265	2,941	1,685	0,018	36,04
	25	0,214	0,874	0,999	0,0014	4,214	0,936	0,021	43,54
	50	0,454	1,612	1,747	0,0006	6,765	0,941	0,027	69,27
	75	0,832	2,645	2,767	0,0005	9,979	0,810	0,034	102,40
	100	1,340	4,082	4,218	0,0005	14,332	0,858	0,042	149,23
	125	2,142	6,417	6,600	0,0005	21,262	1,079	0,052	225,30

**A.10 Halbleiterverluste im 5-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine**

$T_j$ [°C]	$P_2/P_{2N}$ [%]	$P_{VLT1/8}$ [W]	$P_{VLT2/7}$ [W]	$P_{VLT3/6}$ [W]	$P_{VLT4/5}$ [W]	$P_{VLD1-8}$ [W]	$P_{VLD9/14}$ [W]	$P_{VLD11/12}$ [W]	$P_{VLD13/10}$ [W]	$P_{VS}$ [W]	$P_V$ [W]
25	0	0,007	0,106	0,222	0,267	0,0033	0,976	1,139	0,443	0,010	19,03
	25	0,031	0,239	0,342	0,356	0,0004	1,816	0,909	0,121	0,012	22,95
	50	0,072	0,473	0,613	0,624	0,0004	2,712	0,946	0,074	0,015	33,16
	75	0,141	0,828	0,986	0,993	0,0004	3,836	0,883	0,034	0,019	46,32
	100	0,233	1,311	1,511	1,516	0,0004	5,038	0,933	0,023	0,023	63,54
	125	0,377	2,085	2,371	2,376	0,0004	6,736	1,127	0,023	0,029	90,73
150	0	0,013	0,198	0,417	0,502	0,0060	0,741	0,873	0,343	0,013	18,63
	25	0,058	0,445	0,639	0,665	0,0004	1,378	0,690	0,092	0,015	23,89
	50	0,135	0,887	1,146	1,166	0,0004	2,127	0,735	0,057	0,019	37,62
	75	0,266	1,555	1,846	1,857	0,0004	3,084	0,697	0,026	0,024	56,13
	100	0,439	2,462	2,827	2,836	0,0004	4,151	0,749	0,018	0,030	81,07
	125	0,710	3,912	4,431	4,440	0,0004	5,635	0,914	0,017	0,037	120,58

**A.11 Halbleiterverluste im 7-Stufen-Wechselrichter bei 10 kHz Pulsfrequenz mit 5,5 kW-Asynchronmaschine**

$T_j$ [°C]	$P_2/P_{2N}$ [%]	$P_{VLT1/12}$ [W]	$P_{VLT2/11}$ [W]	$P_{VLT3/10}$ [W]	$P_{VLT4/9}$ [W]	$P_{VLT5/8}$ [W]	$P_{VLT6/7}$ [W]	$P_{VLD1-12}$ [W]	$P_{VLD13/22}$ [W]	$P_{VLD15/20}$ [W]	$P_{VLD17/18}$ [W]	$P_{VLD19/16}$ [W]	$P_{VLD21/14}$ [W]	$P_{VS}$ [W]	$P_V$ [W]
25	0	0,000	0,022	0,069	0,112	0,141	0,146	0,0003	0,353	0,762	0,703	0,460	0,089	0,008	17,19
	25	0,000	0,074	0,145	0,183	0,194	0,194	0,0003	1,067	1,043	0,548	0,160	0,006	0,009	21,73
	50	0,000	0,161	0,281	0,331	0,340	0,340	0,0003	1,836	1,379	0,558	0,104	0,001	0,013	32,05
	75	0,000	0,304	0,481	0,534	0,538	0,538	0,0003	2,919	1,702	0,490	0,048	0,000	0,016	45,42
	100	0,000	0,496	0,755	0,816	0,820	0,820	0,0003	4,104	2,143	0,503	0,034	0,000	0,020	63,07
	125	0,001	0,798	1,196	1,280	1,285	1,285	0,0003	5,668	2,826	0,598	0,000	0,000	0,025	89,76
150	0	0,000	0,045	0,142	0,231	0,291	0,303	0,0003	0,256	0,559	0,520	0,343	0,068	0,010	16,59
	25	0,000	0,150	0,296	0,373	0,396	0,397	0,0003	0,780	0,765	0,403	0,118	0,004	0,011	22,15
	50	0,000	0,334	0,583	0,684	0,703	0,703	0,0003	1,416	1,059	0,428	0,079	0,001	0,015	36,02
	75	0,001	0,631	0,996	1,100	1,110	1,110	0,0003	2,268	1,313	0,374	0,036	0,000	0,019	53,75
	100	0,001	1,030	1,563	1,686	1,694	1,694	0,0003	3,201	1,658	0,383	0,025	0,000	0,024	77,74
	125	0,001	1,655	2,471	2,639	2,648	2,648	0,0003	4,472	2,206	0,455	0,024	0,000	0,030	115,49

### A.12 Elektrische Daten der Sinusfilter von Danfoss



Auswahl von Ausgangsfiltern

Projektierungshandbuch für Ausgangsfilter

#### 4.3 Elektrische Daten - Sinusfilter

Bestellnummer	Filternennstrom			Taktfrequenz	VLT-Nennleistung und -strom						Filterverluste						L-Wert	C <sub>F</sub> -Wert <sup>1</sup>									
	bei 50 Hz	bei 60 Hz	bei 100 Hz		bei 200-240 V	A	kW	A	kW	A	kW	bei 441-500 V	A	W	bei 200-240 V	A			W	bei 380-440 V	A	W	bei 441-500 V	A	W		
IP00																											
IP20 (IP23) <sup>2</sup>																											
130B2404	2,5	2,5	2*	5	0,25	1,8	1,8	0,55	1,8	0,55	1,6	1,6	0,50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	29	1	
130B2439					0,37	2,4	2,4	0,75	2,4	0,75	2,1	2,1	0,60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60		
130B2406	4,5	4	3,5*	5	0,55	3,5	3,5	1,1	3	1,1	3	3	1,1	3	1,1	3	1,1	3	1,1	3	1,1	3	1,1	3	2,2		
130B2441																											
130B2408					0,75	4,6	4,6						65	65	65	65	65	65	65	65	65	65	65	65	65		
130B2443	8	7,5	5*	5	1,1	6,6	6,6	2,2	5,6	2,2	4,8	4,8	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75	75	6,9	4,7	
130B2409	10	9,5	7,5*	5	1,5	7,5	7,5	3	7,2	3	6,3	6,3	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	5,2	6,8	
130B2444								4	10	4	8,2	8,2	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90		
130B2411	17	156	13	5	2,2	10,6	10,6						90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	3,1	10
130B2446					3	12,5	12,5	5,5	13	5,5	11	11	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	
130B2412	24	23	18	4	3,7	16,7	16,7	7,5	16	7,5	14,5	14,5	125	125	125	125	125	125	125	125	125	125	125	125	125	2,4	10
130B2447								11	24	11	21	21	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	
130B2413	38	36	28,5	4	7,5	30,8	30,8	18,5	37,5	18,5	34	34	160	160	160	160	160	160	160	160	160	160	160	160	160	1,6	10
130B2448								22	44	22	40	40	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	
130B2281	48	45,5	36	4	11	46,2	46,2	22	44	22	40	40	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	270	1,1	14,7
130B2307																											
130B2282	62	59	46,5	3	15	59,4	59,4	30	61	30	52	52	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	0,85	30
130B2308																											
130B2283	75	71	56	3	18,5	74,8	74,8	37	73	37	65	65	350	350	350	350	350	350	350	350	350	350	350	350	350	0,75	30
130B2309																											
130B3179	115	109	86	3	22	88	88	45	90	45	80	80	470	470	470	470	470	470	470	470	470	470	470	470	470	0,51	15
130B3181																											
130B3182	180	170	135	3	37	143	143	75	147	75	130	130	650	650	650	650	650	650	650	650	650	650	650	650	650	0,33	25
130B3183																											
130B3184	260	246	195	3	45	170	170	90	177	90	160	160	850	850	850	850	850	850	850	850	850	850	850	850	850	0,34	25
130B3185																											

<sup>1</sup>Aquivalenter STERN-Anschlusswert  
<sup>2</sup>IP23 - Alle Filter zur Bodenmontage

Tabelle 4.4 Sinusfilter 3x380-500 V IP00/IP20/IP23

### A.13 Dimensionierung der Drehstrom-Drosseln für 5,5 kW-Asynchronmaschine

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 3,1mH  
 I = 17Aeff @ 50 Hz  
 I = 0,34 Aeff @ 5kHz (Option1)  
 I = 0,85 Aeff @ 5kHz (Option2)

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Standard-Trafolech bzw. Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@5kHz	EI150/150/31,5	63,2W	64,7W	72 x 183 x 157	6,5kg	Drehstromdrossel mit Standard-Trafolech
0,85Aeff@5kHz	EI170/170/57	160,0W	40,2W	103 x 207 x 178	14,0kg	Drehstromdrossel mit Standard-Trafolech
0,34Aeff@5kHz	S3U150/150/31,5	4,95W	67,5W	72 x 183 x 157	6,5kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,85Aeff@5kHz	S3U150/150/31,5	14,7W	73,2W	72 x 183 x 157	6,5kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 1,34mH  
 I = 17Aeff @ 50 Hz  
 I = 0,34 Aeff @ 10kHz (Option1)  
 I = 0,85 Aeff @ 10kHz (Option2)

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@10kHz	S3U125/125/41,5	2,3W	63,9W	75 x 152 x 133	5,9kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,85Aeff@10kHz	S3U125/125/41,5	9,1W	70,8W	75 x 152 x 133	5,9kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,89\text{mH}$   
 $I = 17\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,34\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option1)}$   
 $I = 0,85\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option2)}$

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@10kHz	S3U125/125/26,1	1,1W	41,8W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel
0,85Aeff@10kHz	S3U125/125/26,1	4,4W	43,5W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827003

Version4.0 29.07.20

Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,79\text{mH}$   
 $I = 17\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,34\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option1)}$   
 $I = 0,85\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option2)}$

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@10kHz	S3U125/125/26,1	1,0W	40,1W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel
0,85Aeff@10kHz	S3U125/125/26,1	4,0W	41,7W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827003

Version4.0 29.07.20

Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,68\text{mH}$   
 $I = 17\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,34\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option1)}$   
 $I = 0,85\text{ Aeff @ } 10\text{kHz (Option2)}$

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@10kHz	S3U100/100/31	0,80W	34,0W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,85Aeff@10kHz	S3U100/100/31	3,2W	35,7W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827003

Version4.0 29.07.20

Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,34\text{mH}$   
 $I = 17\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,34\text{ Aeff @ } 20\text{kHz (Option1)}$   
 $I = 0,85\text{ Aeff @ } 20\text{kHz (Option2)}$

$L = 3 \times 0,23\text{mH}$   
 $I = 17\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,34\text{ Aeff @ } 30\text{kHz (Option3)}$   
 $I = 0,85\text{ Aeff @ } 30\text{kHz (Option4)}$

Die Bestimmung der Drosselgröße wurde unter der Verwendung von Bandkernmaterial (Schnittbandkern) durchgeführt.

**Allgemein gilt:** Je höher die Oberwelle in Frequenz und Amplitude, desto höher werden die Verluste im Kernmaterial. Diese Verluste verursachen Wärme im Kernblech, welches nur durch eine größere Bauform kompensiert werden kann.

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Oberwelle	Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
0,34Aeff@20kHz	S3U100/100/21	0,75W	23,4W	47 x 122 x 107	2,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,85Aeff@20kHz	S3U100/100/21	3,8W	25,3W	47 x 122 x 107	2,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,34Aeff@30kHz	S3U100/100/21	1,25W	23,6W	47 x 122 x 107	2,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel
0,85Aeff@30kHz	S3U100/100/21	6,9W	25,9W	47 x 122 x 107	2,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827003

Version4.0 29.07.20

Tauscher / Daniel Mandl

### A.14 Dimensionierung der Drehstrom-Drosseln für 11 kW-Asynchronmaschine

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

$L = 3 \times 1,6\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 2,62\text{ Aeff @ } 4\text{kHz}$   
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U190/190/64	33,9W	112,3W	115 x 254 x 190	12,9kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

$L = 3 \times 0,69\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 1,87\text{ Aeff @ } 10\text{kHz}$   
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U150/150/51,5	24,4W	78,2W	92 x 183 x 157	6,8kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc      Dok.-Nr. BV 1827004    Version 7 vom 04.12.20      Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

$L = 3 \times 0,47\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 1,38\text{ Aeff @ } 10\text{kHz}$   
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U150/150/31,5	11,1W	70,5W	72 x 183 x 157	6,5kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 50K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

$L = 3 \times 0,43\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 1,12\text{ Aeff @ } 10\text{kHz}$   
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/41,5	6,0W	81,9W	75 x 152 x 133	5,9kg	3-Phasenschnittbandkern-drossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 68K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc      Dok.-Nr. BV 1827004    Version 7 vom 04.12.20      Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
Neureut 83  
D-94078 Freyung  
Tel.: 08551 91696-0  
Fax.: 08551 91696-198  
info@tauscher.com



#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$$L = 3 \times 0,21\text{mH}$$

$$I = 37,4\text{Aeff @ 50 Hz}$$

$$I = 1,05\text{ Aeff @ 20kHz}$$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	7,2W	61,9W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.

Simulationstool: RALE

#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$$L = 3 \times 0,14\text{mH}$$

$$I = 37,4\text{Aeff @ 50 Hz}$$

$$I = 0,97\text{ Aeff @ 30kHz}$$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	7,6W	51,0W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 55K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.

Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827004 Version 7 vom 04.12.20

Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
Neureut 83  
D-94078 Freyung  
Tel.: 08551 91696-0  
Fax.: 08551 91696-198  
info@tauscher.com



#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$$L = 3 \times 0,37\text{mH}$$

$$I = 37,4\text{Aeff @ 50 Hz}$$

$$I = 1,20\text{ Aeff @ 10kHz}$$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/41,5	5,7W	60,3W	75 x 152 x 133	5,9kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 55K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.

Simulationstool: RALE

#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$$L = 3 \times 0,17\text{mH}$$

$$I = 37,4\text{Aeff @ 50 Hz}$$

$$I = 0,97\text{ Aeff @ 20kHz}$$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	5,3W	61,8W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkerndrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.

Simulationstool: RALE

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 0,19mH  
 I = 37,4Aeff @ 50 Hz  
 I = 1,12 Aeff @ 20kHz  
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	7,7W	57,6W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 0,33mH  
 I = 37,4Aeff @ 50 Hz  
 I = 1,01 Aeff @ 10kHz  
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/41,5	4,1W	67,8W	75 x 152 x 133	5,9kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc      Dok.-Nr. BV 1827004    Version 7 vom 04.12.20      Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 0,12mH  
 I = 37,4Aeff @ 50 Hz  
 I = 1,05 Aeff @ 30kHz  
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	7,7W	47,4W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 50K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

**Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:**

L = 3 x 0,11mH  
 I = 37,4Aeff @ 50 Hz  
 I = 0,94 Aeff @ 30kHz  
 Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U125/125/26,1	5,4W	43,2W	75 x 136 x 133	4,1kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 45K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc      Dok.-Nr. BV 1827004    Version 7 vom 04.12.20      Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,093\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 1,05\text{ Aeff @ } 40\text{kHz}$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U100/100/31	7,41W	41,7W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 60K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,075\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 1,05\text{ Aeff @ } 50\text{kHz}$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U100/100/31	8,3W	37,9W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 55K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827004 Version 7 vom 04.12.20

Tauscher / Daniel Mandl

Tauscher Transformatoren GmbH  
 Neureut 83  
 D-94078 Freyung  
 Tel.: 08551 91696-0  
 Fax.: 08551 91696-198  
 info@tauscher.com



#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,083\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,94\text{ Aeff @ } 40\text{kHz}$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U100/100/31	5,3W	39,3W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 55K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

#### Technische Daten der gegebenen 3-Phasendrossel:

$L = 3 \times 0,066\text{mH}$   
 $I = 37,4\text{Aeff @ } 50\text{ Hz}$   
 $I = 0,94\text{ Aeff @ } 50\text{kHz}$

Bestimmung der Baugröße anhand o.g. technischer Daten:

Bauform	Fe-Verluste	Cu-Verluste	Abmessungen (LxBxH) mm	Gewicht	Anmerkung
S3U100/100/31	5,8W	35,6W	58 x 122 x 107	2,8kg	3-Phasenschnittbandkernrossel

Simulation mit einer maximalen Erwärmung von ca. 50K ausgehend von 40°C Umgebungstemperatur.  
 Simulationstool: RALE

R:\AV\SPT\1827\1827003\Simulationsergebnisse Baugrößenstudie HS Harz.doc

Dok.-Nr. BV 1827004 Version 7 vom 04.12.20

Tauscher / Daniel Mandl

Eine unverzichtbare leistungselektronische Komponente für die elektrische Antriebstechnik ist der dreiphasige Wechselrichter. In Verbindung mit einem Netzgleichrichter ergibt sich der Frequenzumrichter, die Standardschaltung für drehzahlvariable Drehstromantriebe.

Bei der bisherigen Schaltungstopologie des dreiphasigen Wechselrichters wird die Ausgangsspannung zwischen Null und der Eingangsgleichspannung gepulst. Durch diesen großen Spannungshub ergeben sich erhebliche Oberwellen in Ausgangsspannung und -strom. Auf Grund der immer schneller schaltenden Leistungshalbleiter nehmen insbesondere bei Antrieben mit langen Motorkabeln die Störströme sowie die transienten Überspannungen an der Motorwicklung zu. Für die Abmilderung dieser Probleme sind meist volumen- und kostenintensive Filter erforderlich, die auch zusätzliche Energieverluste erzeugen. Deshalb erscheint der Mehrstufen-Wechselrichter (Multilevel inverter) als interessante Alternative zum bisher eingesetzten 2-Stufen-Wechselrichter. Diese Schaltungstopologie unterteilt die Zwischenkreisspannung in mehrere Stufen und reduziert dadurch die Spannungssprünge am Ausgang, so dass Leistungshalbleiter mit geringerer Sperrspannung verwendet werden können.