

Leistungselektronik im Fahrzeug und Antriebsstrang

Übung zur Vorlesung

Wintersemester 2015/16

Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Prof. Dr.-Ing. Martin März
Dr.-Ing. Bernd Eckardt

Mobilität von morgen

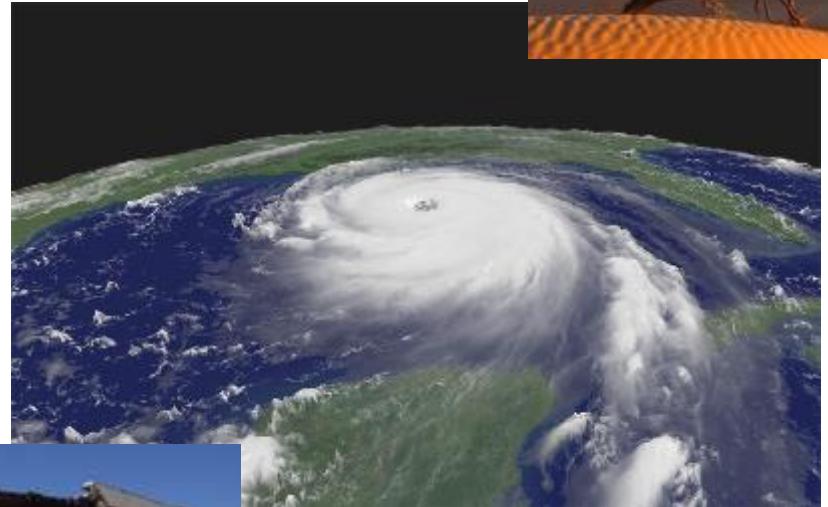
Zahlen ▪ Fakten ▪ Szenarien

- 1 -

Nachhaltigkeit und Generationenverantwortung

Die Menschheit vernichtet innerhalb von nur wenigen Generationen unwiederbringlich die fossilen Energiereserven der Erde,

... und hinterläßt nach dem Motto „Nach uns die Sintflut“ den folgenden Generationen auch noch massive Umwelt- und Klimaprobleme.

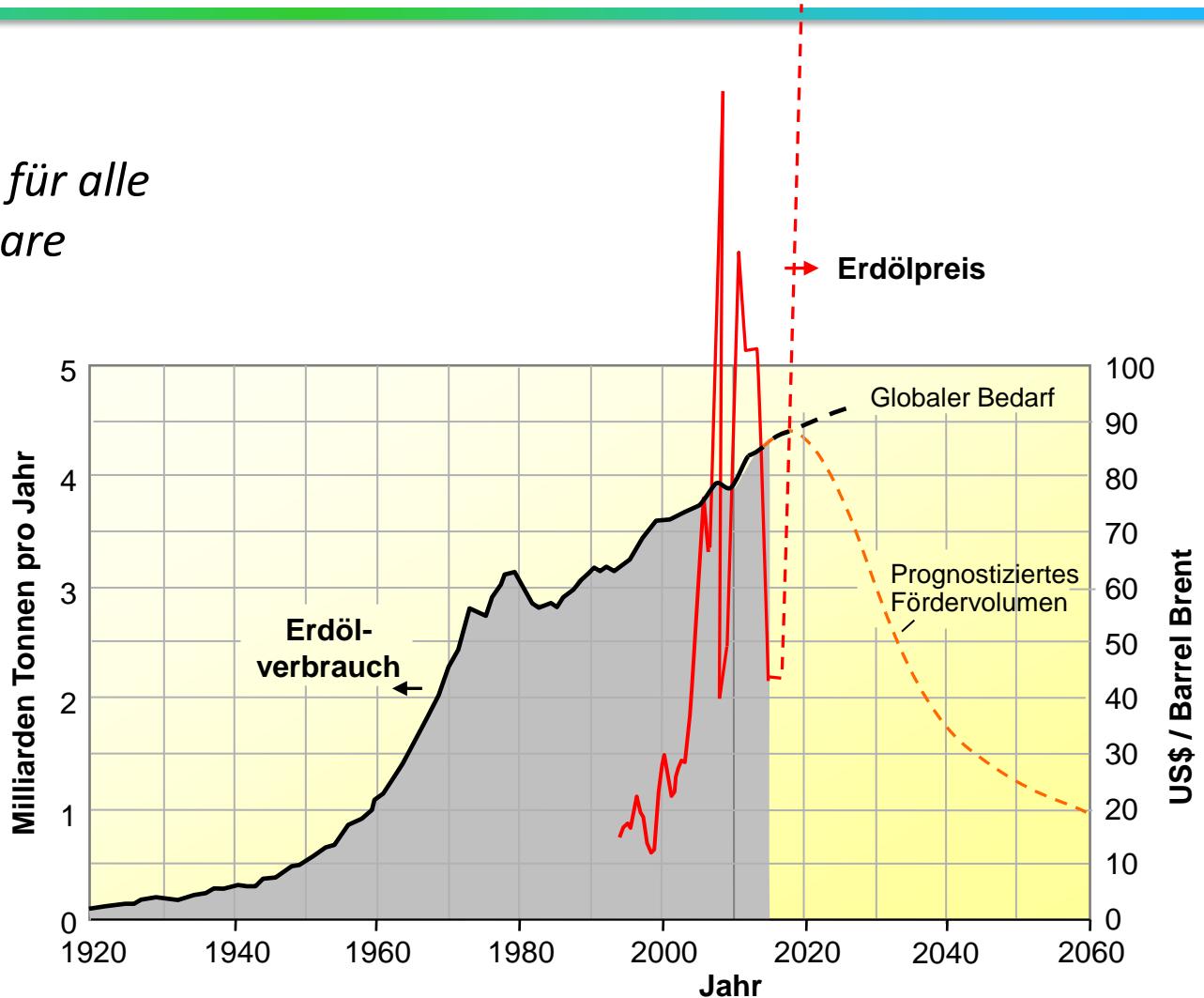


Deutsches Institut für Wirtschaftsforschung:
Die Schäden durch Naturkatastrophen könnten bis zur Mitte des Jahrhunderts auf 200 Billionen US-Dollar steigen: Das wäre etwa das 20-fache der Wirtschaftsleistung der USA.

Mobilität von morgen - Aspekte

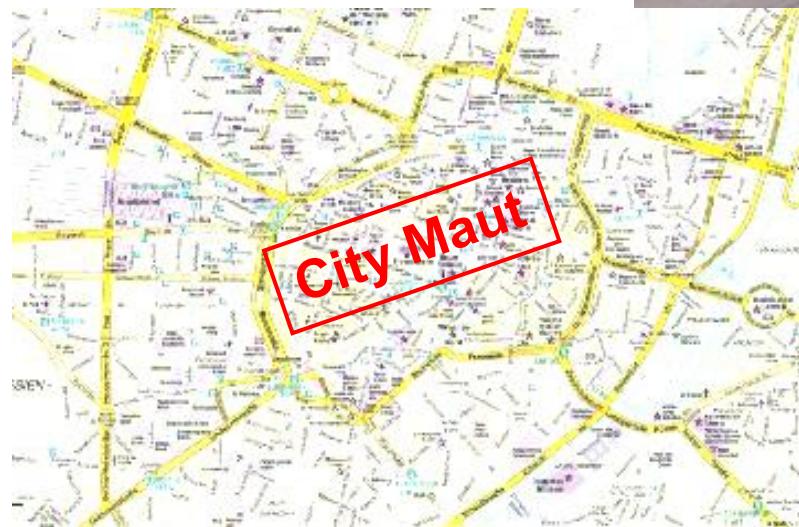
Bezahlbarkeit

Wie sichern wir langfristig eine für alle Bevölkerungsschichten bezahlbare individuelle Mobilität?



Urbanisierung

Wir brauchen Mobilitätslösungen für eine Welt, in der mehr als 50% der Menschen¹⁾ in Mega-Cities und Ballungsräumen leben!



¹⁾ statistisch wurden die 50% im Jahr 2008 überschritten, Tendenz weiter steigend

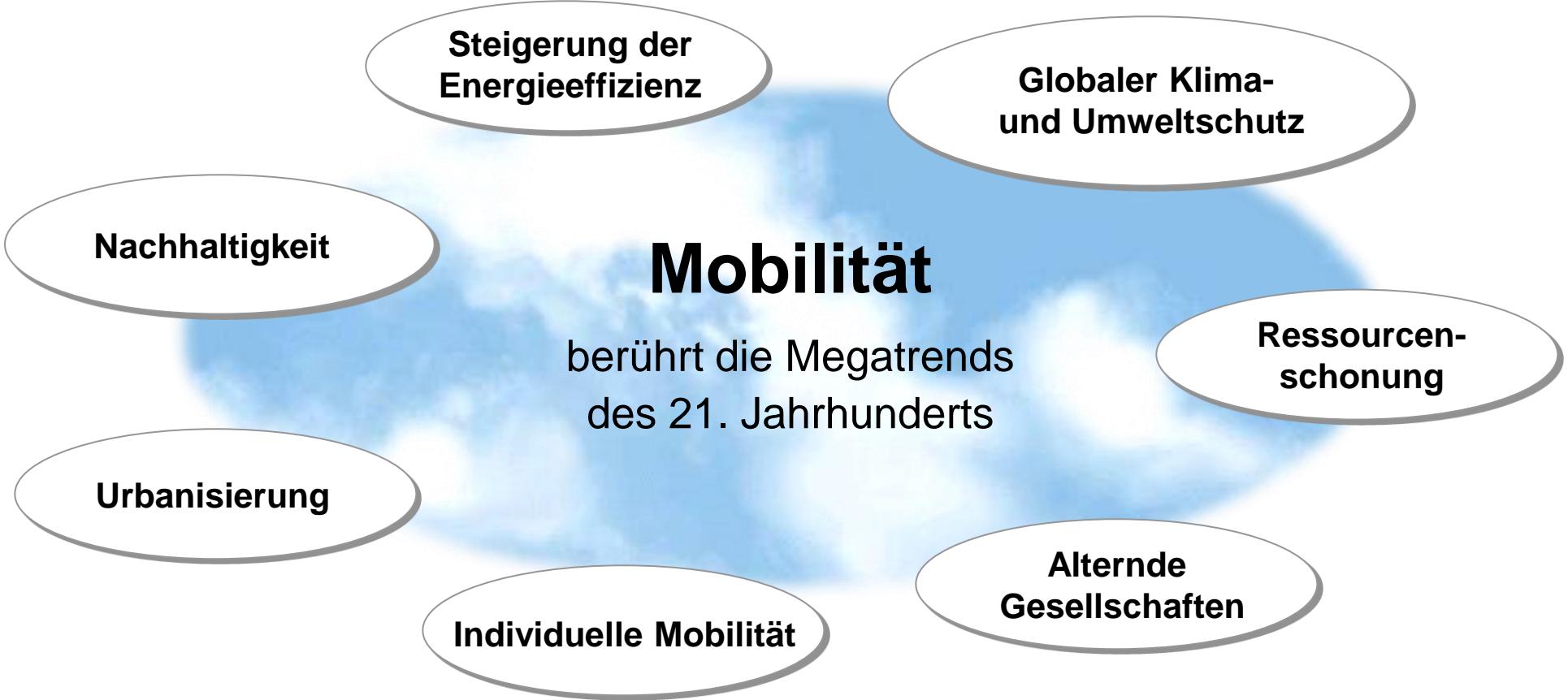
Älter werdende Gesellschaft

**Individuelle Mobilität bis ins hohe Alter
erfordert Fahrzeuge, die persönliche
Handicaps des Fahrers kompensieren!**



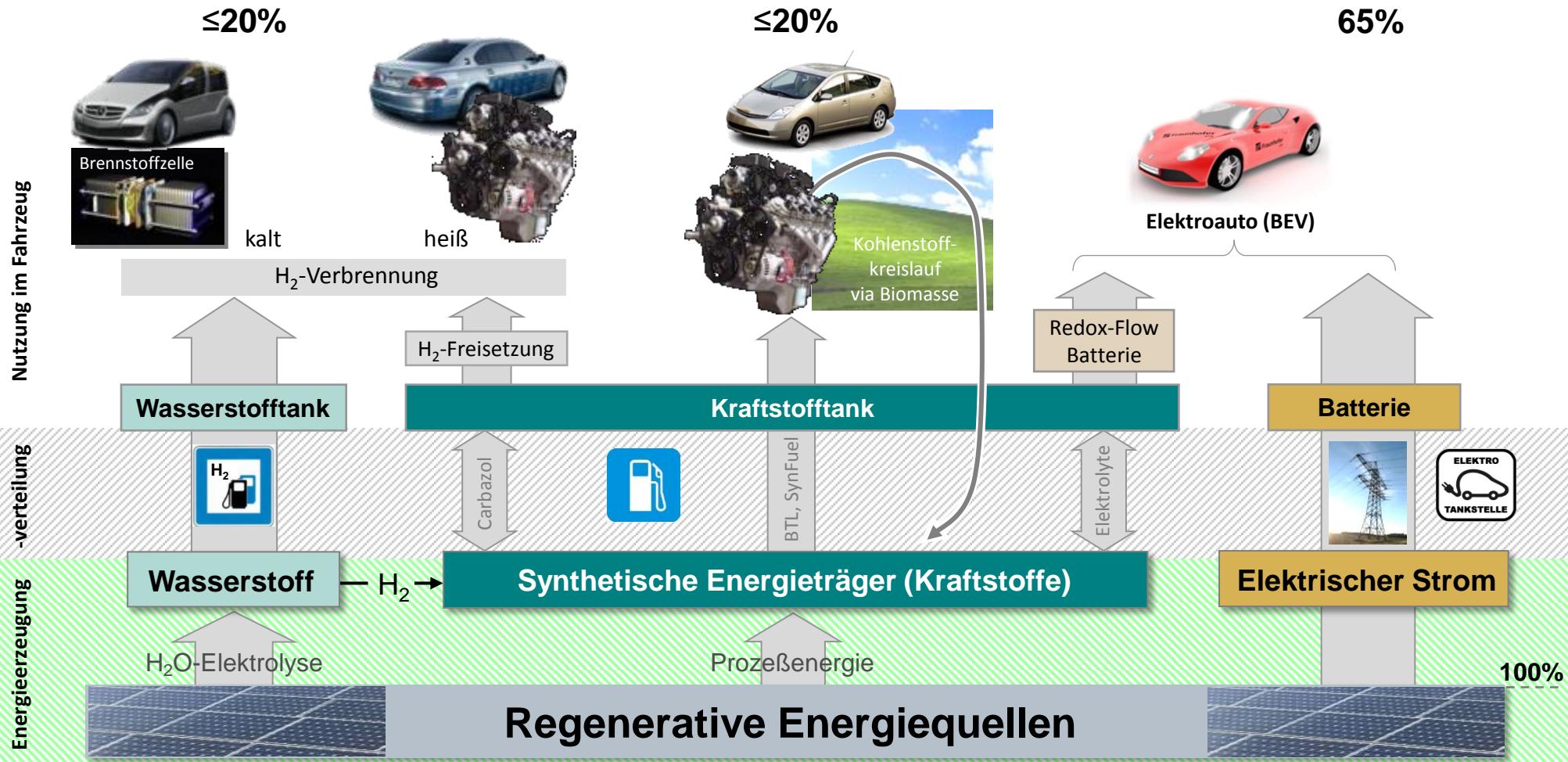
Dazu müssen zukünftige Fahrzeuge

- **menschliche Beeinträchtigungen ausgleichen**
 - aufgrund des Alters (Sehen, Hören, Reaktionszeit,...)
 - aufgrund von Ermüdung,
- **Unfälle verweigern**
 - aktive Sicherheit statt gewichtstreibender und damit energiefressender passiver Sicherheitsmaßnahmen
- **teilautonom fahren können.**



Mobilität von morgen - Energieoptionen

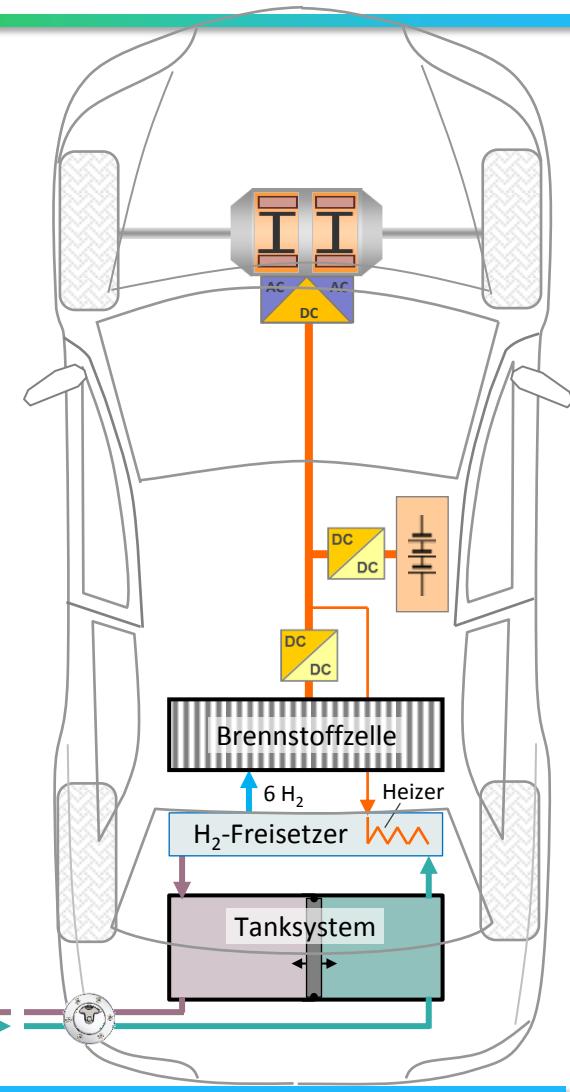
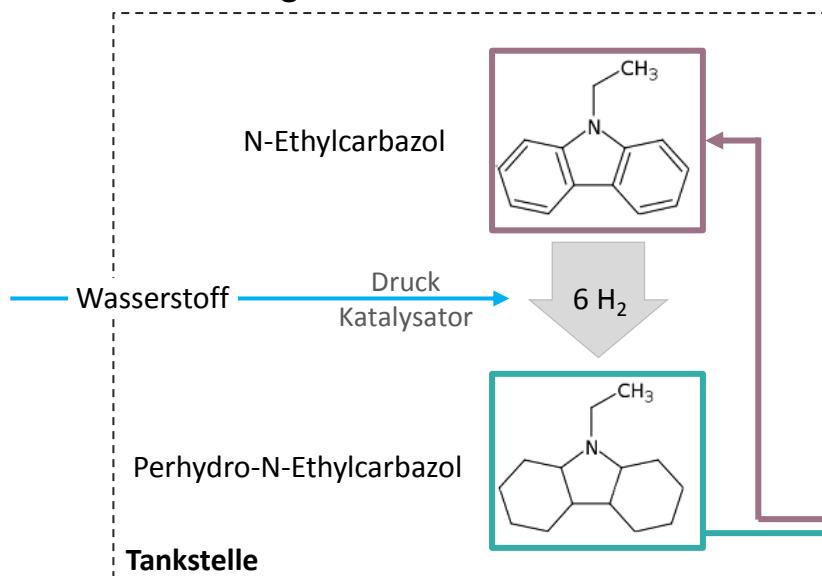
Well-to-Wheel Effizienz¹⁾



Rücknahme des Energieträgers beim Tanken

Beispiel Carbazol

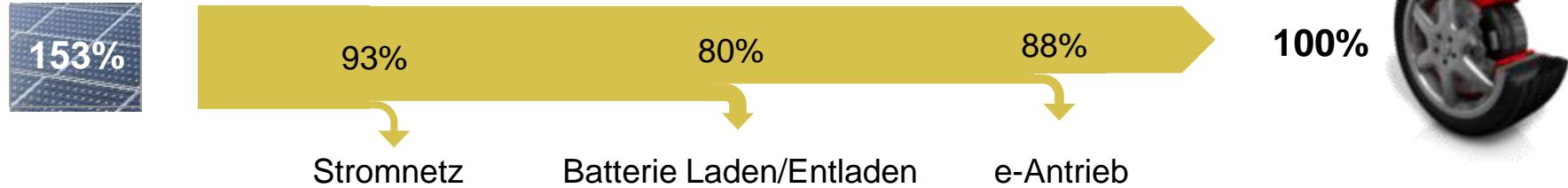
- Ein Liter dieser Substanz speichert Wasserstoff mit einem Energiegehalt von etwa 2 kWh¹⁾
- Rücknahme der H₂-entladenen Form beim Tanken²⁾
- Auch im Winter (-30°C) flüssige Carbazol-Derivate sind in Entwicklung



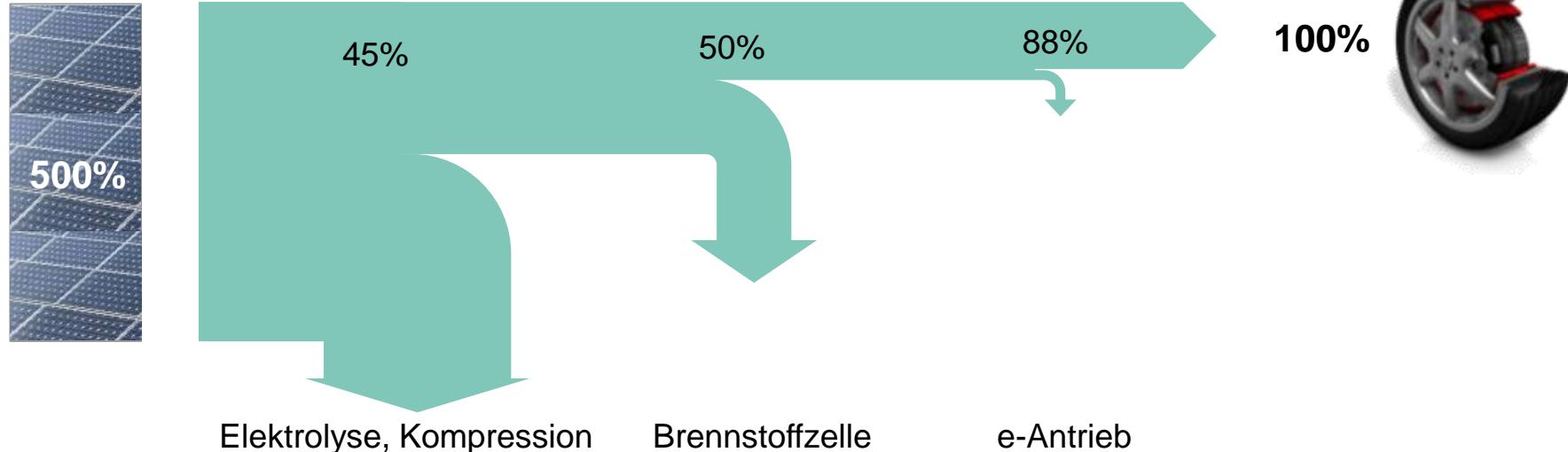
Mobilität von morgen - Energieoptionen

Energieeinsatz

Elektroauto (BEV)



Brennstoffzellenauto (FCEV)

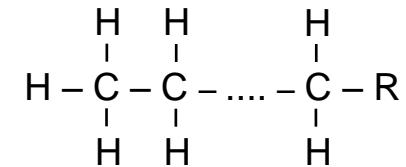
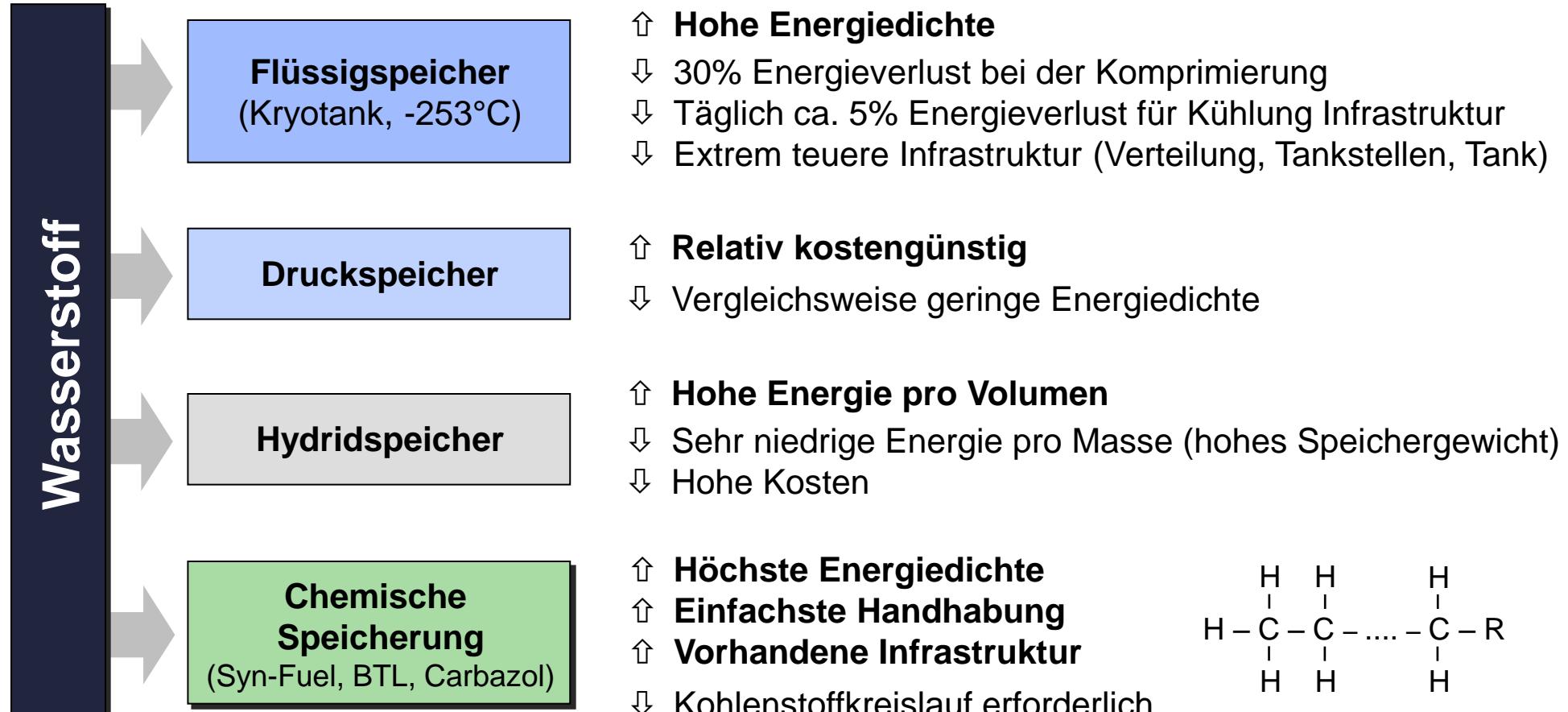


Wasserstoff – wirklich eine Perspektive?

- Es gibt keine relevanten natürlichen Wasserstoffquellen auf dieser Erde, damit ist Wasserstoff lediglich **Energieträger - keine Energiequelle!**
- Wasserstoff aus **fossilen Quellen** bringt weder bezüglich der Schadstoffbilanz (CO_2) noch bezüglich des Gesamtwirkungsgrads (Primärenergieeinsatz) Vorteile gegenüber heutigen Kraftstoffen.
- Die meisten regenerativen Energiequellen liefern Strom (Wind, Wasser, Photovoltaik)
 - Jede **Wandlung** von physikalischer Energie (z.B. Strom) in chemische Energie und zurück ist mit erheblichen Verlusten behaftet, und auch
 - die **Verteilung** von Wasserstoff ist deutlich aufwändiger und verlustreicher als die Verteilung von elektrischem Strom.
- Wasserstoff als chemischer Energiespeicher ist daher nur zu rechtfertigen
 - für Anwendungen bei denen höchste Energiedichte unverzichtbar ist (z.B. der Langstreckenverkehr zu Land, Wasser und in der Luft)
 - als **Speicher für überschüssige regenerative Energie**

.... doch Wasserstoff in welcher Form?

Wasserstoffspeicherung



Wasserstoff – wirklich eine Perspektive ?

- Aus Sicht des Umweltschutzes ist der „*Einsatz von Wasserstoff im Verkehr aufgrund der hohen Energieverluste bei der Herstellung und der Aufbereitung des Energieträgers nicht zu befürworten*“
Studie des Umweltbundesamtes (1999)
- In einem wissenschaftlichen Konzeptvergleich haben Experten der DLR der Brennstoffzelle weder bei der Ökobilanz noch im Gesamtwirkungsgrad überzeugende Vorteile attestiert.
Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt (DLR)
- Brennstoffzellenfahrzeuge mit Wasserstoff aus Erdgas bringen keinen Vorteil bzgl. einer Verringerung der Treibhausgase, wenn man sie mit fortschrittlichen hybriden Benzin-Motoren vergleicht. MIT-Studie
- „Wasserstoff-Autos sind in wohl jeder Hinsicht schlechter als die besten Hybrid-Autos - und das dürfte bis 2030 so bleiben“. J. Romm, stellv. Staatssekr. für erneuerbare Energien im US/DOE, Clinton Regierung
- „Fundamental laws of physics expose the weakness of a hydrogen economy. **Hydrogen**, the artificial energy carrier, **can never compete with its own energy source, electricity**, in a sustainable future.“
U. Bossel, Mitinitiator des „European Fuel Cell Forums“. Entnommen aus „Does a Hydrogen Economy Make Sense?“ erschienen in Proceedings of the IEEE, Vol. 94, No. 10, Oktober 2006

Zur Dimension des Problems

am Beispiel Flugverkehr¹⁾

Kerosinmenge einer vollbetankten Boeing 747: **130 to** (= 6 TJ)

Gleiche Energie in Form flüssigen Wasserstoffs: **50 to**

Für die Herstellung dieser Menge LH₂ sind erforderlich:

- 450 Tonnen Wasser²⁾
- ca. 2,5 GWh Strom (für Elektrolyse und Verflüssigung)

Flughafen Frankfurt mit ca. 50 Jumbos täglich (2004)

Allein zu deren Versorgung mit LH₂ wären erforderlich:

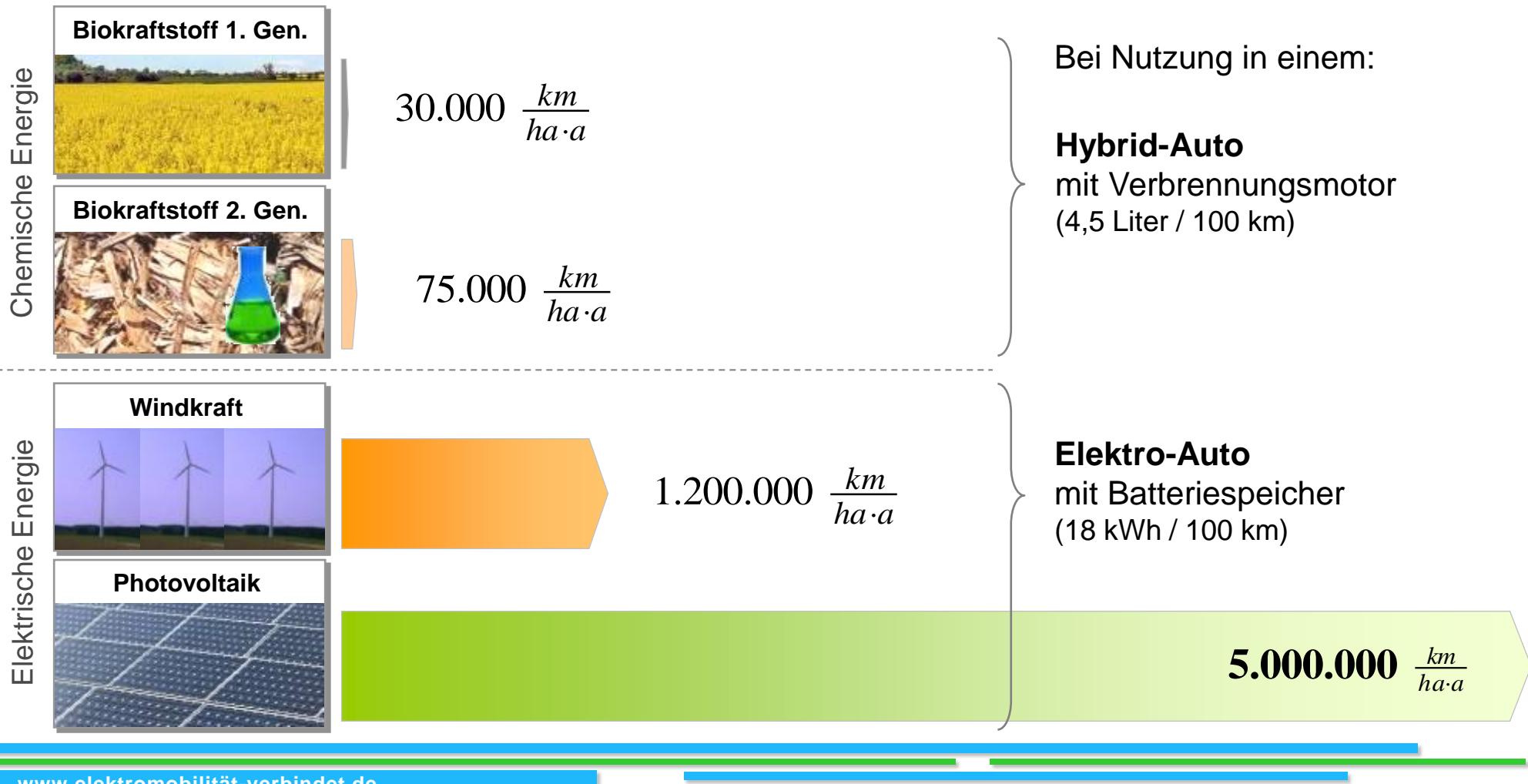
- 22.500 m³ Wasser/Tag (entspricht dem Durchschnittsverbrauch einer Großstadt mit 160.000 Einwohnern)
- **125 GWh Strom** (entspricht der Volllast-Tageserzeugung von 5 Atomkraftwerken)



Für technisch anspruchsvolle Anwendungen wie den Flugverkehr ist heute keine echte Alternative zu fossilen Energieträgern absehbar - umso unverantwortlicher ist deren Nutzung für so triviale Anwendungen wie Gebäudeheizung.

Mobilität von morgen - Energieoptionen

Ertrag in PKW-Kilometer pro Hektar und Jahr



Mobilität von morgen - Energieoptionen

Energiebedarf

für gesamten PKW-Verkehr in Deutschland mit Elektroautos
(50 Mio. PKW, 11.000 km/a)

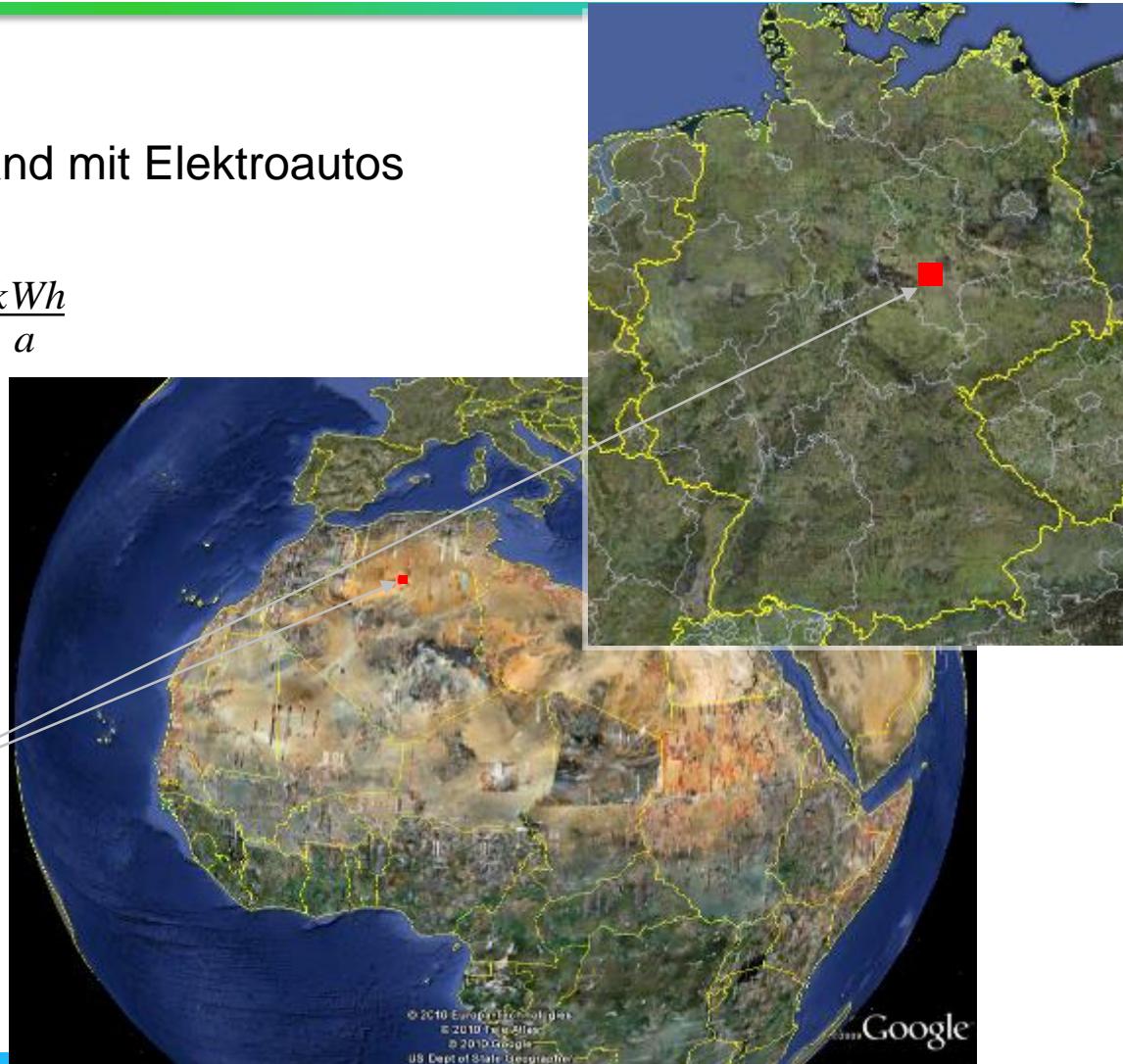
$$50 \cdot 10^6 \times 11.000 \frac{\text{km}}{\text{a}} \times 18 \frac{\text{kWh}}{100\text{km}} = 1 \cdot 10^{11} \frac{\text{kWh}}{\text{a}}$$

Dafür benötigte Photovoltaikfläche:

$$A_{ges} \approx \frac{1 \cdot 10^{11} \frac{\text{kWh}}{\text{a}}}{100 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^2 \cdot \text{a}}} = 1000 \text{ km}^2$$

Dies entspricht einem quadratischen Solarfeld von rund 32 km Seitenlänge.

... bzw. das 3...4-fache bei Einsatz der Wasserstoff-Brennstoffzellen-Technologie!



Photovoltaiküberdachung von PKW-Stellplätzen - ein Zahlenbeispiel



Energieertrag je Stellplatz und Jahr in Deutschland

$$100 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^2 \text{a}} \cdot 12,5 \text{ m}^2 = 1.250 \frac{\text{kWh}}{\text{a}}$$

Das entspricht einer Fahrleistung von

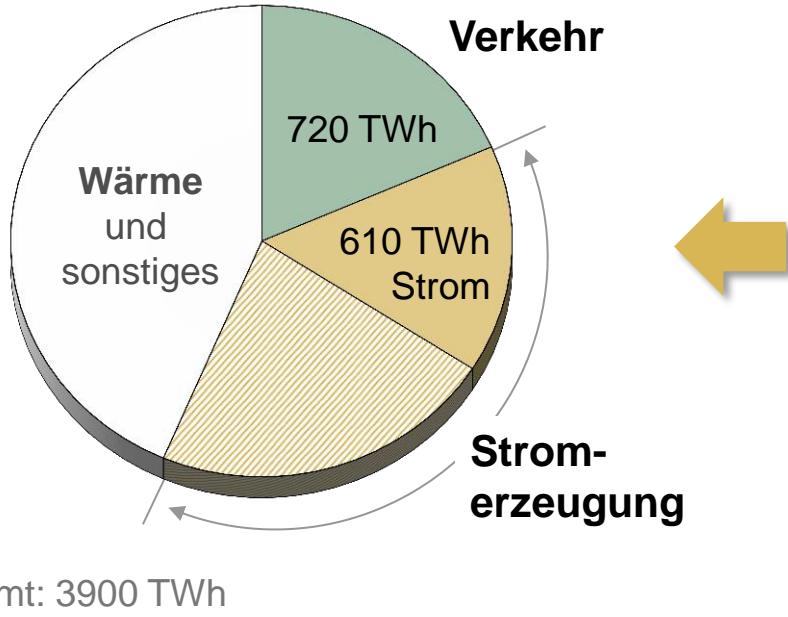
$$\frac{1.250 \frac{\text{kWh}}{\text{a}}}{18 \frac{\text{kWh}}{100 \text{ km}}} \approx 7.000 \frac{\text{km}}{\text{a}}$$

oder 15 Entfernungskilometern an 230 Arbeitstagen¹⁾.

... und die Vorteile gegenüber PV-Zellen auf den Autos

- stets optimale Ausrichtung (keine Ertragseinbußen beim Parken im Schatten, in Garagen, etc.)
- Werterhalt, Nachhaltigkeit (kein Verschrotten techn. noch neuwertiger PV-Zellen am Ende des Fahrzeuglebens)
- keine Einschränkungen bzw. Kompromisse beim optischen und aerodynamischen Fahrzeugdesign

Primärenergieeinsatz in Deutschland



Die für die Umstellung des gesamten PKW-Verkehrs in Deutschland auf Elektroautos benötigte Strommenge¹⁾

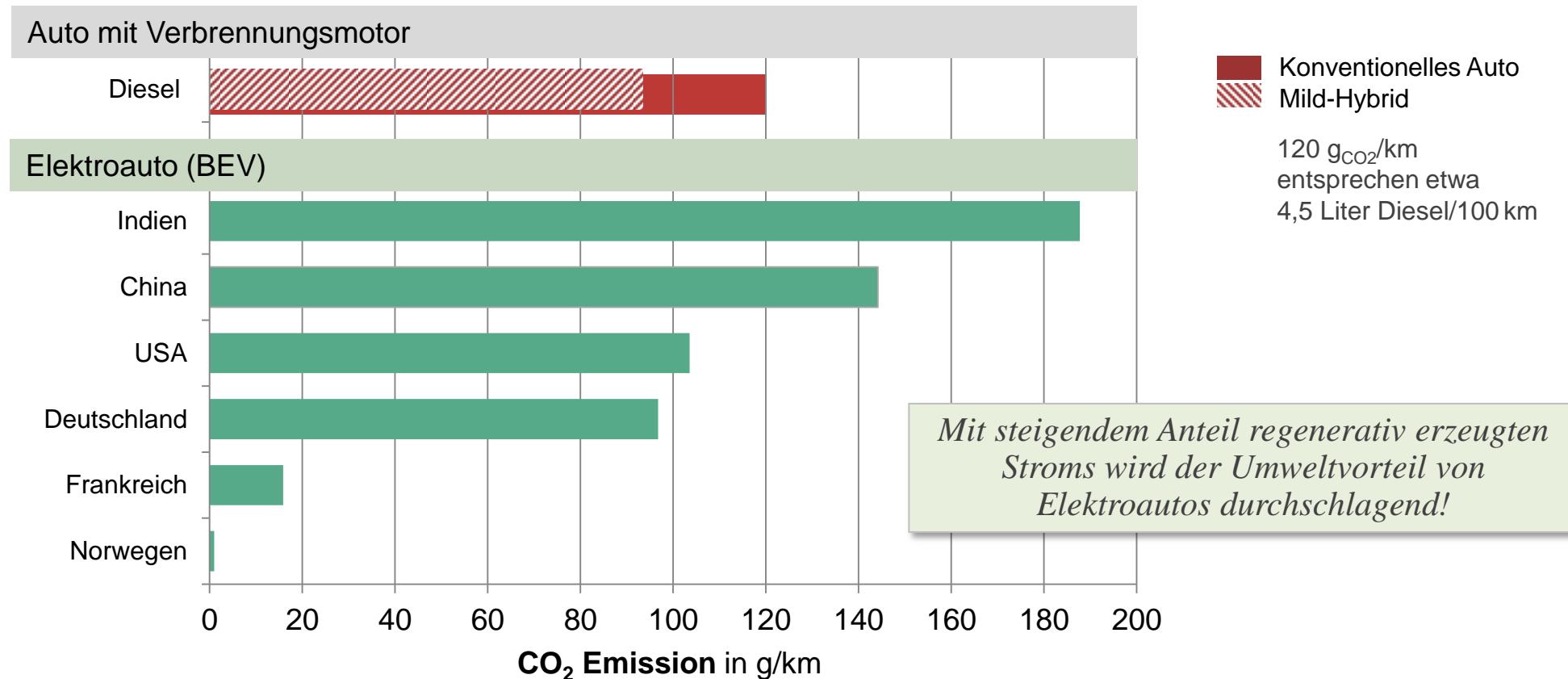
$$50 \cdot 10^6 \times 11.000 \frac{\text{km}}{a} \times 18 \frac{\text{kWh}}{100\text{km}} = 100 \frac{\text{TWh}}{a}$$

entspricht rund 16% unserer derzeitigen jährlichen Stromerzeugung von 610 TWh.

Die Erzeugung der 610 TWh Strom erfolgt unter Einsatz von 1450 TWh Primärenergie (Kohle, Erdöl, Erdgas, ...)
Mittlerer Stromerzeugungswirkungsgrad in Deutschland: **42%**

Mobilität von morgen - Energieoptionen

Die CO₂ Emissionen von Elektrofahrzeugen - eine Frage des Strommix!



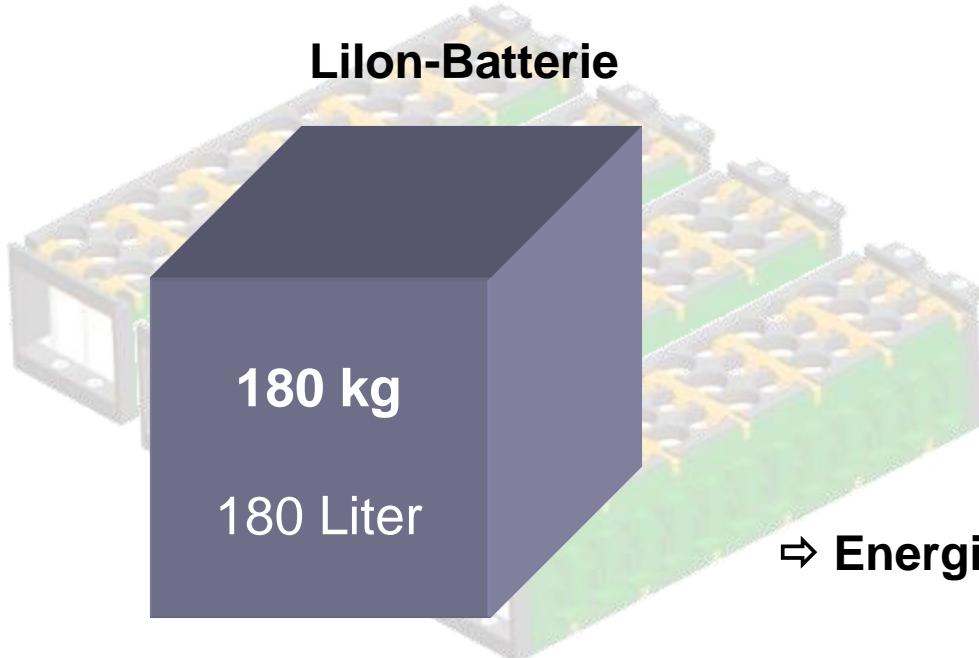
Batterie-elektrische Fahrzeuge (BEV)

Energiebedarf eines PKW der Kompaktklasse (1400 kg): ca. **18 kWh für 100 km Reichweite**

18 kWh

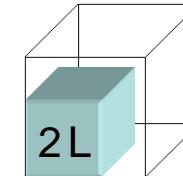
entsprechen gespeichert in

Lilon-Batterie



Benzin, Diesel

6...8 L¹⁾



⇒ **Energieeffizienz** – nicht nur eine Tugend,
...für BEV eine Notwendigkeit!

Betriebskostenvergleich

Annahme: Jährliche Fahrleistung **15.000 km/a**

Kompaktwagen (konventionell)

- Verbrauch: 6 L/100 km
- Kraftstoffpreis: 1,65 €/L

$$15.000 \frac{km}{a} \times \frac{6L}{100km} \times 1,65 \frac{\text{€}}{L} = \mathbf{1.485,- \frac{\text{€}}{a}}$$

Elektroauto

- Verbrauch: 18 kWh/100 km
- Strompreis: 0,25 €/kWh

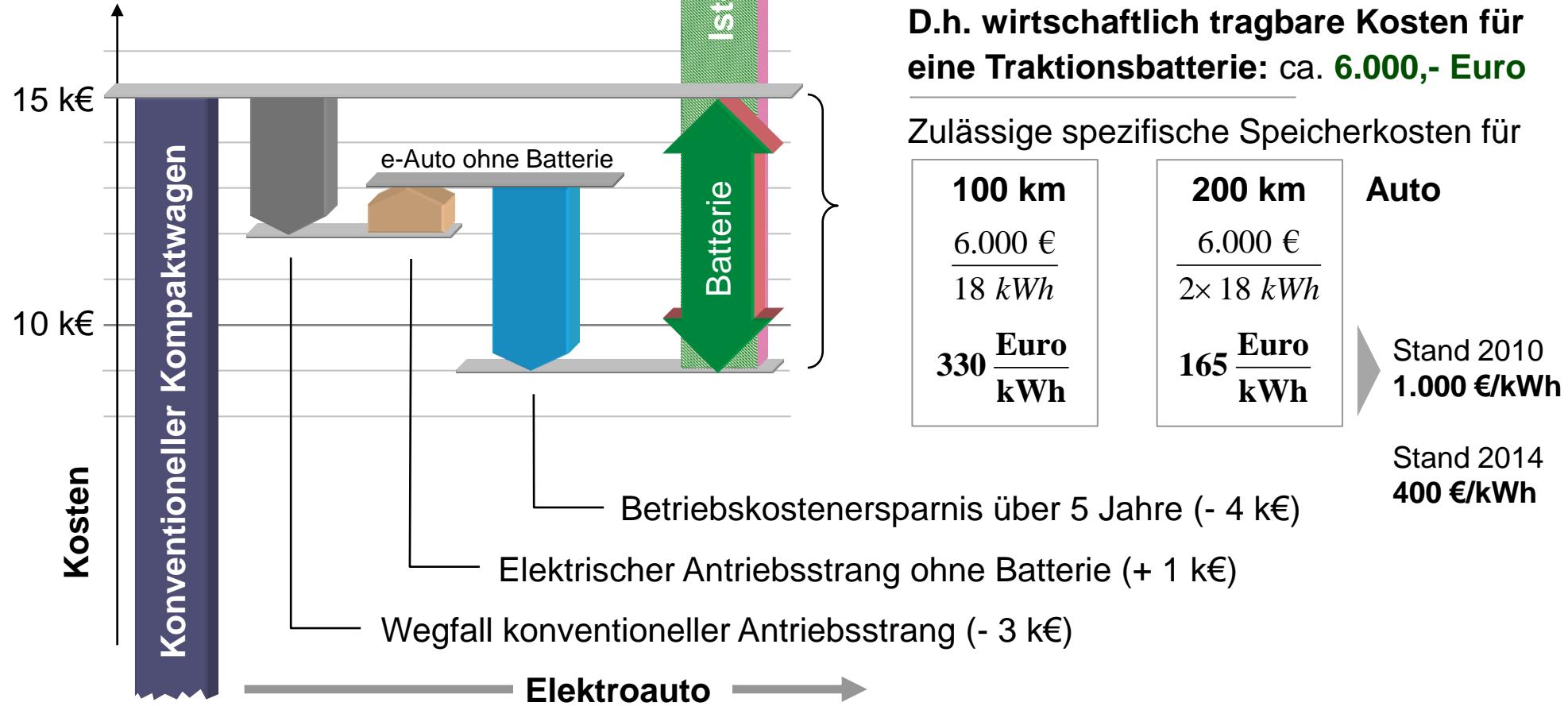
$$15.000 \frac{km}{a} \times \frac{18kWh}{100km} \times 0,25 \frac{\text{€}}{kWh} = \mathbf{675,- \frac{\text{€}}{a}}$$

Betriebskostenersparnis: ca. **800,- €/Jahr**

Hinzu kommen deutlich reduzierte Wartungskosten:

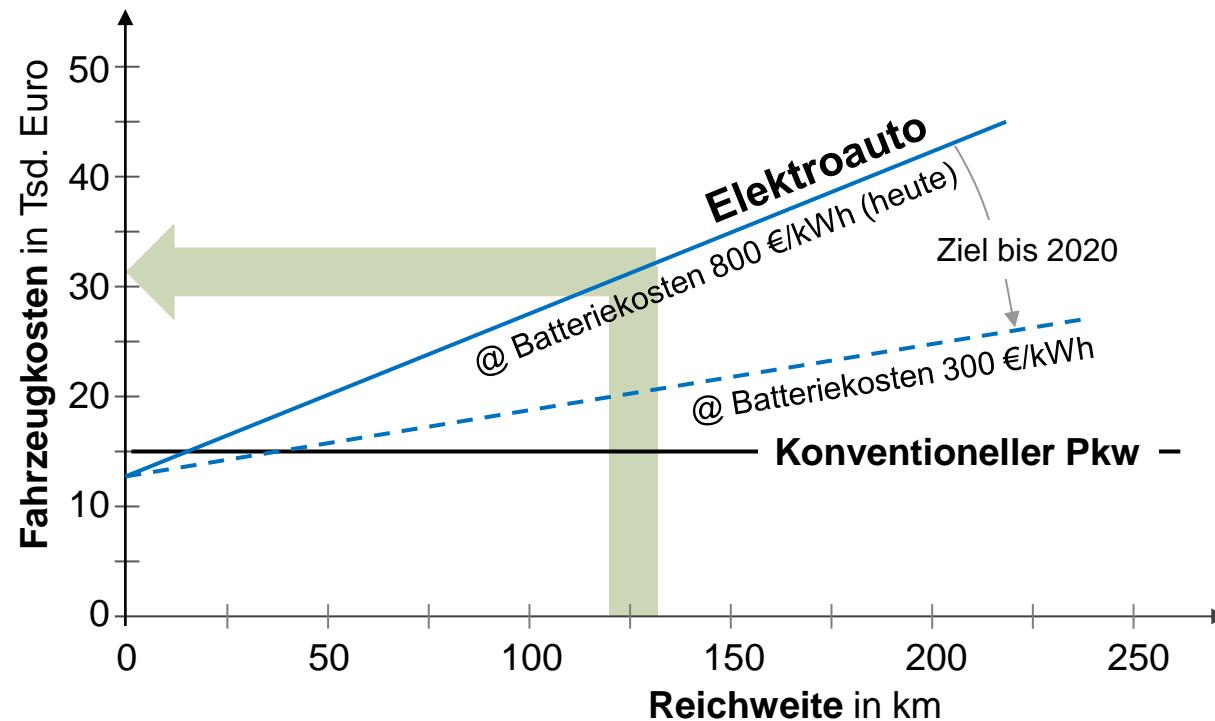
Kein Wechsel von Öl, Ölfilter, Kraftstofffilter, Zündkerzen, Motorluftfilter, Zahnriemen, etc.

Wirtschaftlichkeit



Wo liegt der Hemmschuh für eine breitere Marktdurchdringung?

Batteriekosten



... sie sind der entscheidende Grund warum reine Elektroautos noch für lange Zeit nur als Kurzstreckenfahrzeuge wirtschaftlich¹⁾ darstellbar sein werden!

Die Markthemmisse sind nicht:

- eine noch nicht vorhandene öffentliche Ladeinfrastruktur,
- Ladezeiten,
- fehlende Leichtbautechnologien oder
- sonstige technische Probleme!

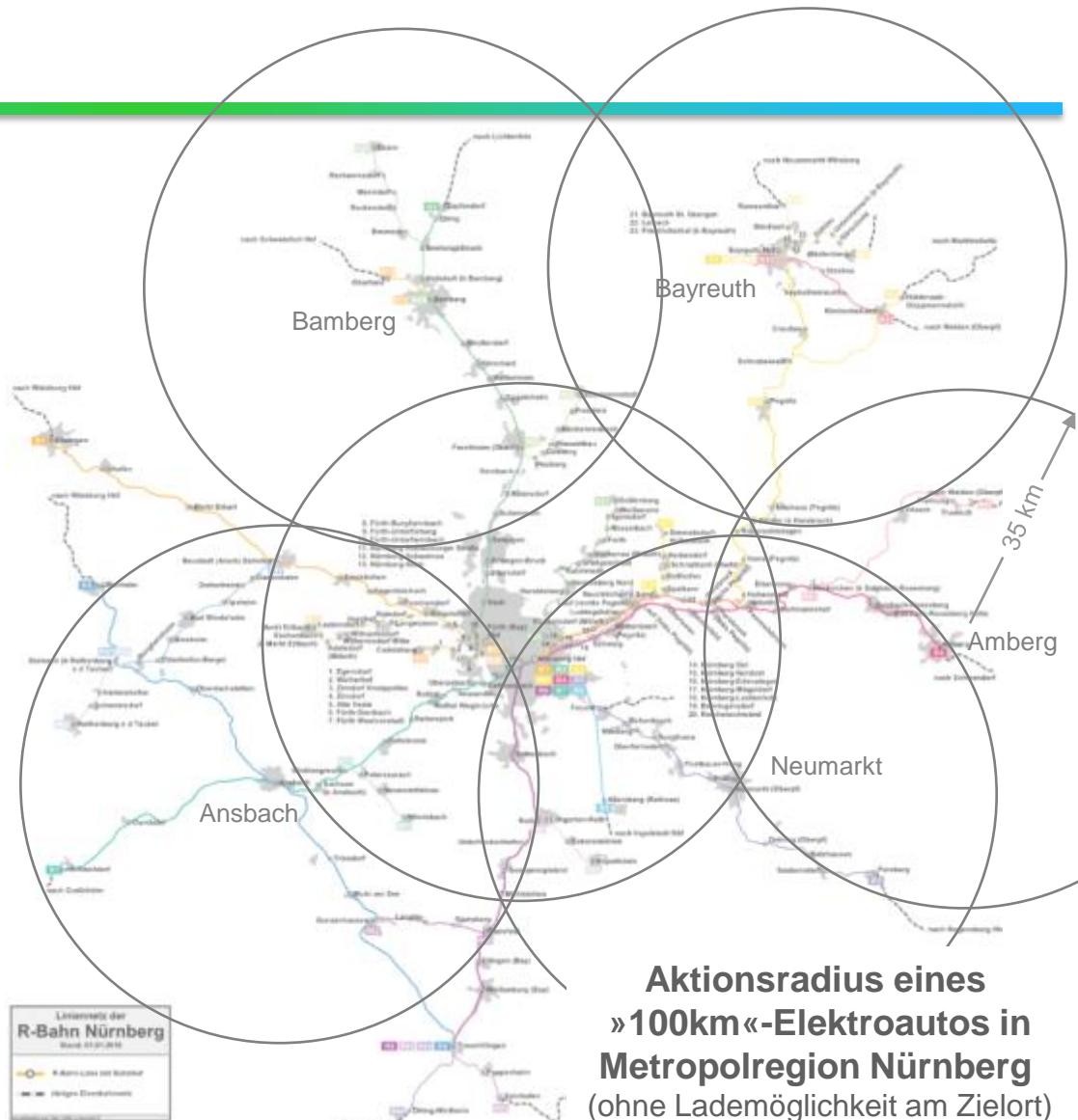
→ Im Gegensatz zu konventionellen Fahrzeugen steigen die Kosten eines BEV mit der Reichweite!

Wirtschaftlichkeit

Aber

- mehr als 90% aller Fahrten erfolgen im Rahmen einer Tagesfahrleistung von unter 100 km,
- etwa 25% der deutschen Haushalte besitzen einen Zweitwagen,
- in Kombination mit ÖPNV, Bahn-Fernverkehr und intelligenten Mobilitätsangeboten ergeben sich kaum Mobilitätseinschränkungen.

... und die Alternative
für Vielfahrer: **Plug-in Hybrid**



Lösungskonzepte für das Reichweitenproblem

- Range-extender
(onboard oder temporär – z.B. in Form eines Batterieanhängers)
- Wasserstoff (plus VKM oder Brennstoffzelle)
- Plug-in Hybrid
- Zweit- oder Mietwagen
 - Kurzstrecken-Elektroauto für täglichen Bedarf
 - VKM-Hybrid als Zweit- oder Mietwagen für Urlaubsfahrten, ...
- Multimodalität (ÖPNV, Bahn-Fernverkehr)
- Batteriewechsel
- e-Road



Lösungskonzepte für das Reichweitenproblem

Batteriewechsel



Flottenversuch Betterplace / Renault-Nissan in Israel, Dänemark, ...

aber: Betterplace Insolvenz in 2013

Vorteile

- Sehr kurze „Tankzeiten“ (wie heute)
- Hoch flexibel
 - Schnelle Anpassung an die jeweils aktuellste Speichertechnologie möglich,
 - Trennung von wirtschaftlichem Eigentum an Fahrzeug und Batterie erlaubt Senkung der Investitionskosten für den Fahrzeughalter,
 - VKM-Stromerzeugungseinheit in Batterieform für Langstreckenfahrten vorstellbar.

Nachteile

- Sehr hohe Initialkosten für Infrastruktur
- Herstellerübergreifende Standardisierung erforderlich
 - ⇒ Beide Nachteile durch Huckepack-Varianten¹⁾ beseitigbar!

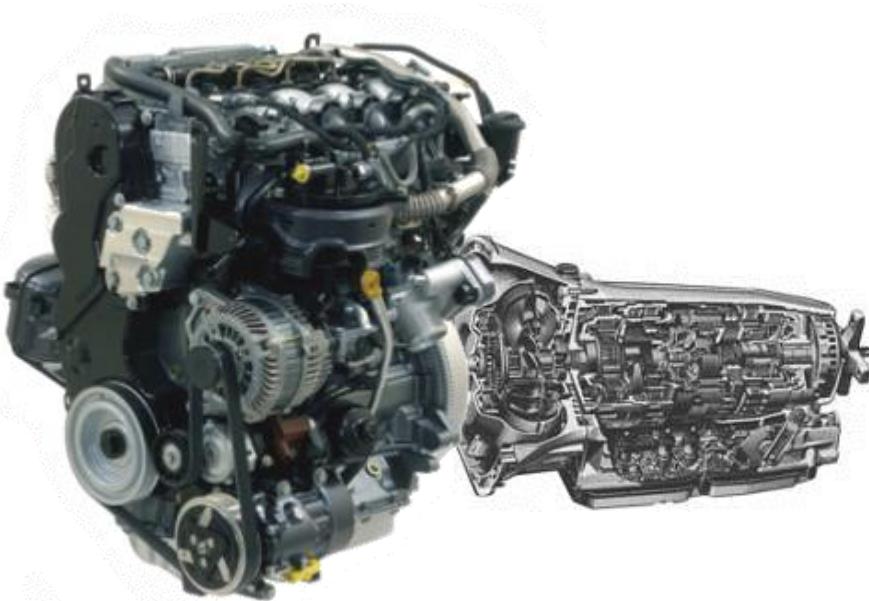
Lösungsansätze für das Reichweitenproblem

e-Road



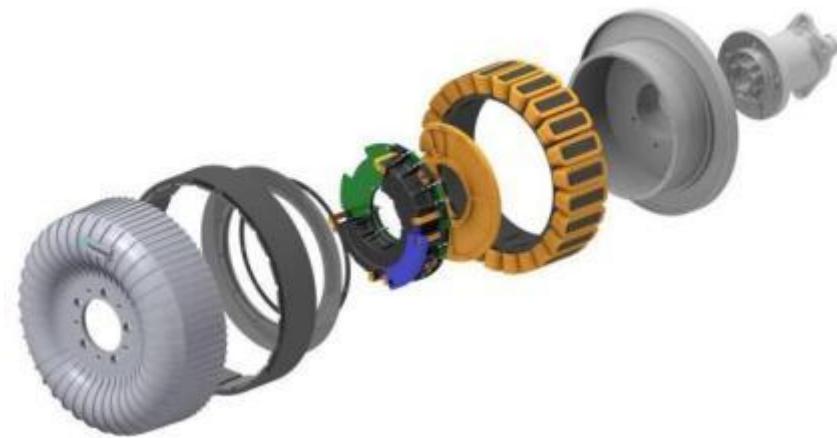
- Tanken während der Fahrt durch induktive Energieübertragung Fahrbahn \Rightarrow Fahrzeug
- Übertragungsleistungen
 - ca. 20 kW kontinuierlich, oder
 - 200...300 kW für Schnellladen auf begrenzten Streckenabschnitten - »Tankspuren«
- Exorbitante Initialkosten für die Infrastruktur
- Herstellerübergreifende Standardisierungen erforderlich
- Vielzahl noch zu lösender Probleme
 - Optimale Induktorauslegung bzgl. Bodenfreiheit, Systemwirkungsgrad und übertragbarer Leistung
 - EM-Sicherheit
 - Beherrschung unterschiedlichster Streckenbelastungen (Fahrzeuggichten)

Konventioneller Antriebsstrang



- mehrere Tausend mechanische Einzelteile
- viel Know-How und IP steckt in mechanischen Komponenten und deren Fertigungsprozessen
- wartungsintensiv (Zahnriemen, Öl, Filter, ...)
- am Ende der Fahrzeugglebensdauer verschlissen

e-Antrieb



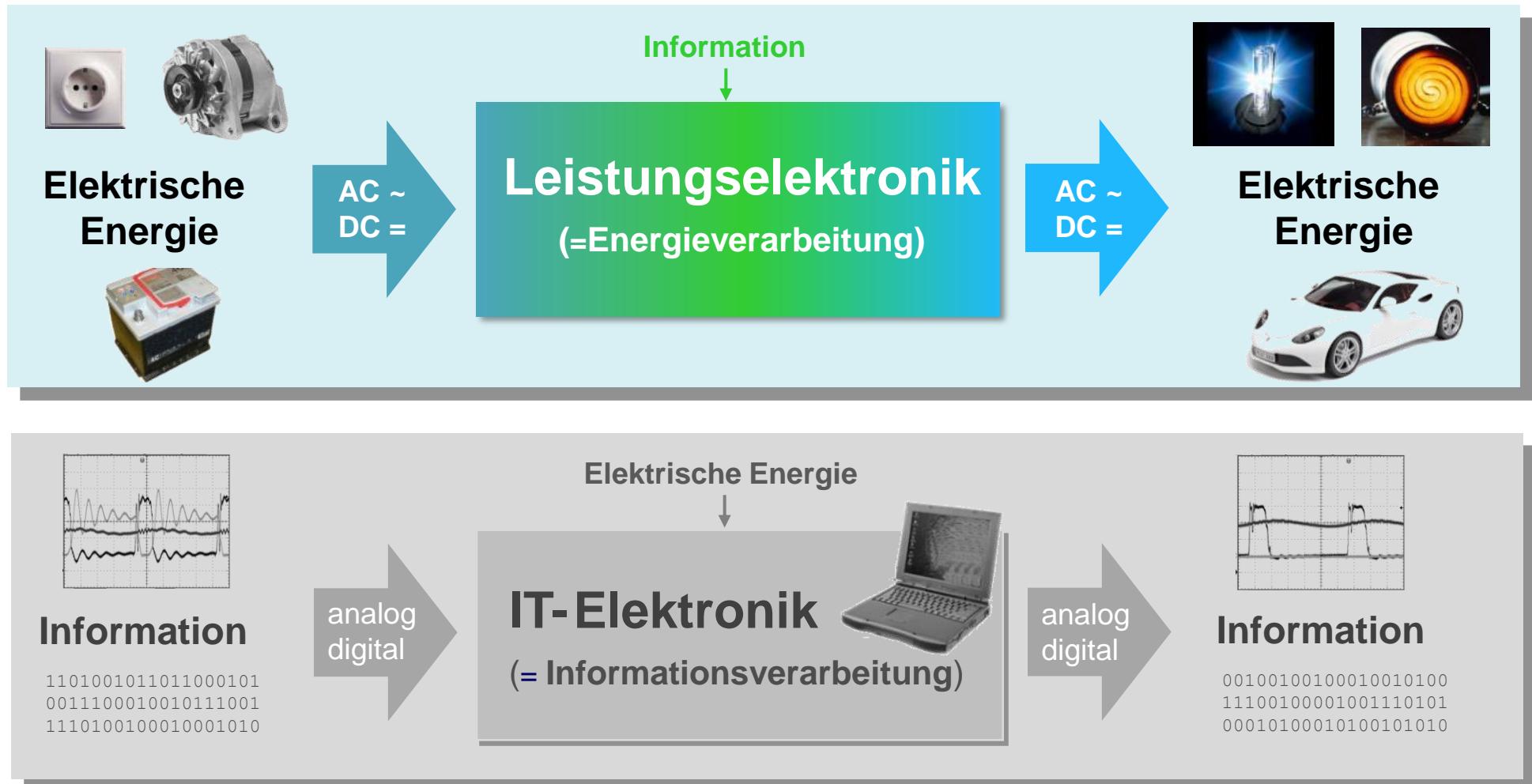
- vergleichsweise wenige Einzelteile
- Know-How steckt überwiegend in der Leistungselektronik und Software
- wartungsarm(-frei)
- Lebensdauer e-Maschine >> Auto

Leistungselektronik

Aufbautechniken und
Leistungshalbleitergehäuse

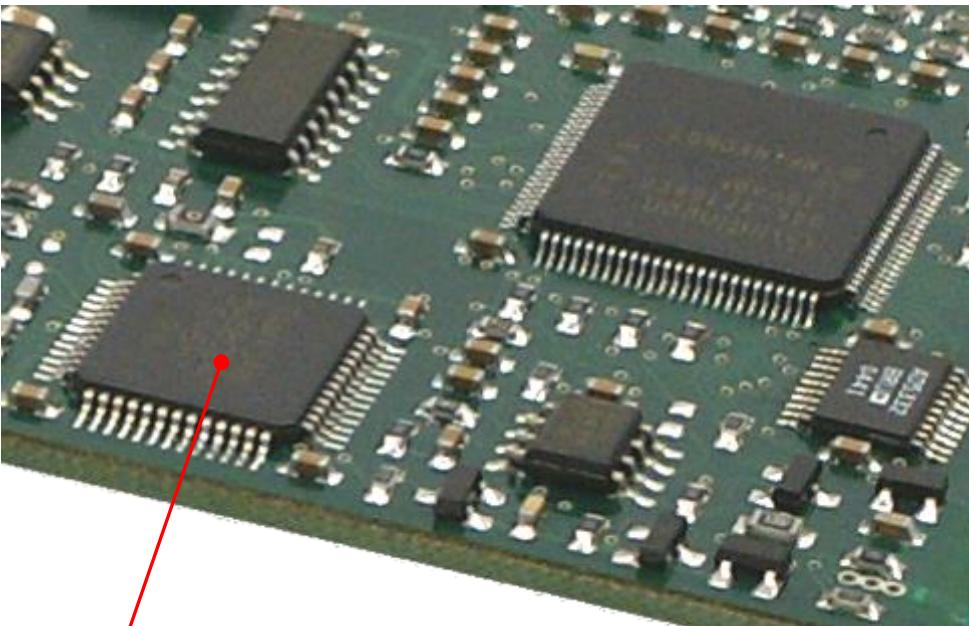
- 2 -

Leistungselektronik ■ Aufbautechniken und Leistungshalbleitergehäuse



IT-Elektronik

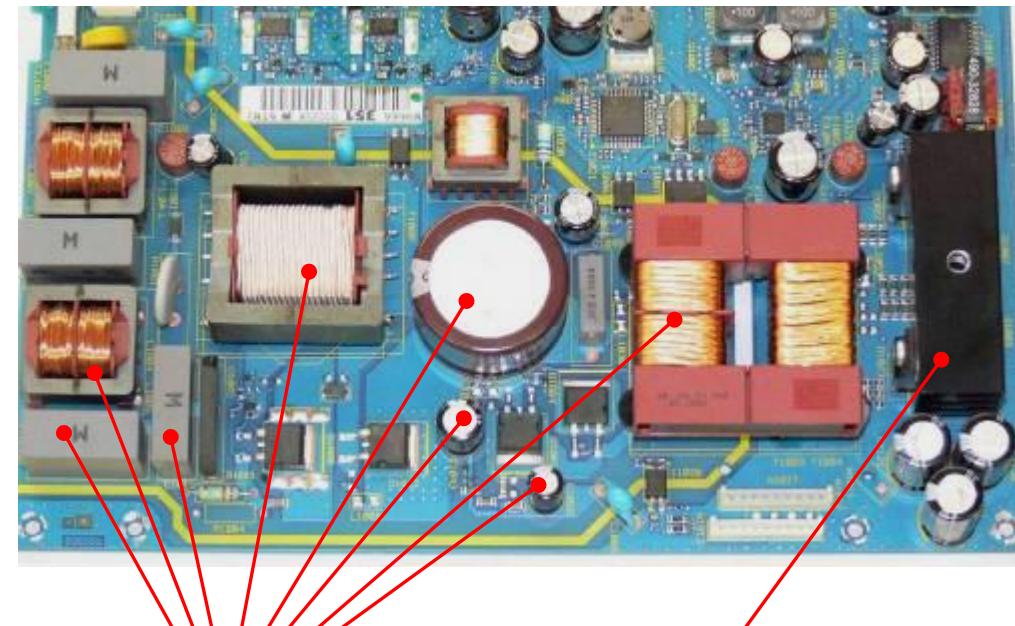
⇒ Informationsverarbeitung



Informationsspeicher

Leistungselektronik

⇒ Energieverarbeitung



Energiespeicher

Entwärmung

Historie Kfz-Elektrik und -Elektronik¹⁾

Elektrische Ausstattung von PKWs

Anfang der 60-er Jahre

Gleichstrom-Generator, Anlasser, Blinker, Beleuchtung, elektromechan. Zündung
Sonderausstattung: *Röhrenradio*



Anfang der 70-er Jahre

Drehstrom-Generator, Transistorradio
Sonderausstattung: *Transistorzündung, elektromech. Benzineinspritzung*

Anfang der 80-er Jahre

Drehstrom-Generator, Radio mit Kassettenteil
Sonderausstattung: *ABS, Zentralverriegelung, elektronische Benzineinspritzung, Airbag*



1902 Hochspannungs-Magnetzündung

1962 Drehstrom-Generator

1965 Transistorzündung (mit Unterbrecher)

1967 Elektrische Benzineinspritzung

1973 Erstes Serienfahrzeug mit Airbag (USA)

1974 Unterbrecherfreie Transistorzündung

1978 PKW-ABS

1982 Anti-Klopf-Regelung

1991 Xenon-Scheinwerfer

1995 Electronic Stability Program (ESP)

Heute

Fensterheber

Zentralverriegelung

Sitzverstellung

Sitzheizung

Spiegelverstellung

Innenraumlüfter

Scheiben- und Spiegelheizung

Servolenkung

Beleuchtung
(Xenon, LED, ...)

Antiblockier- und Fahrstabilitätssysteme
(ABS/ESP, ASR, ...)

Komfort

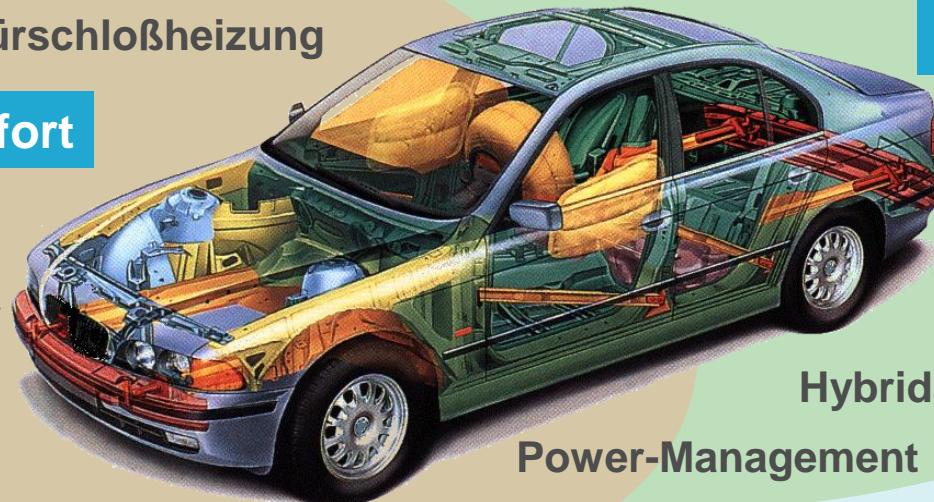
Schiebedach

Türschloßheizung

Klimaanlage

Sicherheit

Airbag



Zündung

Motor-Management, Einspritzanlage

Generatorregler

Antrieb

Kühlerlüfter

Elektrische Wasserpumpe

Getriebesteuerung

Kat-Vorheizung

Start-Stop

Hybridantrieb

Power-Management

Audioverstärker

Display-Treiber und Beleuchtung

Infotainment

Spannungsregler

Aufbautechniken

Steuergerät - Stand um 1970

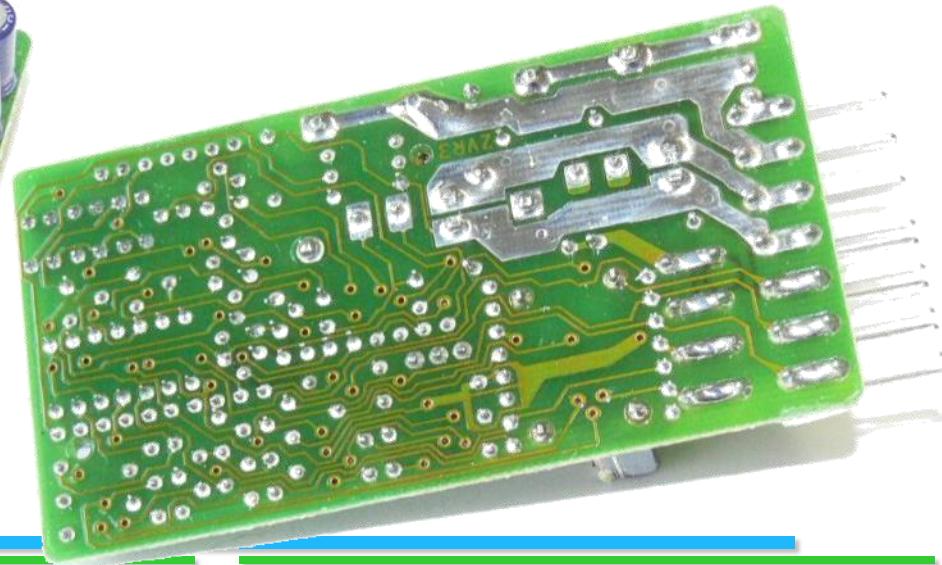
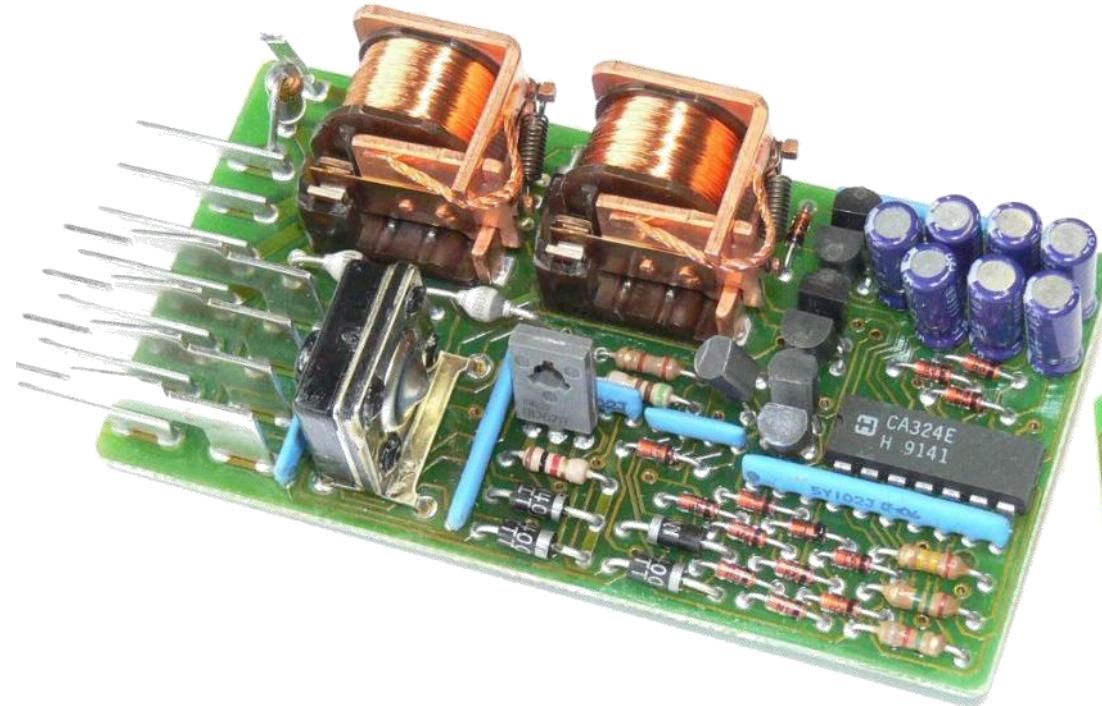


VW 1600
Einspritzsteuerung
Bj. 1969

Aufbautechniken

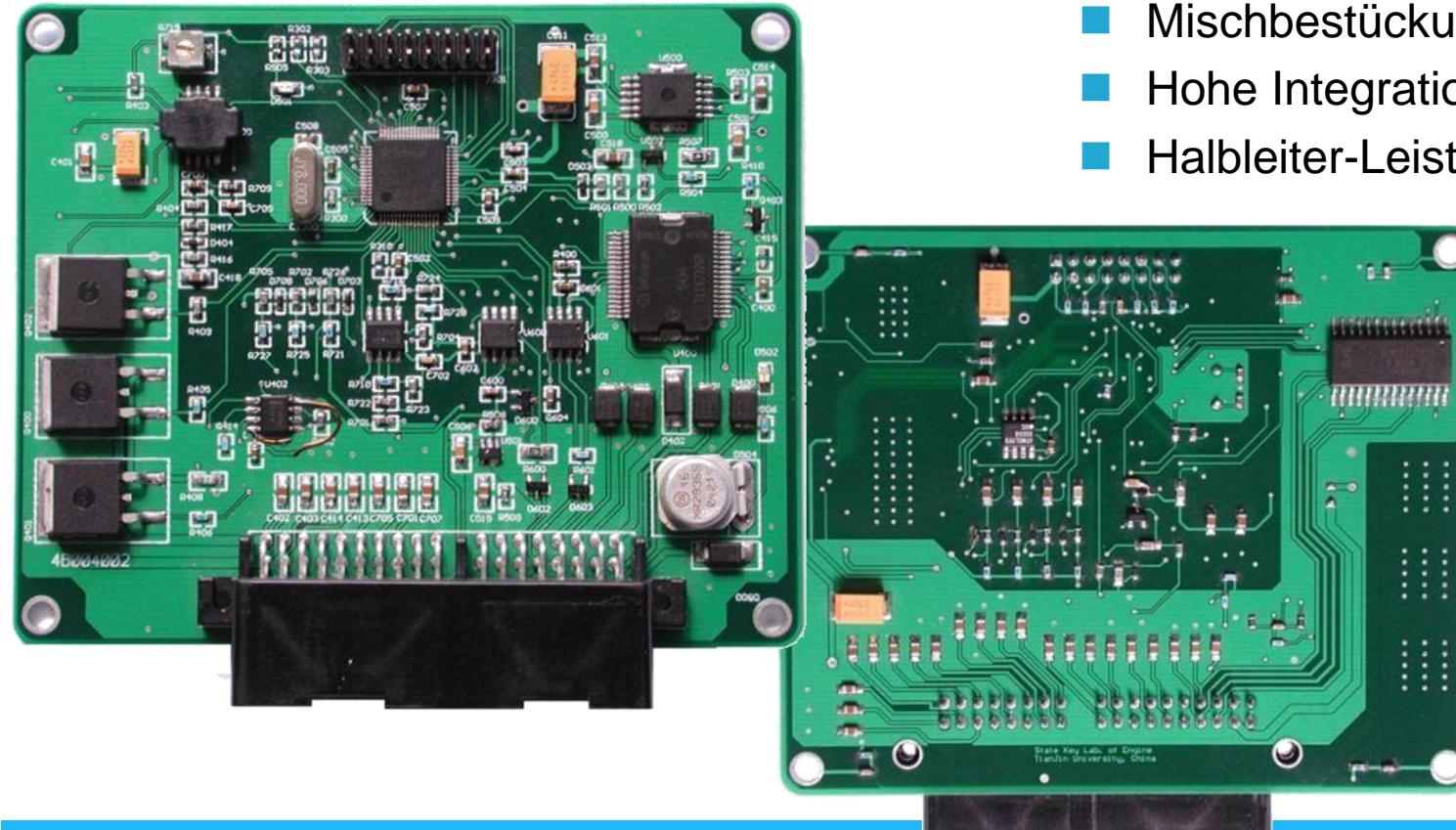
Steuergerät für Zentralverriegelung - Stand um 1990

- Ausschließlich bedrahtete Bauelemente
- Einseitige Bestückung
- Niedrige Integrationsdichte
- Bevorzugte Leistungsschalter: Relais



Aufbautechniken

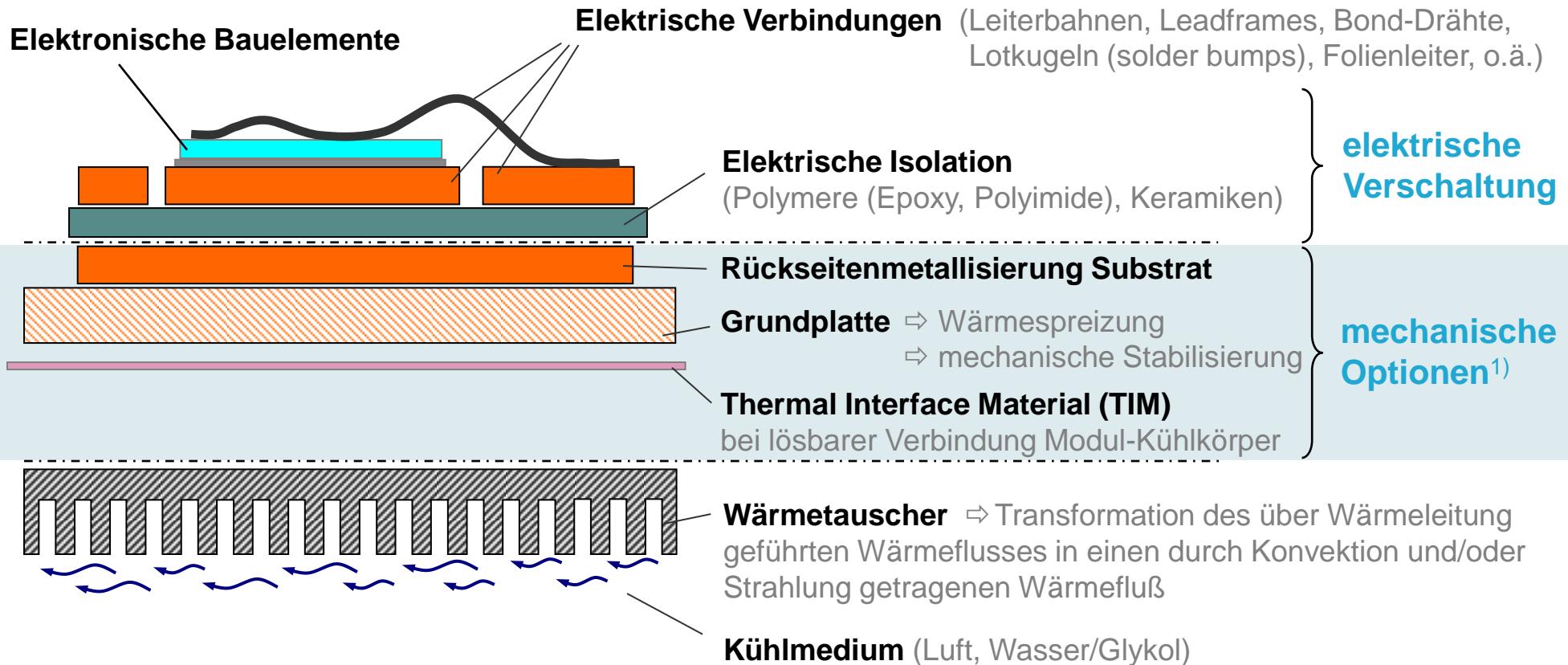
Steuergerät für Motorrad - Stand um 2000



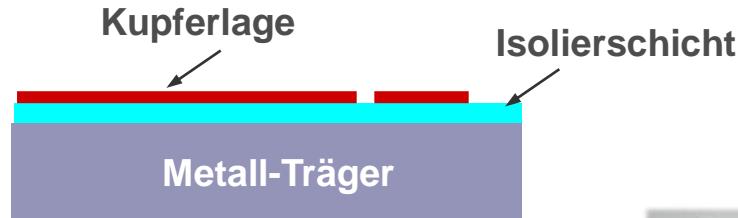
- Mischbestückung SMD/THD, beidseitig
- Hohe Integrationsdichte
- Halbleiter-Leistungsschalter ohne Kühlkörper (SMD)
- Thermisches Management via Leiterplatten-Layout

Aufbautechnik

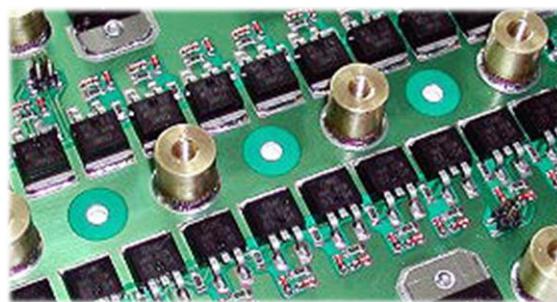
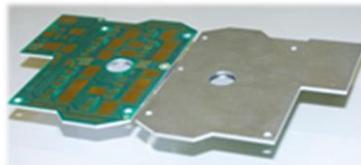
Aufgaben: Mechan. Fixierung, elektr. Kontaktierung und Kühlung der Bauelemente



Insulated-Metal-Substrates (IMS)



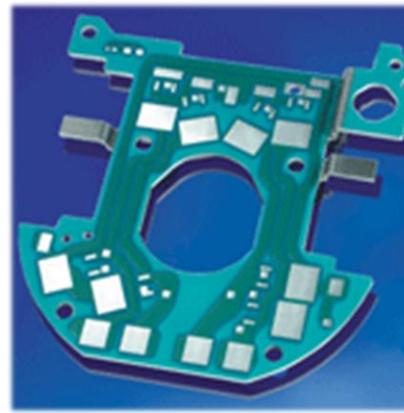
- Kupfer
- Trägermetall (Al, Cu, AlSi)
- Isolierschicht (Polyimide, o.ä.)



Bildquelle: aurel s.p.a.



Bildquelle: Schweizer AG



Bildquelle: Bergquist

Technik

- Kupferfolie auf Metallträger mit Isolierschicht aus organischem Dielektrikum

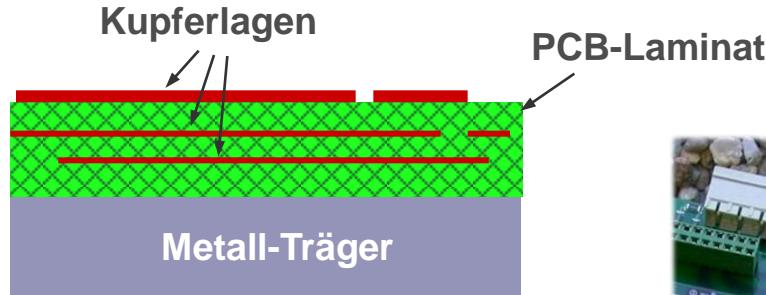
Vorteile

- Niedrige Wärmewiderstände
- Flexible Formgebung

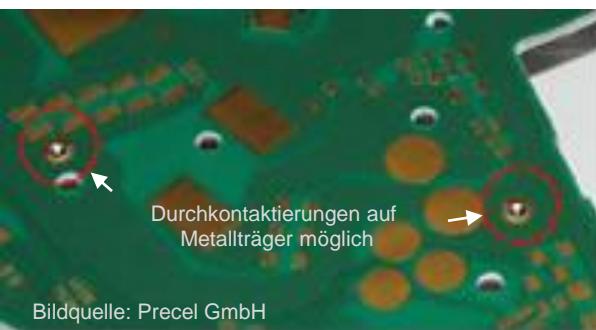
Nachteile

- Geringe Integrationsdichte bei Standard-IMS (Ein-Lagen-Verdrahtung)
- Begrenzte Isolations- und Teilentladungsfestigkeit
- Erfordert besondere Strukturierungs- und angepaßte Lötprozesse
- Begrenzte mechanische Belastbarkeit der Lötpads, keine THDs

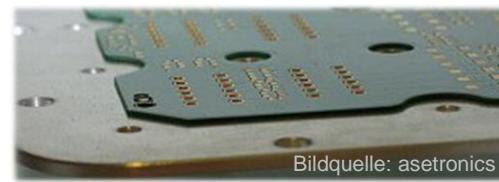
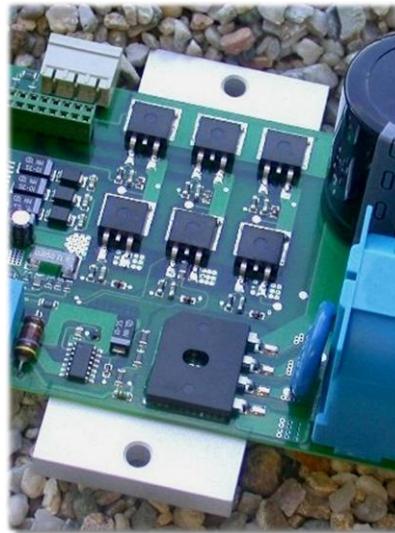
Insulated-Metal-Substrates (PCB-IMS)



- Kupfer
- Trägermetall (Al, Cu, AlSi)
- Isolierschicht (FR4, Polyimide, etc.)



Bildquelle: Precl GmbH



Bildquelle: asetronics

Technik

- Schaltungsträgerlamine auf Metallträger

Vorteile

- Sehr hohe Integrationsdichte durch Mehrlagenverdrahtung möglich
- Sehr flexible Formgebung
- Einzelne bedrahtete Bauelemente möglich
- Aufbringung auf Strukturelemente der Anwendung (z.B. Gehäuseteile) möglich
- Vielfältiger Technologiebaukasten verfügbar

Nachteile

- Mäßig gute Wärmewiderstände
- Begrenzte Isolations- und Teilentladungsfestigkeit

Leiterplatten Technologie

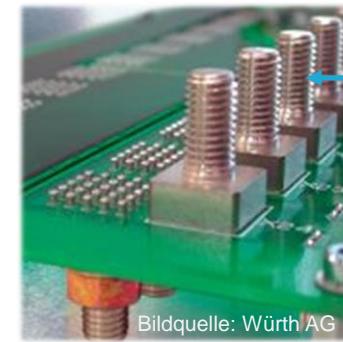
Vorteile

Breiter Technologiebaukasten für kostengünstige, hochdichte Aufbaulösungen

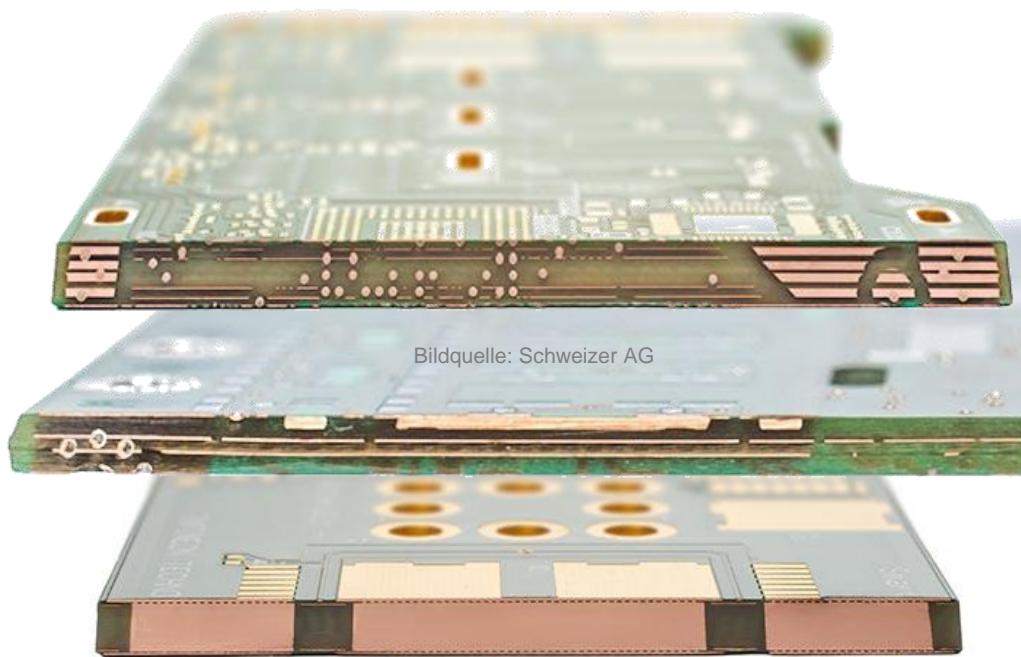
- Multilayer mit bis zu 400 µm-Cu
- Feinleitertechnik auf Außenlagen, Dick-Kupfer in Innenlagen
- Blinde und vergrabene Vias
- Gefüllte und gedeckelte Vias
- Prepregs mit Stärken ab 50 µm
- Glasübergangstemperaturen bis 180°C
- Metall-Inlays
- Integrierte Drahtverbindungen
- ... u.v.m.

Nachteile

- Geringe Wärmeleitfähigkeit des Basismaterials
- Begrenzter Einsatztemperaturbereich



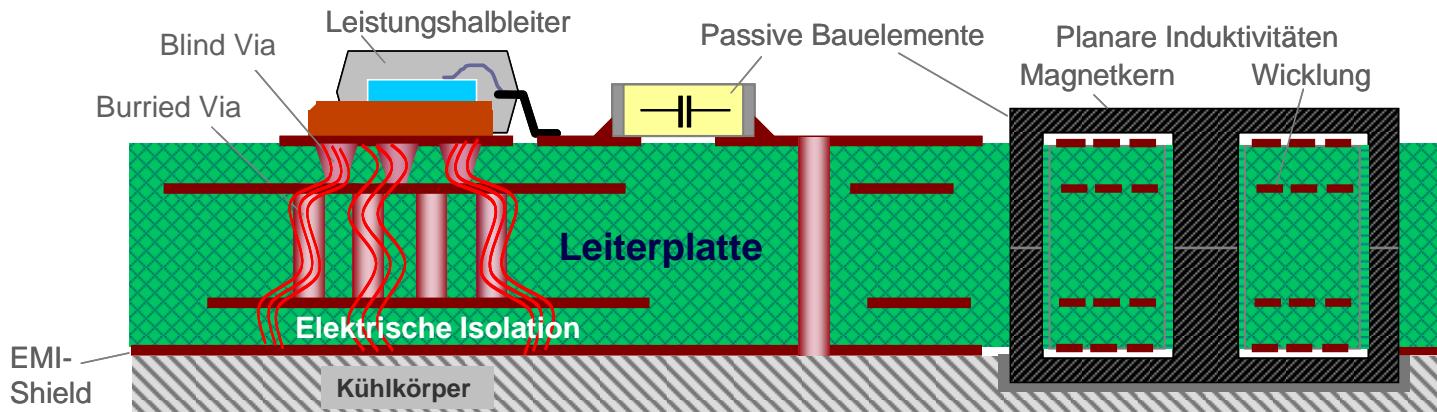
Bildquelle: Würth AG



Bildquelle: Schweizer AG

Leiterplatten Technologie erlaubt:

- SMT-kompatible Montageprozesse (keine Schrauben, Federclips, Isolierhülsen, etc.)
- Wegfall von fehleranfälligen und teueren Verbindungen zwischen der Signal- und Leistungselektronik
- Hohe Packungsdichten durch Mehrlagenverdrahtung
- Integrierbare Entwärmungspfade
- Integrierbare elektrische Isolation zum Kühlkörper (keine Iso-Folien, Wärmeleitpasten, etc.)
- Integrierbare Schirmflächen für reduzierten EMV-Filter Aufwand
- Integrierbare Wicklungen für planare Transformatoren und Drosseln

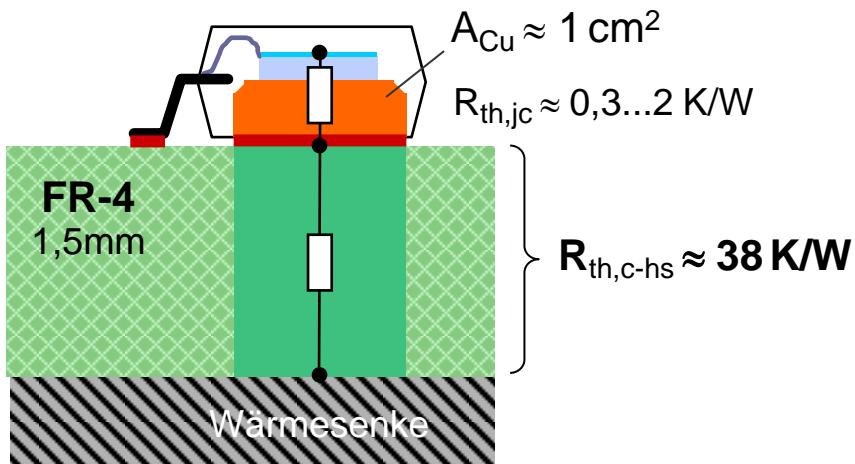


Thermal Vias

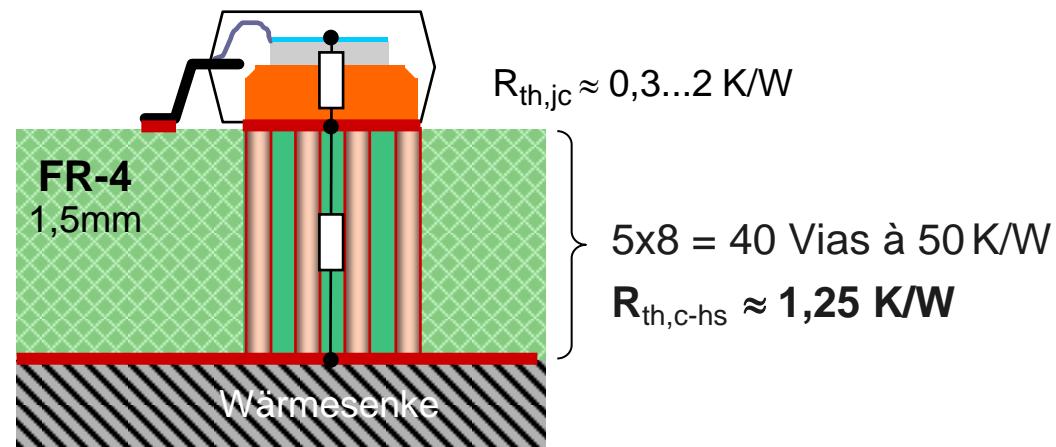
Durchkontaktierungen: Ein Werkzeug nicht nur zur **Schaltungsentflechtung** sondern auch des **thermischen Managements!**

Wärmewiderstand

ohne Via



mit Vias



$$R_{th,j-hs} \approx 40 \text{ K/W}$$

$$R_{th,j-hs} \approx 2...4 \text{ K/W}$$

Leiterplatten Technologie - Anwendungsbeispiel

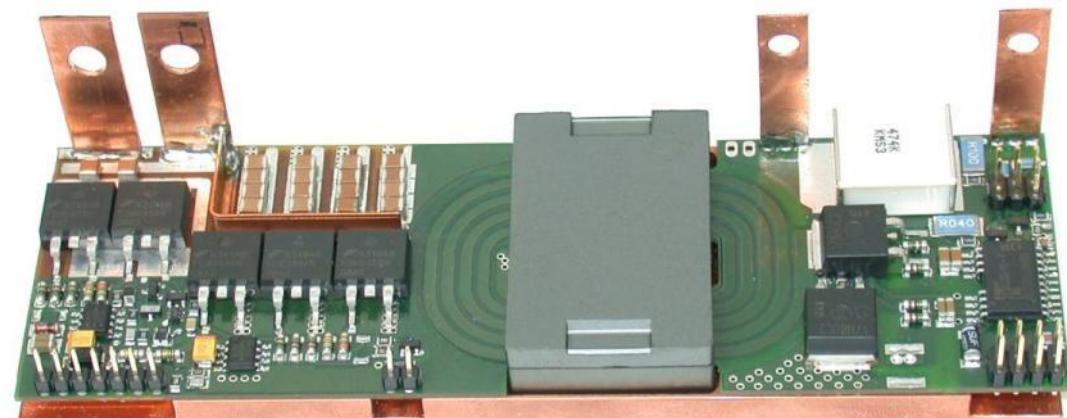
DC/DC-Wandler zur 14V Bordnetzversorgung

Technische Daten

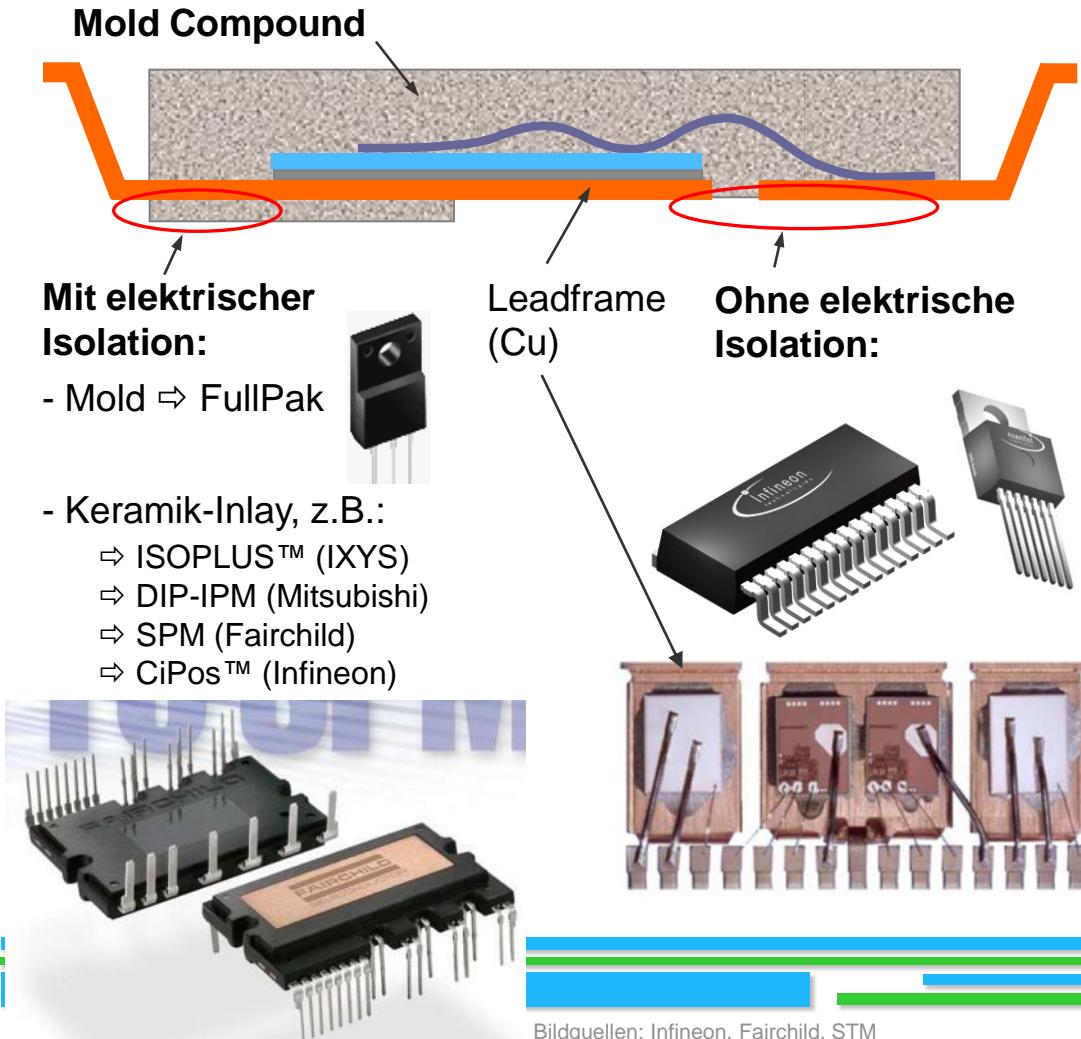
- Bidirektional, isolierend
- Ein-/Ausgangsspannung: 12 V \leftrightarrow 400 V
- Übertragungsleistung: 600 W
- Kühlplattentemperatur bis 105°C

Leiterplattentechnik

- FR4, 4-lagig
- 2x 70 μm -Cu (außen)
- 2x 200 μm -Cu (innen)



Leadframe-Mold Technologie



Technik

- Umspritzte Stanzgitterstruktur, die als Schaltungsträger dient
- Elektrische Isolation mittels Mold-Masse oder Keramik-Inlay

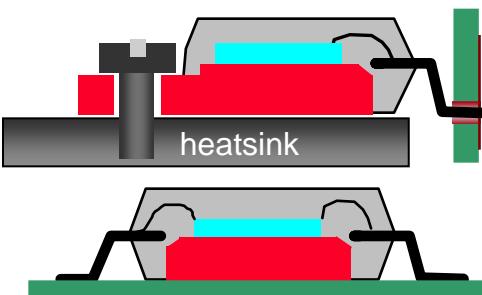
Vorteile

- Sehr kostengünstige Hochvolumenfertigung
- Hohe Schutzwirkung (Verschmutzung, mech. Belastung, etc.)

Nachteile

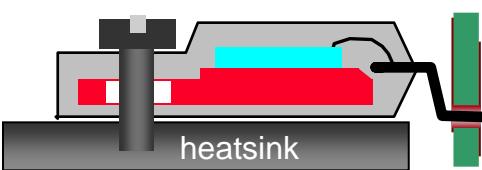
- Relativ hohe Wärmewiderstände (@ FullPak)
- Geringe Entflechtungsfreiheitsgrade¹⁾
- Einschränkungen bei der Integration passiver Bauelemente¹⁾

1) durch Einlegen von Leiterplatten o.ä. umgehbar



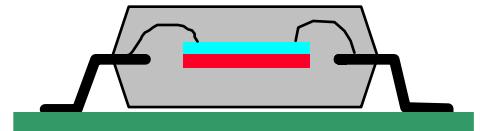
Power-TO / Power-SO

- ☒ Entwärmung: Chip \Rightarrow Heat-slug \Rightarrow Platinen / Kühlkörper
- ☒ Hervorragende therm. Eigenschaften (incl. pulsförmiger Überlasten)
- ☒ Für SMD- und Schraub-Montage
- ☒ $R_{th, jc}$ typ.: **0,5...3,5 K/W** (stark chipflächenabhängig)



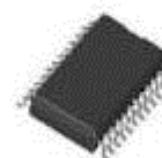
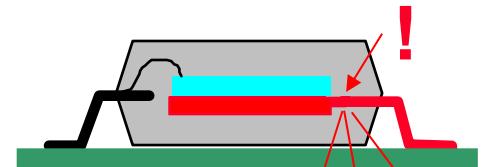
FullPak

- ☒ Entwärmung: Chip \Rightarrow Leadframe \Rightarrow Preßmasse \Rightarrow Kühlkörper
- ☒ Elektrisch isolierend, mäßiger Wärmewiderstand
- ☒ $R_{th, jc}$ typ.: **3,5...5 K/W**



Standard-SO

- ☒ Entwärmung: Chip \Rightarrow Pressmasse / Bonddrähte \Rightarrow Platinen
- ☒ Typisch für Logik-Bauelemente und analoge Signalverarbeitung
- ☒ $R_{th, js}$ typ.: 280...450 K/W (SOT-23), 35...45 K/W (SO-8/14/16)



Advanced-SO

- ☒ Entwärmung: Chip \Rightarrow Leadframe / Anschlußbeinchen \Rightarrow Platinen
- ☒ Bevorzugt für Bauelemente mit erhöhter Verlustleistung (Smart-Power)
- ☒ $R_{th, js}$ typ.: **8...20 K/W** (stark chipflächenabhängig)

Nennstrom eines Halbleiterschalters?

Verlustleistung in einem MOSFET-Schalter (statisch):

$$P_V = R_{DS(on)}(T_j) \cdot I_D^2$$

Abführbare Verlustleistung:

$$P_{th} = \frac{T_{j,max} - T_{hs}}{R_{th,j-hs}}$$

Stationär:

$$P_V \stackrel{!}{=} P_{th}$$

Maximaler Schalterstrom:

$$I_{D,max} = \sqrt{\frac{T_{j,max} - T_{hs}}{R_{th,j-hs} \cdot R_{DS(on)}(T_{j,max})}}$$

In KFZ-Anwendungen (12V-Netz) ist häufig auch der maximale Spannungsabfall V_{ON} an einem eingeschalteten Schalter limitiert - typisch auf:

$$V_{ON,max} = 0,5V$$

In diesem Fall folgt für den **maximalen Schalterstrom**:

$$I_{D,ISO} = \frac{V_{ON,max}}{R_{DS(on)}(T_j)}$$

Maßgebend ist der kleinere der beiden Werte!

Nennstrom - Beziehungen zwischen Datenblattangaben

Smart High-Side Power Switch

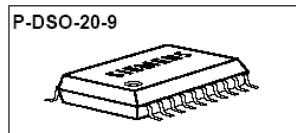
Two Channels: 2 x 40mΩ

Product Summary

Operating Voltage	V _{bb(on)}	4.75...41V
Active channels	one	two parallel
On-state Resistance	R _{ON}	40mΩ
Nominal load current	I _{L(NOM)}	4.8A
Current limitation	I _{L(SCR)}	30A

BTS 736L2

Package



Maximum Ratings at T_j = 25°C unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values	Unit
Supply voltage (overvoltage protection see page 4)	V _{bb}	43	V
Supply voltage for full short circuit protection T _{j,start} = -40 ...+150°C	V _{bb}	24	V
Load current (Short-circuit current, see page 5)	I _L	self-limited	A
Load dump protection ¹⁾ V _{LoadDump} = V _A + V _S , V _A = 13.5 V R _L ⁽²⁾ = 2 Ω, t _d = 200 ms; IN = low or high, each channel loaded with R _L = 9.0 Ω,	V _{Loaddump} ³⁾	60	V
Operating temperature range	T _j	-40 ... +150	°C
Storage temperature range	T _{stg}	-55 ... +150	

Thermal Characteristics

Parameter and Conditions	Symbol	Values			Unit
		min	typ	Max	
Thermal resistance junction - soldering point ^{4),5)}	R _{thjs}	--	--	12	K/W
junction - ambient ⁴⁾	R _{thja}	--	40	--	
		--	33	--	

Electrical Characteristics

Parameter and Conditions, each of the two channels	Symbol	Values			Unit
		min	typ	Max	

Load Switching Capabilities and Characteristics

On-state resistance (V _{bb} to OUT); I _L = 2 A, V _{bb} ≥ 7V each channel, T _j = 25°C: T _j = 150°C: two parallel channels, T _j = 25°C: see diagram, page 10	R _{ON}	--	36	40	mΩ
			67	75	
			18	20	
Nominal load current one channel active: two parallel channels active: Device on PCB ⁶⁾ , T _a = 85°C, T _j ≤ 150°C	I _{L(NOM)}	4.4 6.7	4.8 7.3	--	A

$$I_{D,max} = \sqrt{R_{th,j-hs} \cdot R_{DS(on)}(T_{j,max})}$$

Nennstrom des Schalters:

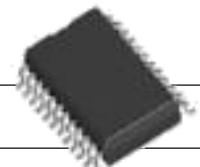
$$I_{L(NOM)} = \sqrt{\frac{(150^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}) \frac{K}{^\circ\text{C}}}{40 \frac{K}{W} \cdot 67 m\Omega}} = 4,9 A$$

Thermische Kenndaten

Thermal Characteristics

Parameter and Conditions

Thermal resistance
junction - soldering point^{4),5)}
junction - ambient⁴⁾



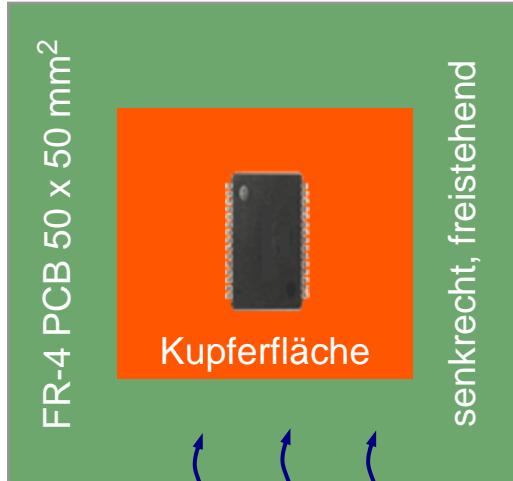
each channel:
 R_{thjs}
one channel active:
 R_{thja}
all channels active:
--
--
33

Symbol

	Values			Unit
	min	typ	Max	
--	--	--	12	K/W
--	40	--	--	
--	33	--	--	



- Wärmewiderstand zwischen Chip und den Anschlußpins (= Gehäuse-Eigenschaft)
Der Max.-Wert beinhaltet Sicherheitsaufschläge, die Parameterschwankungen (z.B. durch Lunker in der Chip-Lötung, Lotdickenvariation etc.) berücksichtigen.
- Eine Angabe von Maximalwerten bei R_{thja} ist wegen der nicht unerheblichen Abhängigkeiten von der Umgebungs-situation (Strahlungseigenschaften der Umgebung, Luftdruck, Luftfeuchtigkeit, Strömungsverhältnisse, etc.) nicht seriös möglich. Deshalb hier korrekt in der Spalte „typical values“ angegeben.



$$T_{\text{ambient}} = 25^\circ\text{C}$$

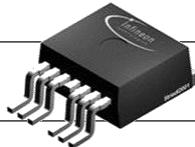
Randbedingungen lt. Datenblatt-Fußnote:

„6 cm² copper, 70µm,
one layer, vertical,
no blown air“

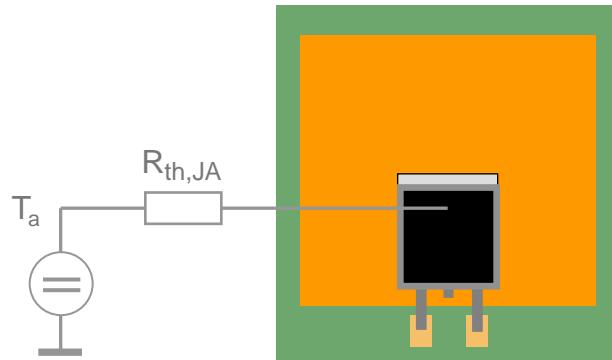
Thermische Kenndaten

Thermal Characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
Characteristics					
Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}	-	-	0.6	K/W
Thermal resistance, junction - case, FullPAK	R_{thJC_FP}	-	-	3.6	
Thermal resistance, junction - ambient, leaded	R_{thJA}	-	-	62	
Thermal resistance, junction - ambient, FullPAK	R_{thJA_FP}	-	-	80	
SMD version, device on PCB: @ min. footprint @ 6 cm ² cooling area ³⁾	R_{thJA}			62	
		-	-	35	
				-	

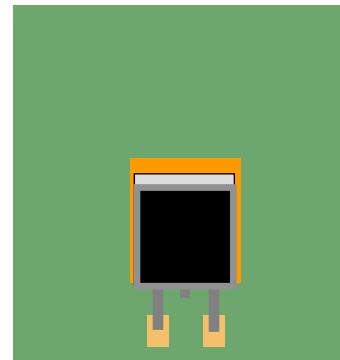


- $R_{th,JC}$ - dieser Wert charakterisiert das Gehäuse und beinhaltet **nicht** den Übergangswiderstand Gehäuse - Kühlkörper!
- Max.-Wert als Gehäuseeigenschaft vom Bauelementhersteller garantierbar.
- Die Angabe dieser Werte in der Spalte „max.“ mit Vorsicht betrachten!
Seriöser stünden diese Werte unter „typical values“.



Randbedingungen lt.
Datenblatt-Fußnote:

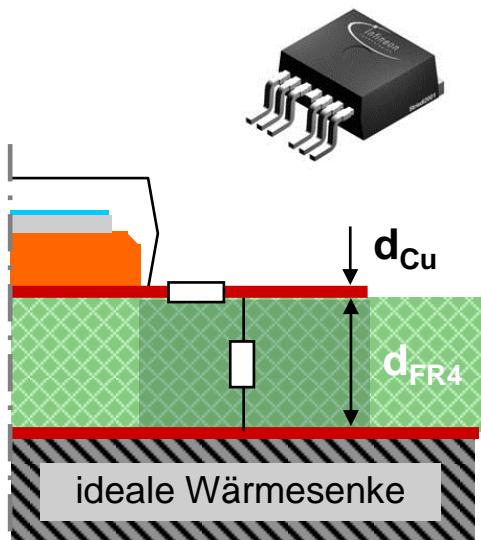
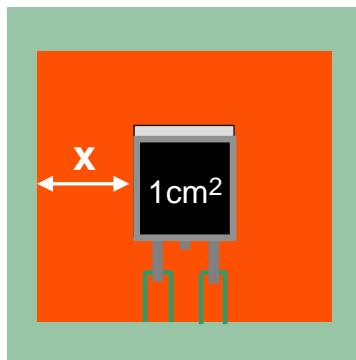
„6 cm² copper, 70µm,
one layer, vertical,
no blown air“



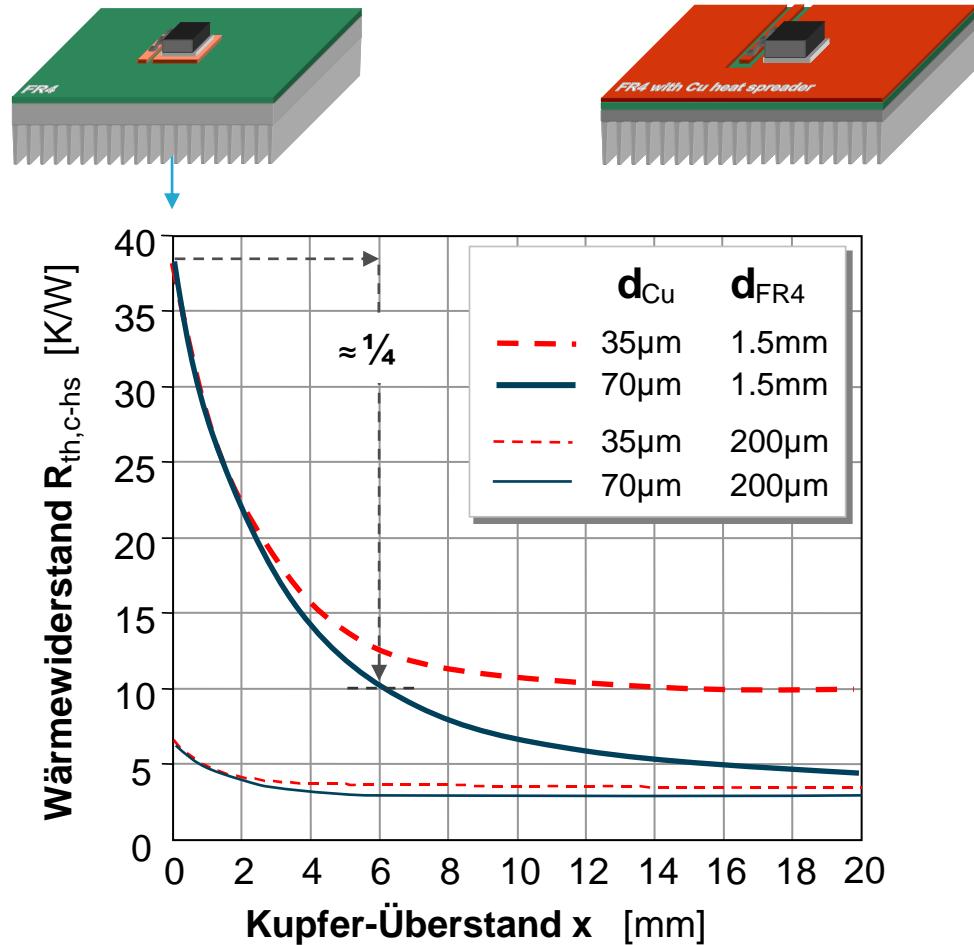
Wärmespreizung

Layout-Einfluß

Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Wärmesenke ($R_{th,c-hs}$) als Funktion des Kupfer-Überstands um ein Bauelement am Beispiel TO-263 auf PCB-IMS:



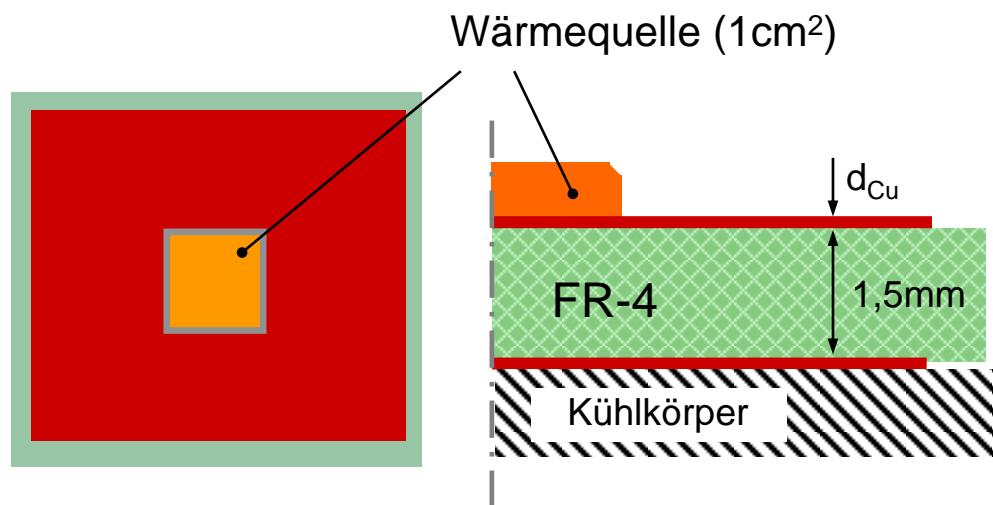
Min. recommended footprint



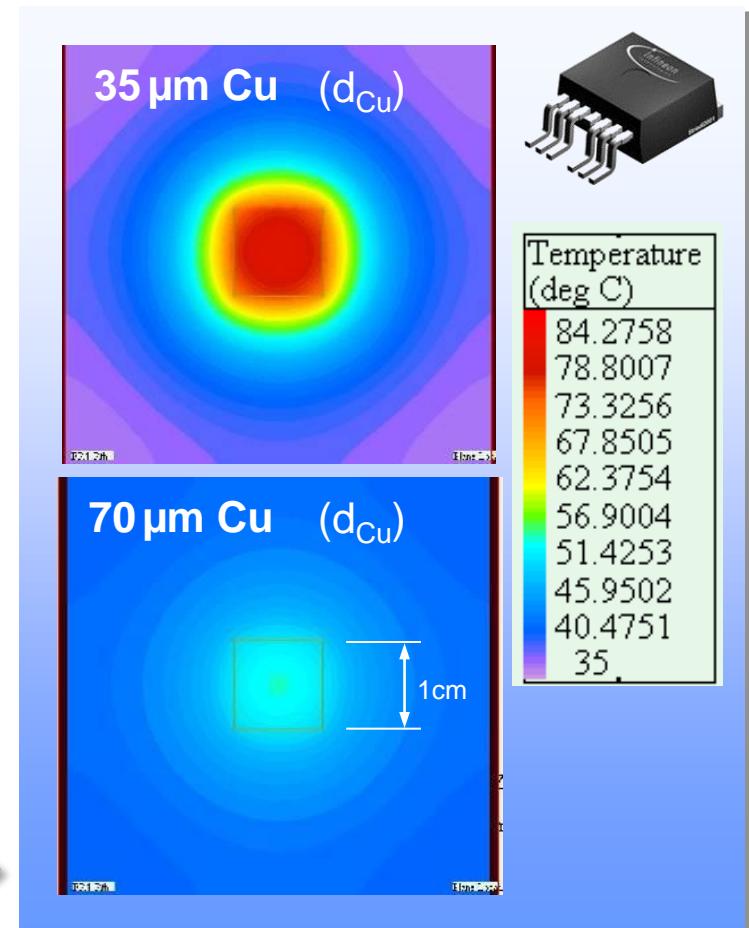
Wärmespreizung

Einfluß der Cu-Dicke

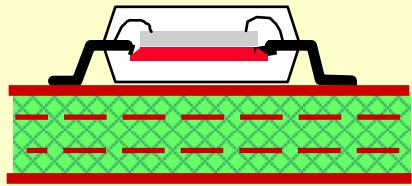
Temperaturverteilung
am Beispiel TO-263 auf PCB-IMS



Gleiche Heizleistung und Temperaturskala !

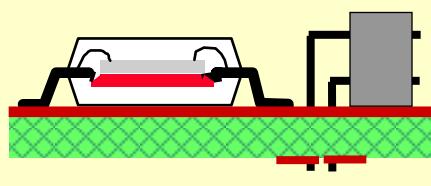


Maßnahmen zur Verbesserung der thermischen Verhältnisse



Wärmespreizung

Max. Cu-Füllung auf allen verfügbaren Lagen vorsehen.



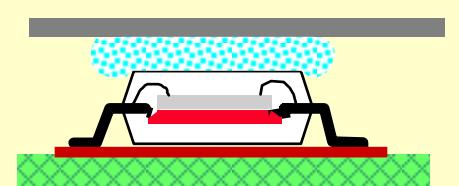
Wärmeableitung

Komponenten mit großer Oberfläche und gutem Wärmeableitvermögen (z.B. Stecker) nutzen.



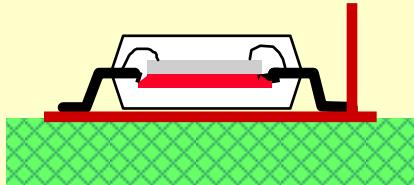
PCB-IMS

Auflaminieren der Leiterplatte auf eine Wärmesenke (z.B. ein Gehäuseteil).



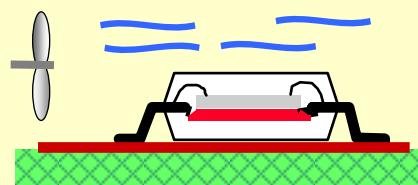
Gap-Filler

Luftspalte durch besser wärmeleitfähige Materialien thermisch überbrücken.



SMD-Kühlkörper

Nicht verfügbare PCB Cu-Flächen durch bestückbare Kühbleche ersetzen.



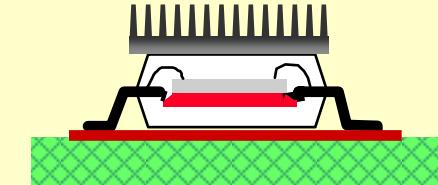
Konvektion

Natürliche bzw. forcierte Luftströmungen in der Zielanwendung nutzen.



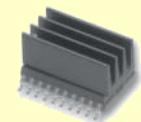
Thermal Vias

Durchkontaktierungen (auch blind und burried vias) als Wärmepfade nutzen.



On-Top Kühlkörper

Aufklebbare Kühlelemente



Bildquelle: Fischer

Leistungselektronik

Bauelemente unter erhöhter
Temperaturbelastung

- 3 -

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Umgebungstemperaturen für Kfz-Elektronik

Maximaltemperaturen

Motorraum bei
Karosserieanbau: +105°C (120°C)

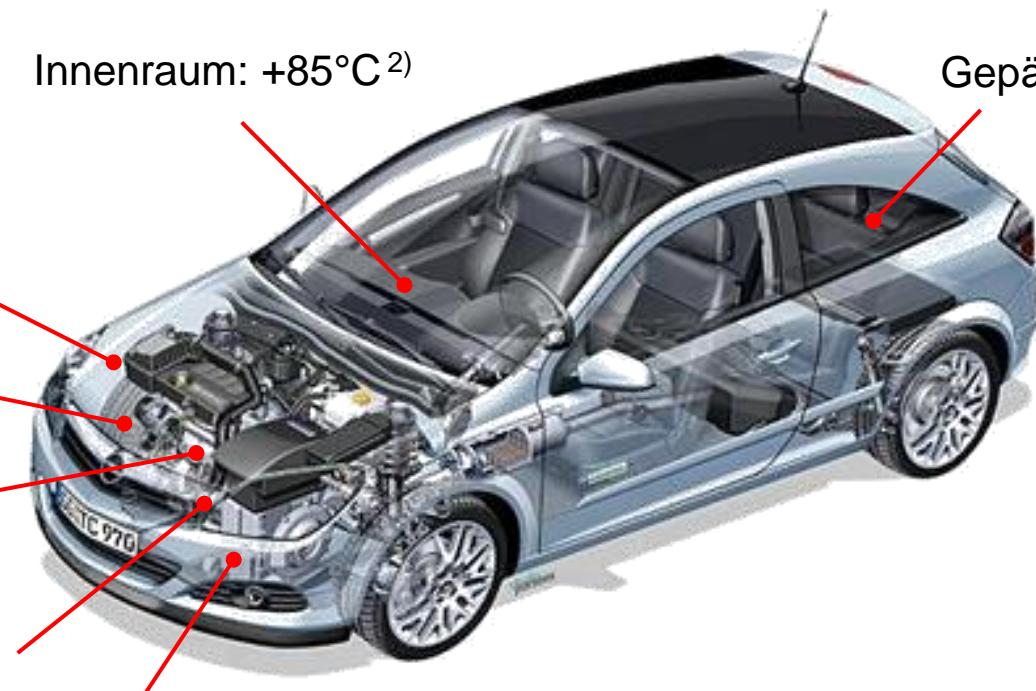
Motorraum allg.: +120°C

Motoranbauten: +140°C (150°C)

Kühlwasser: +105/115°C (+125°C)

Innenraum: +85°C²⁾

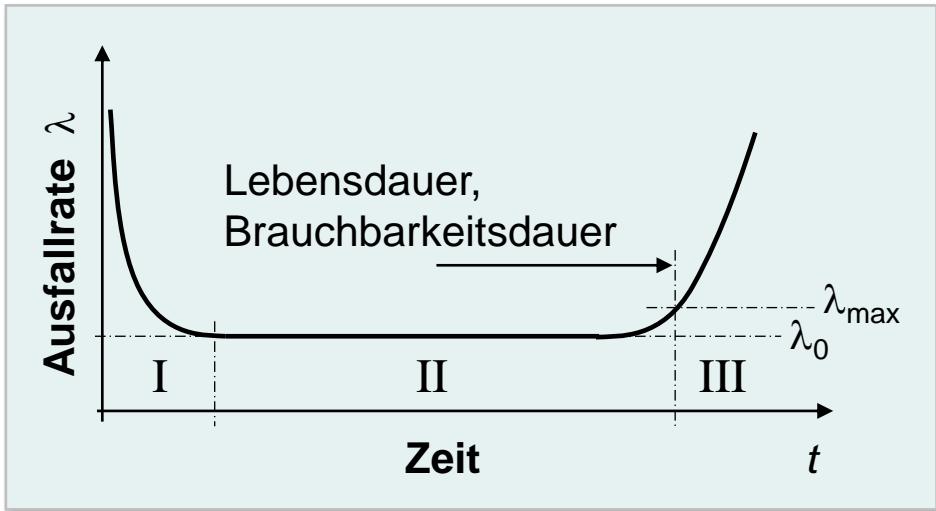
Gepäckraum: +85°C



Min. Temperatur: - 40°C

Ausfallrate von Komponenten

Typischer Verlauf



Phase

- I: Frühausfälle
- II: Nutzungsphase (konst. Ausfallrate¹⁾)
- III: Verschleißausfälle

- Ausfallrate:

$$\lambda = \frac{n}{N t} = \frac{\text{Anzahl der Ausfälle}}{\text{Stichprobenumfang} \cdot \text{Testzeit}}$$

- Einheit für Ausfallrate »fit« (failure in time):
 $1 \text{ fit} = 1 \text{ Ausfall in } 10^9 \text{ BE-Stunden} = 10^{-9}/\text{h}$

- Mean-Time-To-Failure (MTTF):

$$\text{MTTF} = \lambda^{-1}$$

Achtung!

Die Begriffe **Ausfallrate** und **Lebensdauer** auseinander halten! Unterliegt ein Bauteil Verschleißprozessen, so beinhalten beide Begriffe völlig unterschiedliche Aussagen.

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Ausfallrate von Komponenten

Beispiel

100.000 Bauelemente werden 2 Jahre lang betrieben¹⁾, in dieser Zeit fallen 3 BE aus.

Ausfallrate BE: $\lambda = \frac{n}{N t} = \frac{3}{100.000 \cdot 2 \cdot 8760 \text{ h}} = 1,7 \cdot 10^{-9} / \text{h} = 1,7 \text{ fit}$

Sind 100 dieser Bauelemente in einer Baugruppe (BG) verbaut, so beträgt die

Ausfallrate der BG: $\lambda_{BG} = 100 \cdot 1,7 \text{ fit} = 170 \text{ fit}$ bzw. die

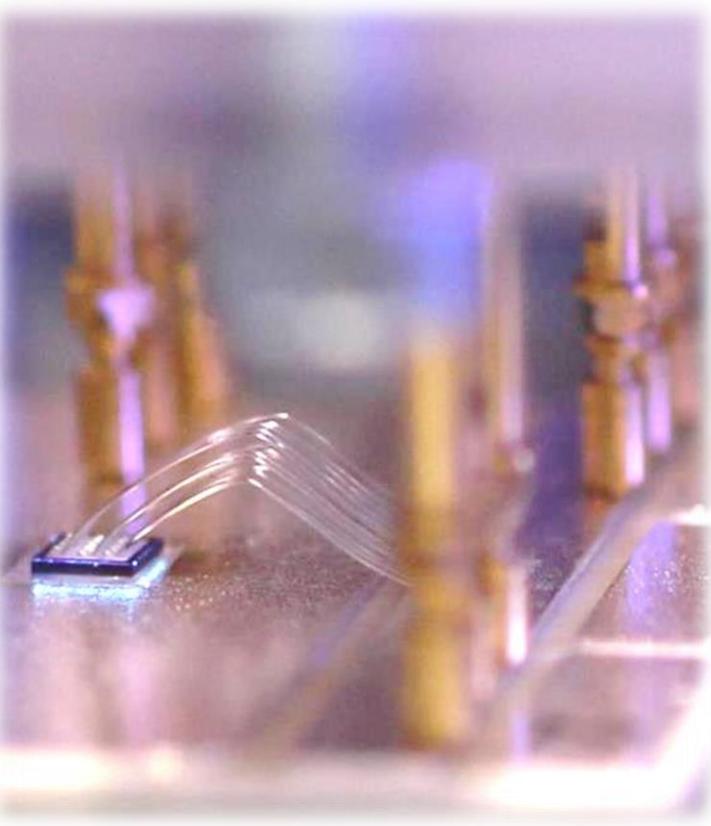
MTTF der BG: $MTTF = 5,9 \cdot 10^6 \text{ h} = 670 \text{ Betriebsjahre}$

Befinden sich 60.000 dieser Baugruppen im Einsatz, so muß mit **einem Ausfall alle**

$670 \text{ a} / 60.000 = 4 \text{ Tage}$ gerechnet werden.

- Unterliegt das betrachtete Bauelement Verschleißprozessen, so darf aus der MTTF **nicht** der Schluß gezogen werden, daß die mittlere Lebensdauer der Baugruppe 670 Jahre beträgt!
- Die obige Ausgangssituation zeigt sehr deutlich die Schwierigkeit, niedrige fit-Raten ohne Nutzung von Beschleunigungsfaktoren nachzuweisen.

Grundlagen der Lebensdauerprüfung



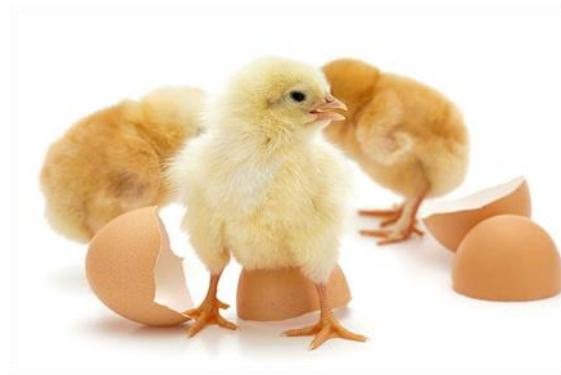
- Zuverlässigkeitsdaten können ermittelt werden aus
 - ▶ Betriebsdaten (Feldausfälle, ...)
 - ▶ Lebensdauertests
- Schätzung der Lebensdauer anhand der Verteilungsfunktion
- Tests werden häufig durch erhöhte Belastung beschleunigt¹⁾
- Beschleunigungsmodelle: Arrhenius, Coffin-Manson, ...
- Beschleunigungsfaktor: $AF = \frac{\text{reale Lebensdauer}}{\text{beschleunigte Lebensdauer}}$

Wichtig
**Die Ausfallursache darf sich durch die Raffung
nicht verändern!**

Die Grenzen von Highly Accelerated Life Tests (HALT)

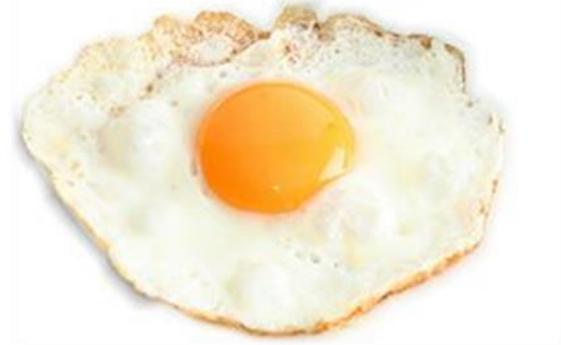
Test unter »Einsatzbedingungen«

21 Tage @ 38°C



HALT Ergebnis

5 Minuten @ 120°C



Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

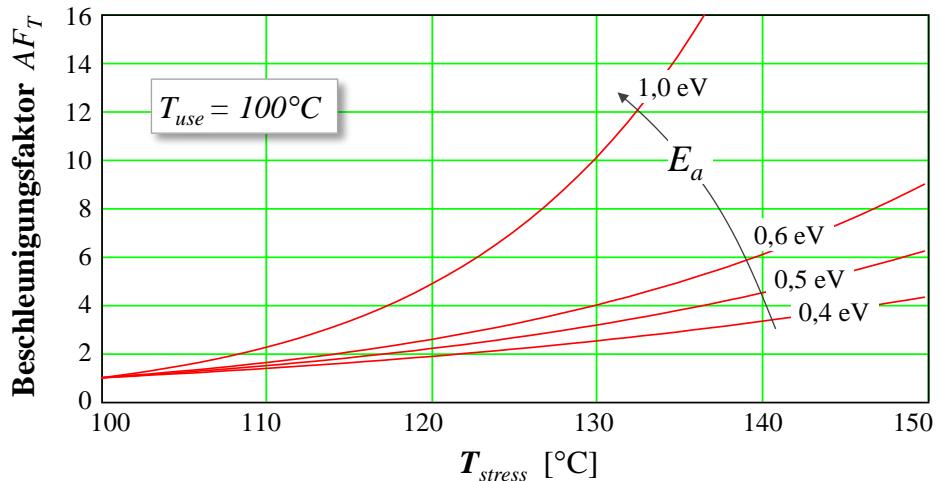
Modelle zu zeitraffenden Prüfmethoden

Temperaturstress (Arrhenius)

$$AF_T = e^{-\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_{stress}} - \frac{1}{T_{use}} \right)}$$



- T_{stress} Stress-Temperatur (in Kelvin, absolut)
 T_{use} Betriebstemperatur (in Kelvin, absolut)
 k_B Boltzmann-Konstante ($8,65 \cdot 10^{-5}$ eV/K)
 E_a Aktivierungsenergie (in eV)

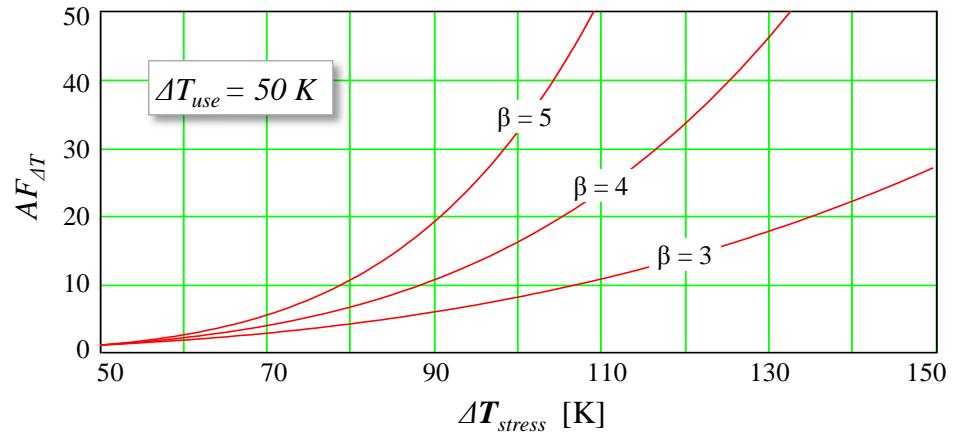


Temperaturwechsel (Coffin-Manson)

$$AF_{\Delta T} = \left(\frac{\Delta T_{stress}}{\Delta T_{use}} \right)^\beta$$



- ΔT_{stress} Stress-Temperaturhub (K)
 ΔT_{use} Betriebstemperaturhub (K)
 β Coffin-Manson Exponent

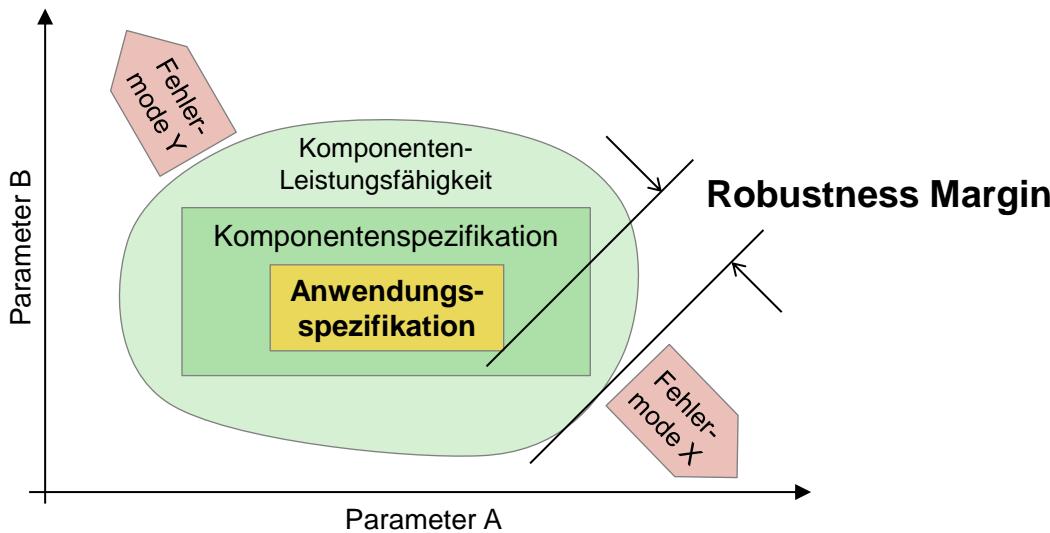


Robustnes Validation

Ein Prozess zum Nachweis der Robustheit eines Produkts gegenüber den Belastungsbedingungen einer realen Anwendung, incl. Risiko- und Zuverlässigkeitssbewertung

Die drei Säulen des Prozesses

- Kenntnis der **Anwendungsanforderungen** (Use Cases, Mission Profile)
- Kenntnis der **Fehlermechanismen** incl. deren Wechselwirkungen (Physics-of-Failure)
- Kenntnis der **Beschleunigungsmodelle** für die Fehlermechanismen



- ▶ Die standardisierten Qualifizierungstests (z.B. H3TRB nach IEC 60068-2-67) helfen dazu nicht weiter, da sie nach einer festen Testzeit (z.B. 1000 h) beendet werden.
- ▶ Es ist aber unverzichtbar, die tatsächlichen Grenzen der Bauelemente zu kennen.
- ▶ Dies macht „End-of-Life“ Tests erforderlich!

»Physics-of-failure«-Methode

Failure Mode

Welchen Effekt hat ein Fehler?

Kapazitäts-Abbau, Anstieg des Verlustfaktors, ESR und Isolationsstromes, Erwärmung...

Failure Cause

Welcher Prozess-, Umwelt- oder Designeinfluss löst den Fehler aus?

Rundwickel, Flachwickel, PP, PET, Temperatur, Luftfeuchte, Spannung, Frequenz...

Failure Model

Welches mathematische Modell bildet die Zeit bis zum Fehler oder dessen Wahrscheinlichkeit ab?

Arrhenius, Eyring, Coffin-Manson...

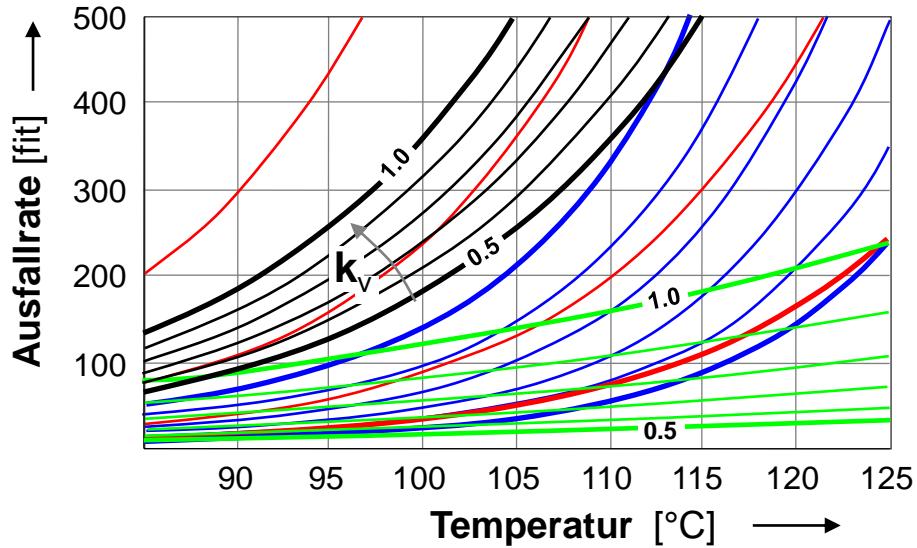
Failure Mechanism

Welcher thermodynamische, chemische, physikalische Prozess läuft ab?

Korrosion, Korona, Diffusion, Elektromigration, Crazebildung...

Ausfallrate von Komponenten

Beispiel: **Kondensatoren**



rot = Tantal-Elko (trocken)

schwarz = Al-Elko (naß)

blau = Folie (MKT, umhüllt)

grün = Keramik (MLCC, X7R)

Scharparameter: Betriebsspannungsbelastung bezogen auf die Bauteilnennspannung: $k_V = V_{\text{Betrieb}} / V_{\text{Nenn}}$

Die Ausfallrate ist stark abhängig von

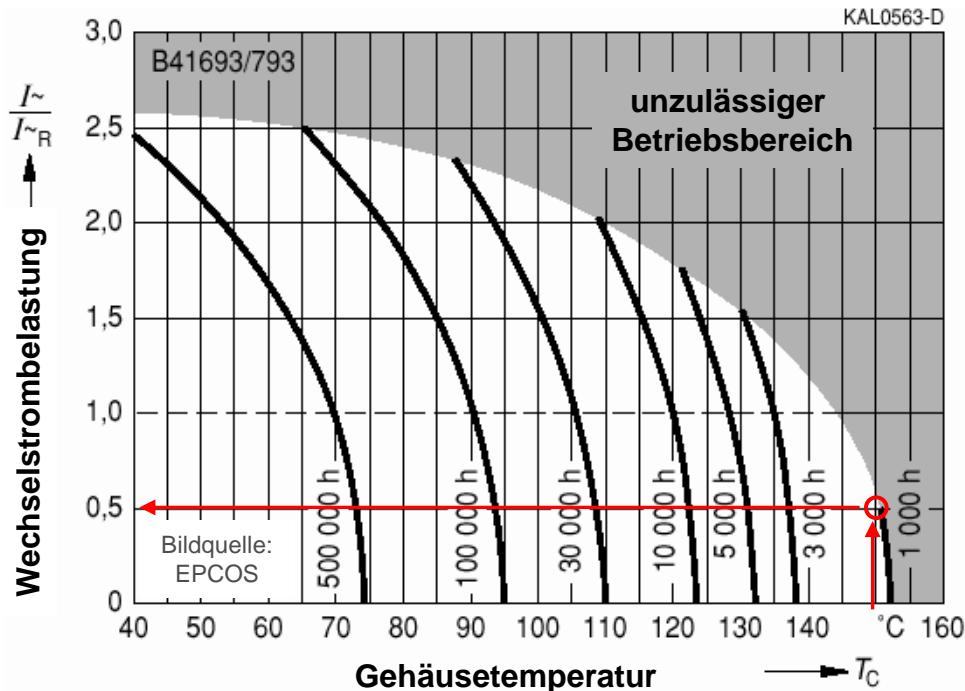
- allg. Umwelteinflüssen:
 - Temperatur
 - Temperaturwechsel
 - Vibration
 - Feuchte
- elektrischen Betriebsbedingungen (z.B. Spannungs- und/oder Strombelastung),
- mechanischer Einbausituation
- Bauelementetechnologie, Materialien und Geometrie.

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Lebensdauer unter Temperaturbelastung

Brauchbarkeitsdauer von Al-Elkos (naß)

Beispiel-Technologie: 1.000h @ (150°C, 0.5 I_{AC,nenn})



Verschleißmechanismus

- Austrocknen des Elektrolyten

Wichtigste Einflußfaktoren

- Umgebungstemperatur
- Wechselstrombelastung
- Frequenz des Wechselstroms

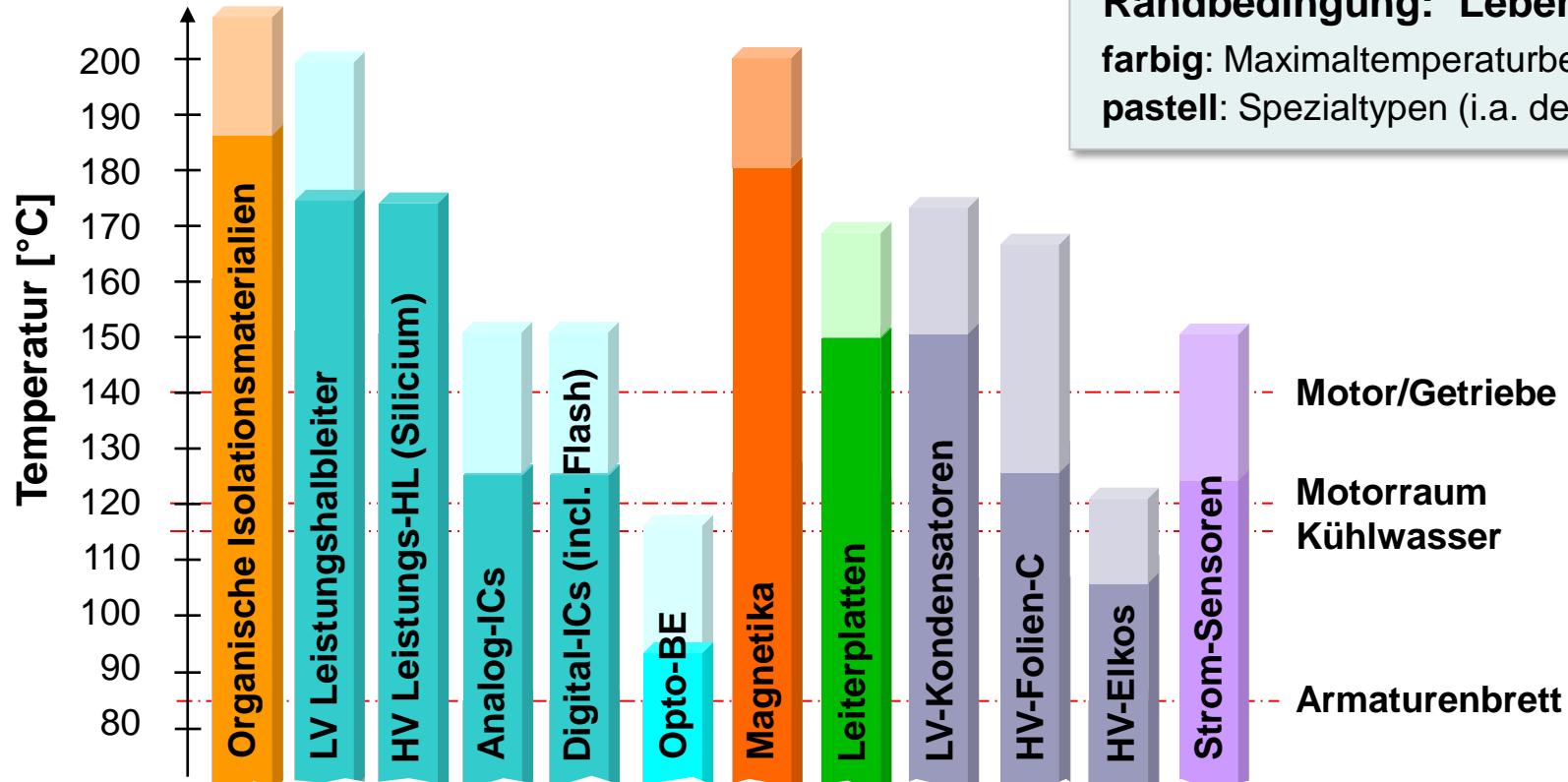


Verschleißfolge

- Parameterdrift
 - Kapazitätsabfall
 - ESR¹⁾-Anstieg
- ⇒ thermischer Mitkoppeleffekt

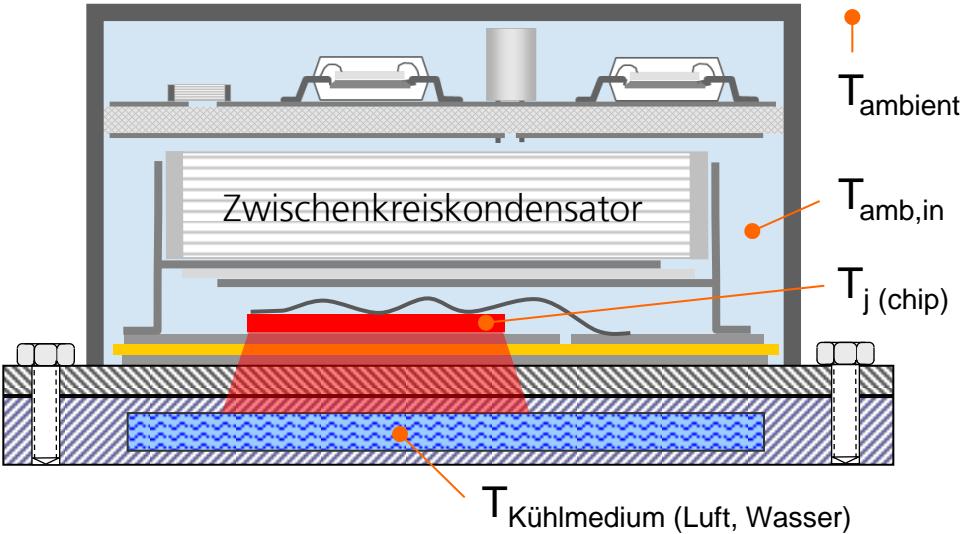
Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Maximale Einsatztemperaturen wichtiger Bauelementefamilien



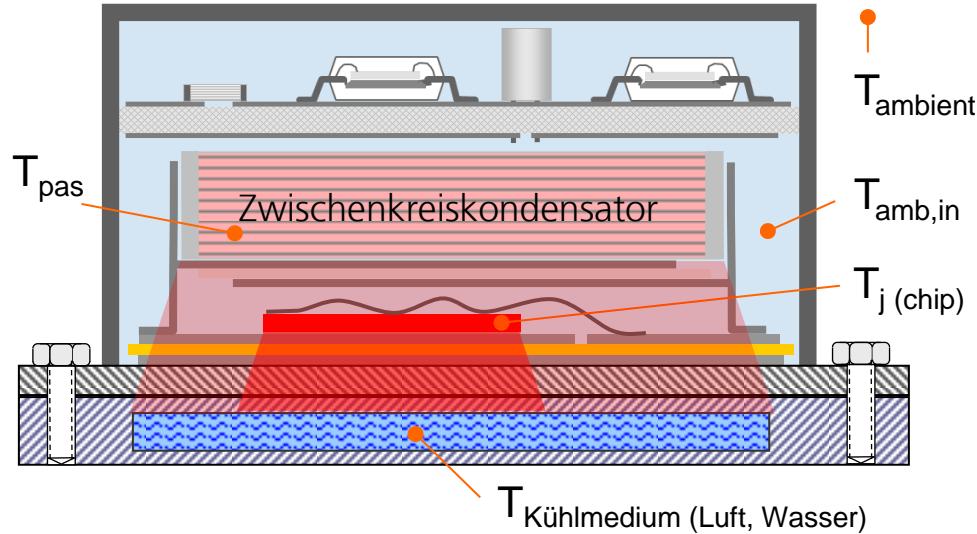
Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Hochtemperatur-Leistungselektronik ■ Achtung: Darunter versteht jeder was anderes!



$$T_j(\text{chip}) >> 150^\circ\text{C} \quad T_{\text{coolant, amb,in}} < 85^\circ\text{C}$$

- **Treiber:** Kostenreduzierung Leistungselektronik¹⁾
- **Herausforderungen:** Auf Chip-Kontaktierung und Entwärmungspfad (Substrat) beschränkt
- **Bedeutung:** Breiter und nachhaltiger Trend

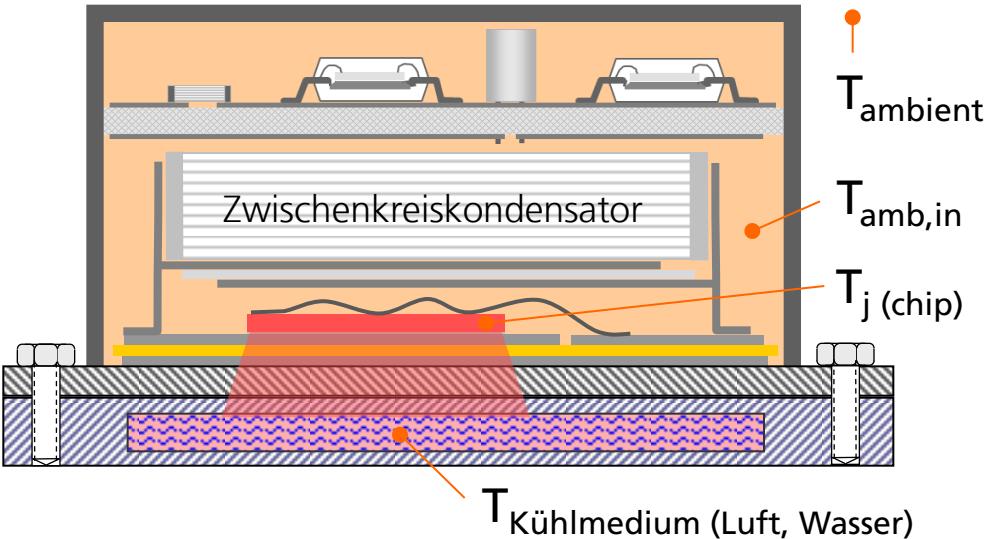


$$T_j(\text{chip}) >> 150^\circ\text{C} \quad T_{\text{coolant, amb,in}} < 85^\circ\text{C} \quad T_{\text{pas}} >> 85^\circ\text{C}$$

- **Treiber:** Kosten und Bauvolumen der passiven BE senken
- **Herausforderungen:** Dielektrika, (Magnetika), AVT und Entwärmungspfad
- **Bedeutung:** Abhängig von den Kosten; klarer Trend bei induktiven Bauelementen, weniger bei Kondensatoren.

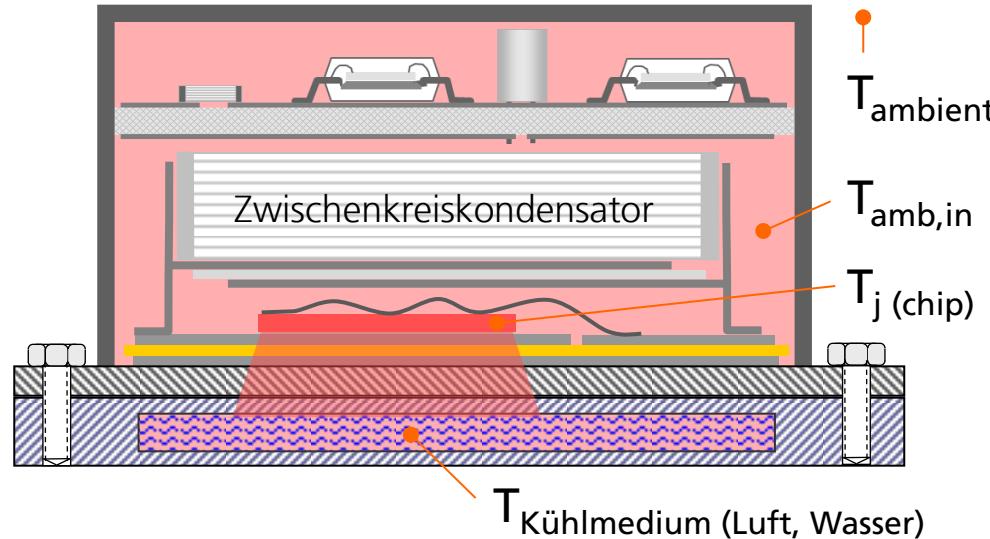
Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Hochtemperatur-Leistungselektronik ■ Achtung: Darunter versteht jeder was anderes!



$$T_{j(\text{chip})} > 150^\circ\text{C} \quad T_{\text{coolant}, \text{ amb_in, pas}} = 85 \dots 125^\circ\text{C}$$

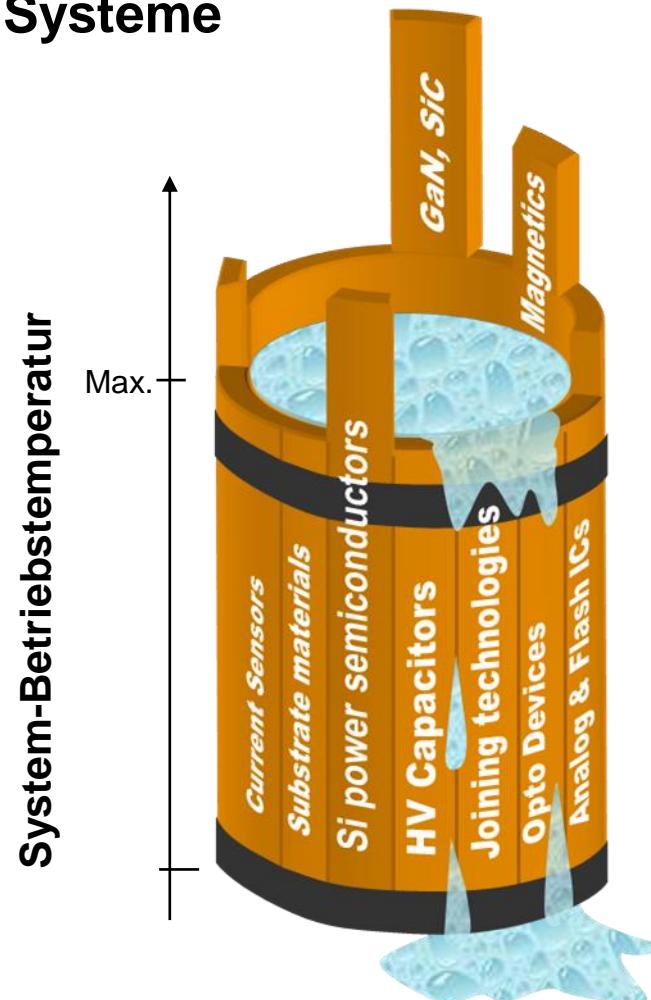
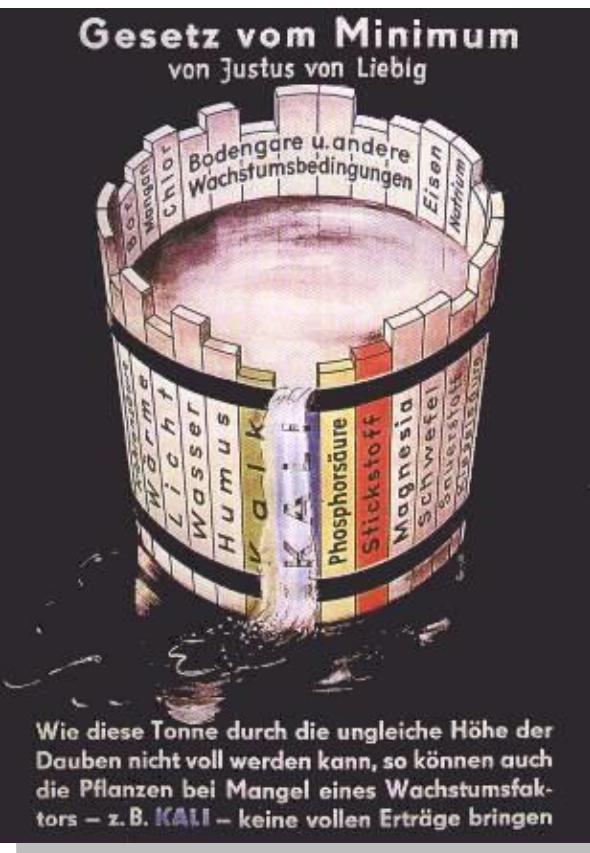
- **Treiber:** Applikationsanforderungen oder Systemkostenreduzierung¹⁾
- **Herausforderungen:** Viele Bauelemente, Aufbau- und Verbindungstechnologien sind betroffen
- **Bedeutung:** Breite Märkte, aber Kostenkonkurrenz zu technischen Alternativen auf der Systemebene



$$T_{j(\text{chip})} > 175^\circ\text{C} \quad T_{\text{coolant}, \text{ amb_in, pas}} > 125^\circ\text{C}$$

- **Treiber:** Applikationsanforderungen²⁾
- **Herausforderungen:** Alle Bauelemente, Aufbau- und Verbindungstechnologien sind betroffen; sehr hohe Mehrkosten; Lebensdauereinschränkungen
- **Bedeutung:** Wird auch längerfristig auf Nischenanwendungen beschränkt bleiben

Hochtemperaturtaugliche Systeme



Wie hier die niedrigste Daube bestimmt stets die schwächste Komponente das maximal mögliche Temperaturniveau des Gesamtsystems.

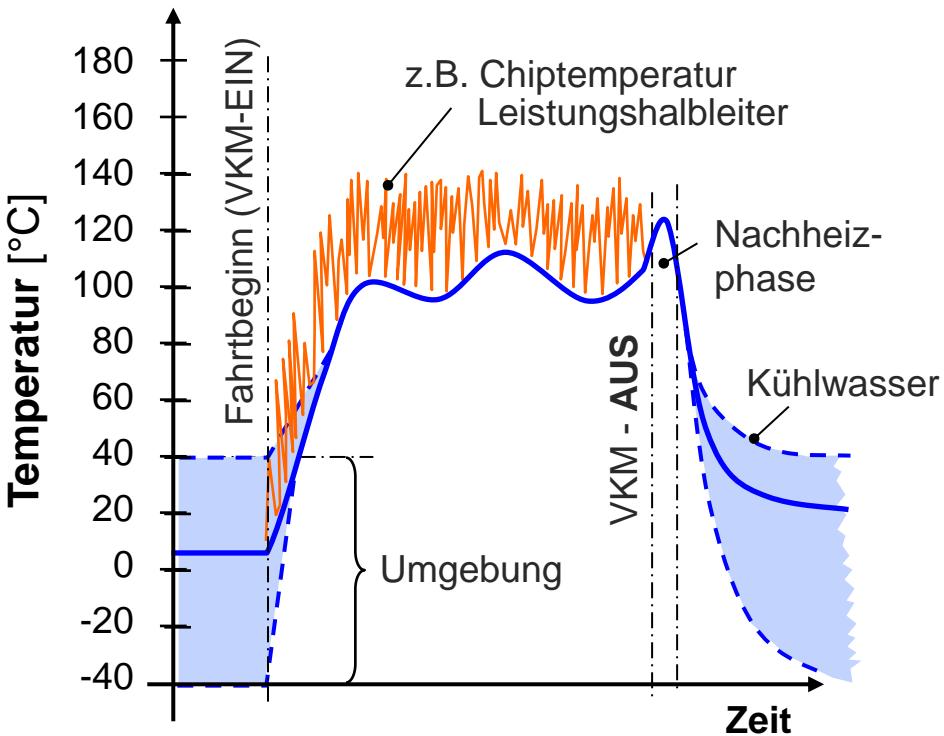
Jede Optimierung der Hochtemperaturtauglichkeit muß daher an diesen Schwachstellen ansetzen!

Einzelne »Hochtemperaturbauelemente« helfen auf Systemebene nur wenig!

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Lebensdauer-Killer »Temperaturzyklen«

Temperaturprofil einer Leistungselektronik am VKM-Kühlkreislauf



KFZ-typische Anforderungen

- Passive Temperaturzyklen (—):
10k ... 15k im Fahrzeugleben mit $\Delta T \approx 100\text{ K}$
- Aktive Temperaturzyklen (—):
Individuell für jedes Bauteil zu betrachten, da Funktion von Wärmekapazität, Lastprofil, etc.
(bis zu einige Mio. Zyklen mit ΔT von einigen 10K)
- Max. Kühlmitteltemperatur: 115°C (125°C)

Eine effektive Kühlzanbindung hilft die Gesamtamplitude der Temperaturhübe zu minimieren!

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Lebensdauer unter Temperaturwechselbelastung

Anforderungsprofile an KFZ-Elektronik

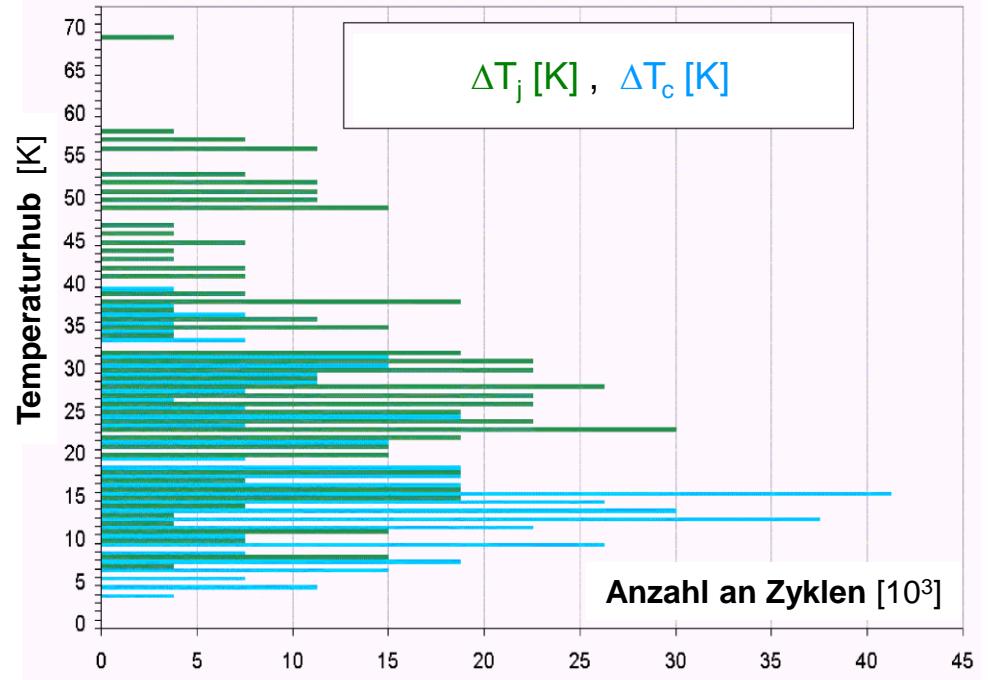
Beispiel

Bezeichnung	Anforderung	Einheit
Lebensdauer	15	Jahre
Betriebsdauer (BD)	10.000	Stunden
Fahrstrecke	300.000	km
Temperaturwechsel	10.000...15.000	

Kühlmitteltemperatur	bis 90°C über 90°C max. 125°C	95% BD 5% BD Nachheiz.
----------------------	-------------------------------------	------------------------------

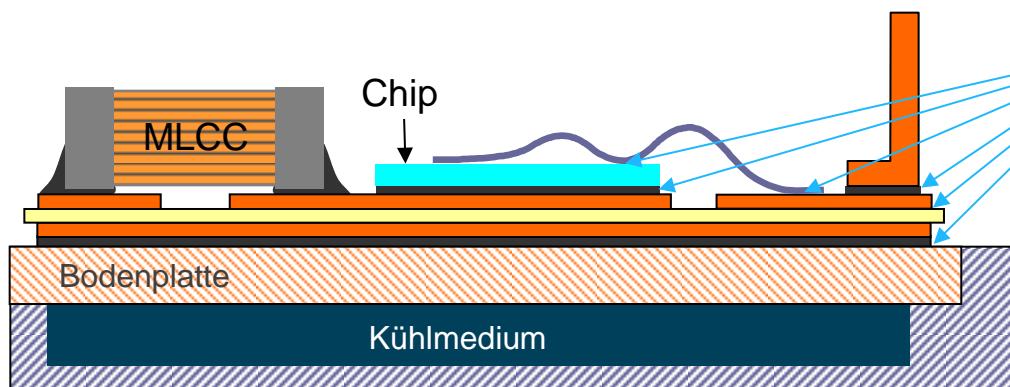
Umgebungstemperatur ²⁾ (Luft)				
Temperatur	-40°C	+23°C	+95°C	+150°C
Dauer in %	6%	20%	65%	9%

Mission Profile für eine Automobilanwendung¹⁾



Lebensdauer unter Temperaturwechselbelastung

Thermo-mechanischer Stress



Stoffschlüssige Materialverbindungen

- Löten
- Schweißen
- Sintern
- Kleben

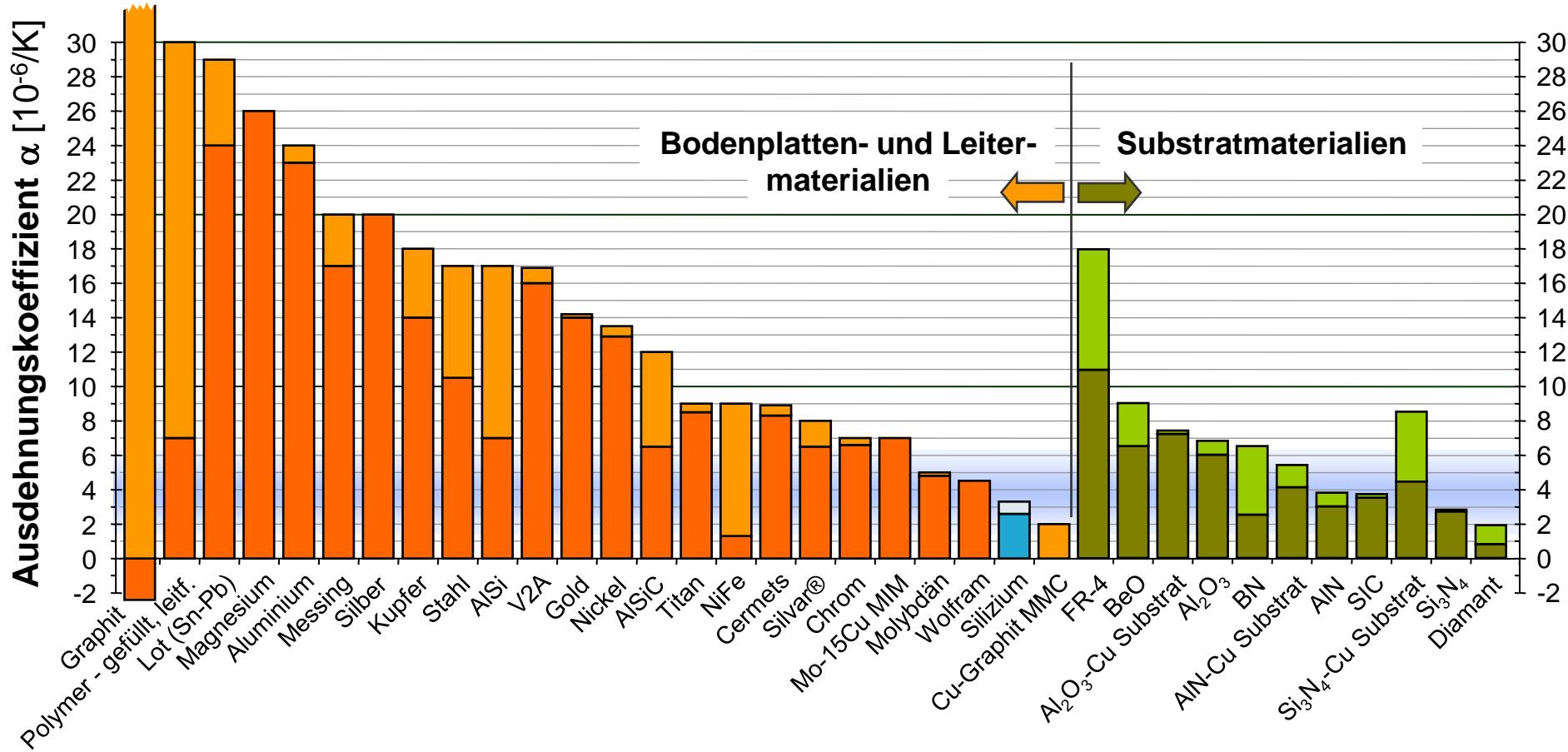
Problem

Unterschiedliche thermische Ausdehnungskoeffizienten der Materialien im Stapelverbund und daraus resultierende thermo-mechanische Spannungen

⇒ **Materialermüdung¹⁾**

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

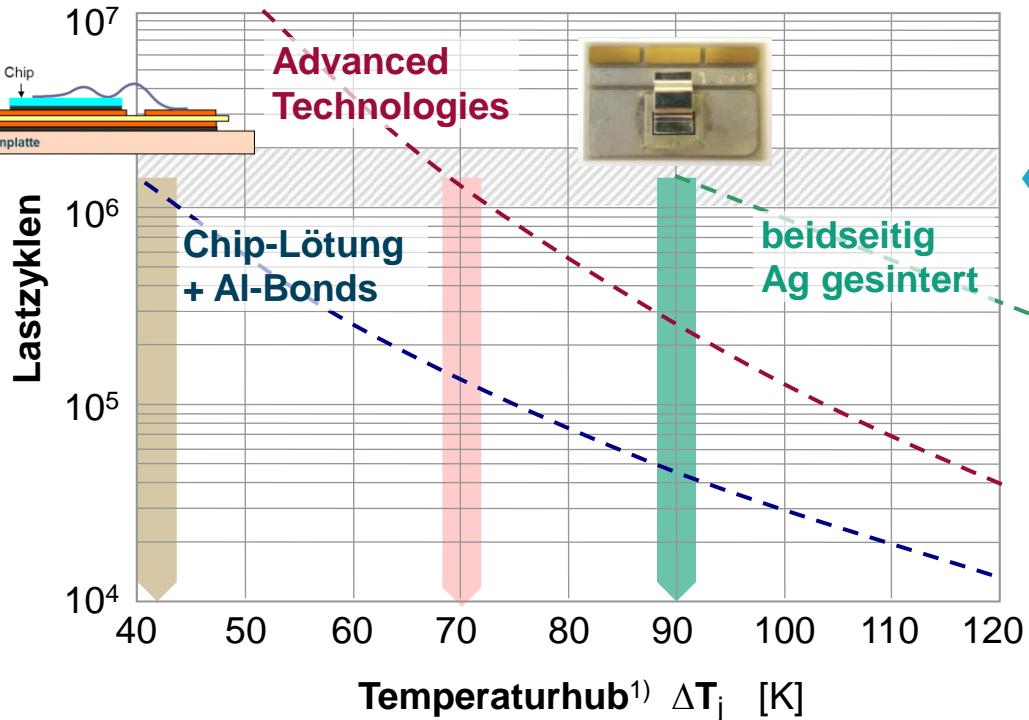
Thermische Längenausdehnungskoeffizienten (CTE¹⁾)



Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Lebensdauer unter Temperaturwechselbelastung

Beispiel Leistungsmodule



Beispiel Fahrantrieb

Ein Volllastzyklus (Beschleunigung, Rekuperation) alle 200 Meter entspricht ca. **1,5 Mio. Lastzyklen** innerhalb eines Fahrzeuglebens von 300.000 km

Beidseitiges Sintern erlaubt es erstmals, die volle Performance¹⁾ von Si-Leistungshalbleitern in der Anwendung auch zu nutzen ($\Delta T = 90 \text{ K}$; $85^\circ\text{C} \Leftrightarrow 175^\circ\text{C}$)

Faustregel

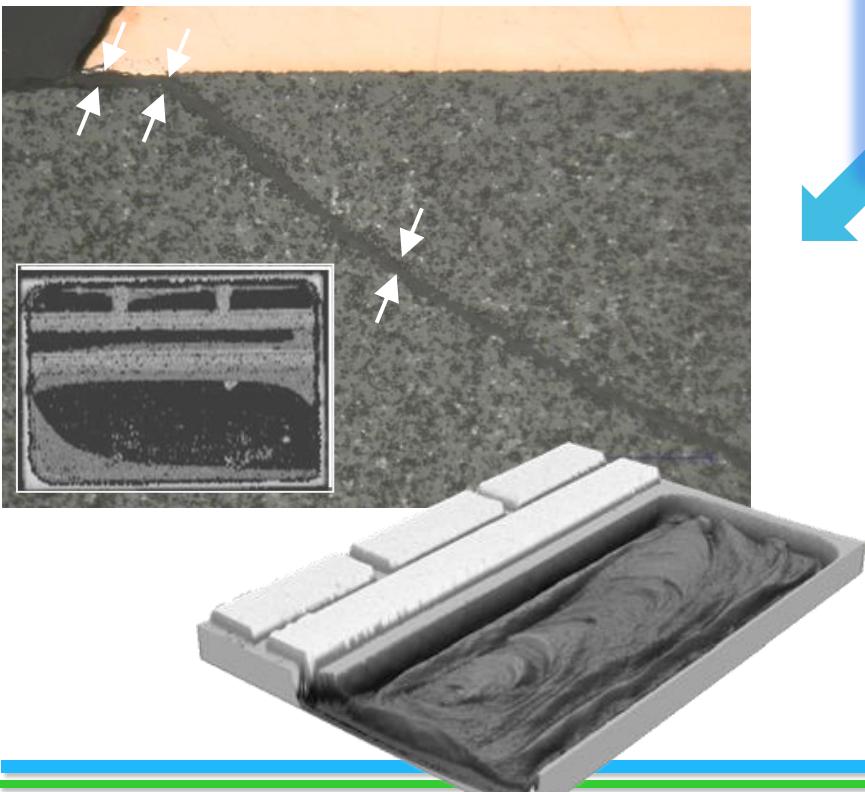
Eine Erhöhung des Temperaturhubs um **20...30 Kelvin** führt zu einer Reduzierung der Lebensdauer um **eine Größenordnung!**

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Schadensbilder an Leistungsmodulen unter Temperaturwechselbelastung

DCB-Substrate

Keramik-Cracks, Metall delamination



Al-Bond Lift-off

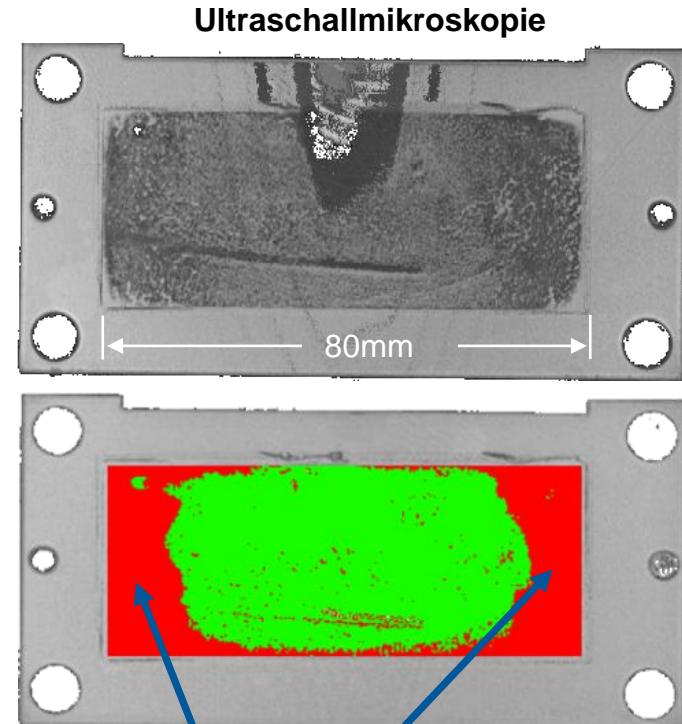
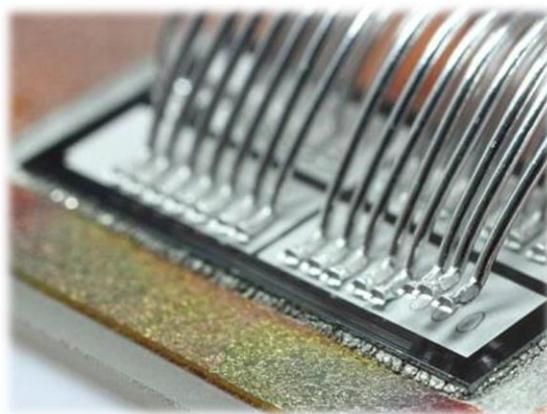


End-of-Life (EoL)

Lebensdauertests erfordern die Festlegung eines EoL-Kriteriums

Mögliche EoL-Kriterien

- Anstieg einer Meßgröße (Widerstand, Spannungsabfall, Temperaturhub, ...) um x (typ. x = 20%)
- Ausmaß einer mechanischen Schädigung (z.B. 20% einer Lotfläche delaminiert)
- ...

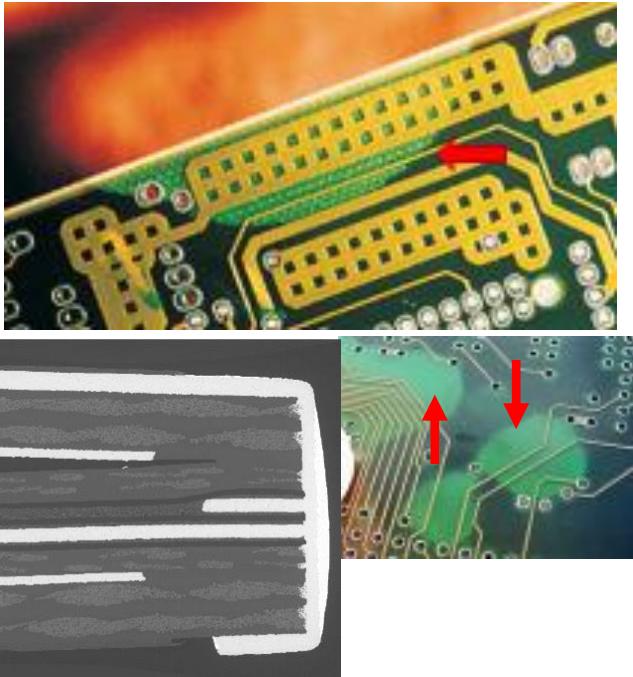


Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

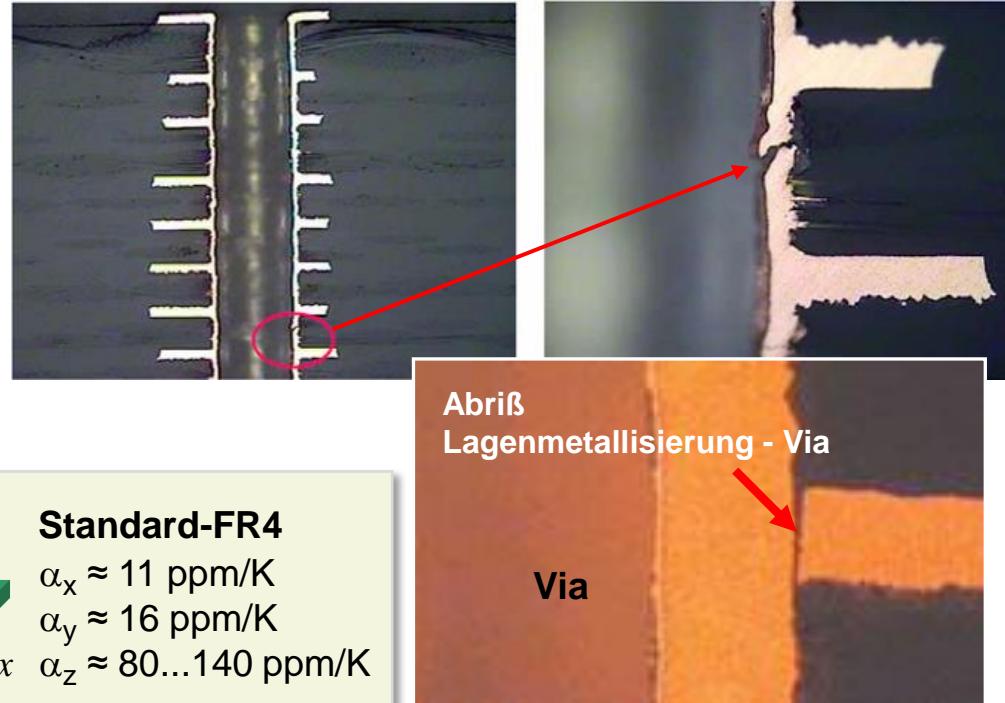
Lebensdauer unter Temperaturwechselbelastung

Schadensbilder an Leiterplatten

Lagen-Delamination



Risse in Durchkontaktierungen



Ausfälle unter thermischem und mechanischem Stress

Keramik-Vielschichtkondensatoren (MLCC)

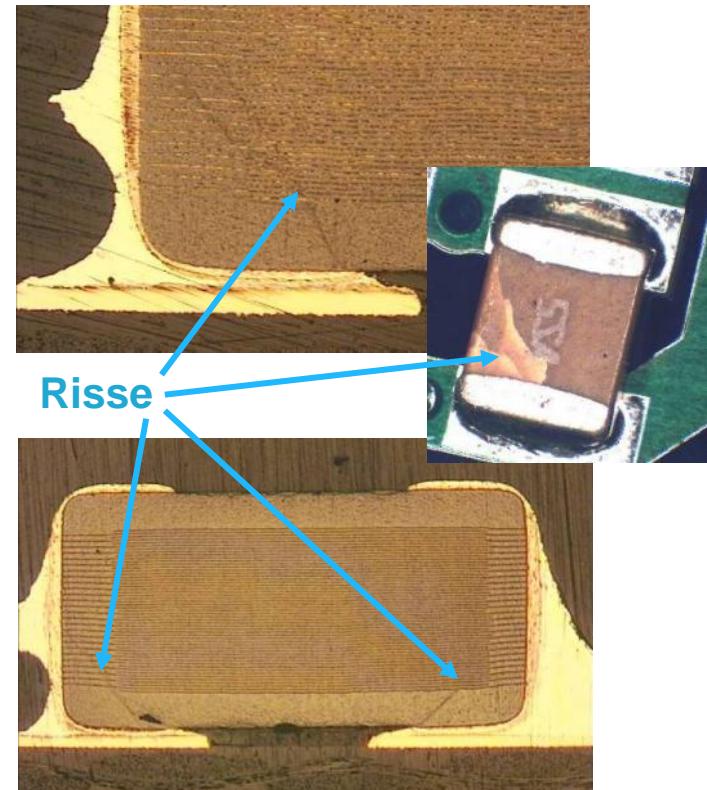
Vorteile

- höchste Strombelastbarkeit
- hohe Einsatztemperaturen
- hohes Kapazitäts/Volumen-Verhältnis
- sehr weiter Spannungsbereich



Nachteile

- Bruchgefahr, z.B. aufgrund von
 - mechanischen Kräften über das Substrat und die Anschlüsse
 - mechanischen Kräften während des Handlings und der Montage (Pick-and-Place Automat, etc.)
 - thermischem Stress (z.B. während des Löten)
 - elektrischem Stress (z.B. durch sehr hohe dU/dt -Werte, speziell bei MLCCs mit Klasse II oder III Keramik (Elektrostriktion))
- bei Bruch sehr hohe Kurzschlußwahrscheinlichkeit
⇒ **sicherheitskritisch, Brandgefahr!**



Keramik-Vielschichtkondensatoren (MLCC)

Maßnahmen zur Erhöhung der Zuverlässigkeit

- Keine Plazierung in biegebeanspruchte Regionen auf Leiterplatten
(Befestigungsbohrungen, Steckverbinder, Leiterplattenrand u.ä. meiden; ggf. Schwingungsanalyse der Leiterplatte durchführen)
- Abhängig vom Substratmaterial bestimmte Gehäusegrößen nicht überschreiten
(z.B. 1210 (= 3,2 x 1,6 mm²) bei FR-4)), ggf. Bauteilorientierung beachten.
- Redundanz schaffen durch Serienschaltung zweier Kondensatoren (⇒ sehr teuer)
- Einsatz neuester Kondensatortechnologien
 - MegaCap™: mechanische Entlastung durch Anschlußfahnen
 - FlexiCap™, Flexiterm™, Soft-Termination: nachgiebige Anschlüsse durch Leitpolymer-Zwischenschicht
 - Open-Mode: keine Gegenelektroden in Bruchzone ⇒ reduziertes Kapazität/Volumen-Verhältnis

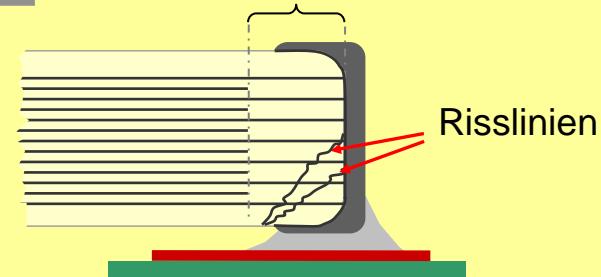
Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Keramik-Vielschichtkondensatoren (MLCC)

Maßnahmen zur Erhöhung der Zuverlässigkeit

Open Mode

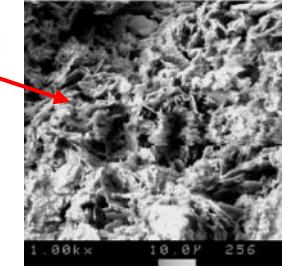
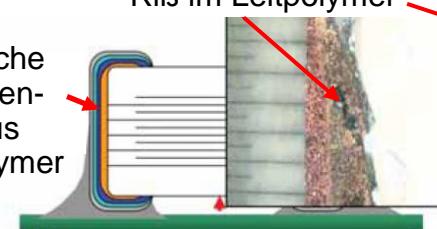
Erweiterte Sicherheitszone



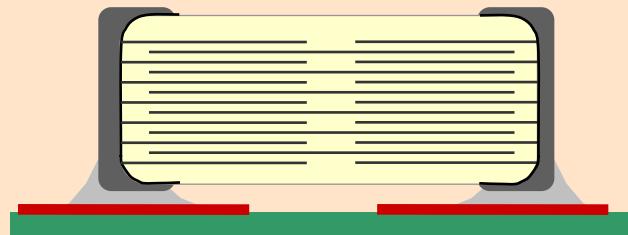
Soft Termination

Elastische Zwischenlage aus Leitpolymer

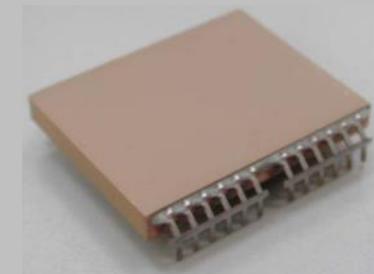
Riß im Leitpolymer



Interne Serienschaltung

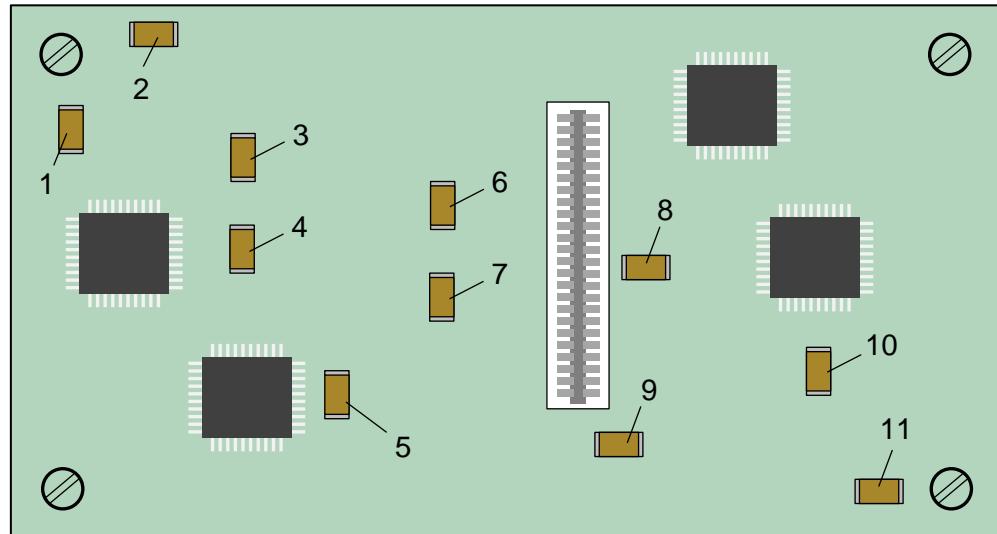


Stressreduzierende Anschlußkontakte



Keramik-Vielschichtkondensatoren (MLCC)

Maßnahmen zur Erhöhung der Zuverlässigkeit



Keine Plazierung in biegebeanspruchte Regionen auf Leiterplatten

- Nicht zu nahe an Befestigungsbohrungen
⇒ falsch: 1, 2, 11
- Biegezonen um Steckverbinder und massereiche Bauelemente (z.B. Trafo) meiden
⇒ falsch: 8, 9
- Leiterplattenrand meiden, da sehr hohe mech. Belastung bei Nutzen-Trennung
⇒ falsch: 2
- Günstige Bauteilorientierung - senkrecht zur Biegelinie - wählen
⇒ günstig: 6, 7, (3, 4, 5, 10)

Bauelemente unter erhöhter Temperaturbelastung

Thermische Kenndaten

WICHTIG: Immer eindeutige Temperaturspezifikationen einfordern!

Datenblattangaben wie:

- Betriebstemperatur : -40°C ... +125°C
- Operating Temperature : -10°C ... +85°C
- Temperatur: $T_{\max} = 85^\circ\text{C}$

sind fachlich mangelhaft und sollten/dürfen von keinem Entwickler akzeptiert werden!

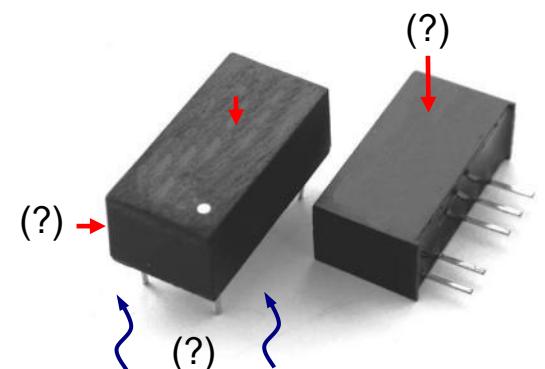
Kommt es zum Streitfall, wird der Komponentenhersteller argumentieren, daß sich seine Angabe „Operating Temperature“ doch „selbstverständlich auf die Gehäusetemperatur“ bezieht, während der Entwickler die Angabe womöglich als Umgebungstemperatur interpretiert hat.

Beispiel für eine korrekte, da eindeutige Temperaturspezifikation:

- Betriebstemperatur / Operating Temperature: $T_{c,\max} = 100^\circ\text{C}$
(d.h. maximal zulässige Gehäusetemperatur im Betrieb 100°C)

Wichtig: Sich auch den Meßort am Gehäuse spezifizieren lassen!

Die wichtigsten gebräuchlichen Indizes sind: „c“ für „case“ (Gehäuse) ■ „A“, „a“
oder „amb“ für „ambient“ (Umgebung) ■ „j“ für „junction“ (Sperrschicht, Chip)



Was ist „Operating Temperature“?

Übung

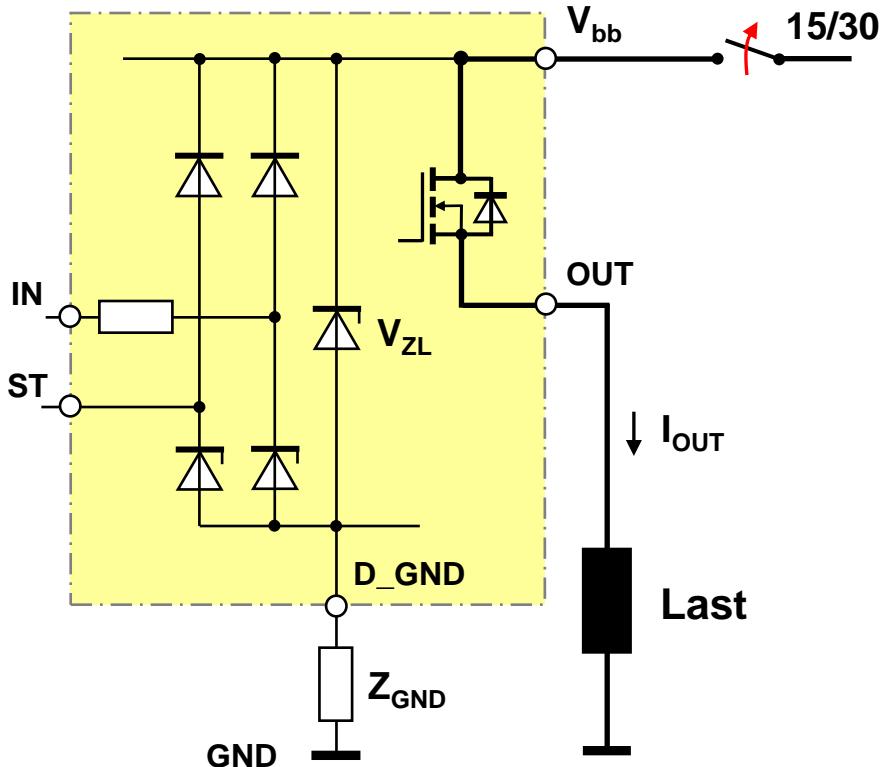
zu ausgewählten Themen aus den Bereichen

- Schutzbeschaltung von Smart-Power Schaltern
- Peak & Hold Betrieb magnetischer Aktoren
- Ansteuerung von Leistungshalbleitern

- 5 -

Übung zu Verpol- und Überlastschutz von Smart-Power Schaltern

Idealkennlinie des Schutzelements Z_{GND}

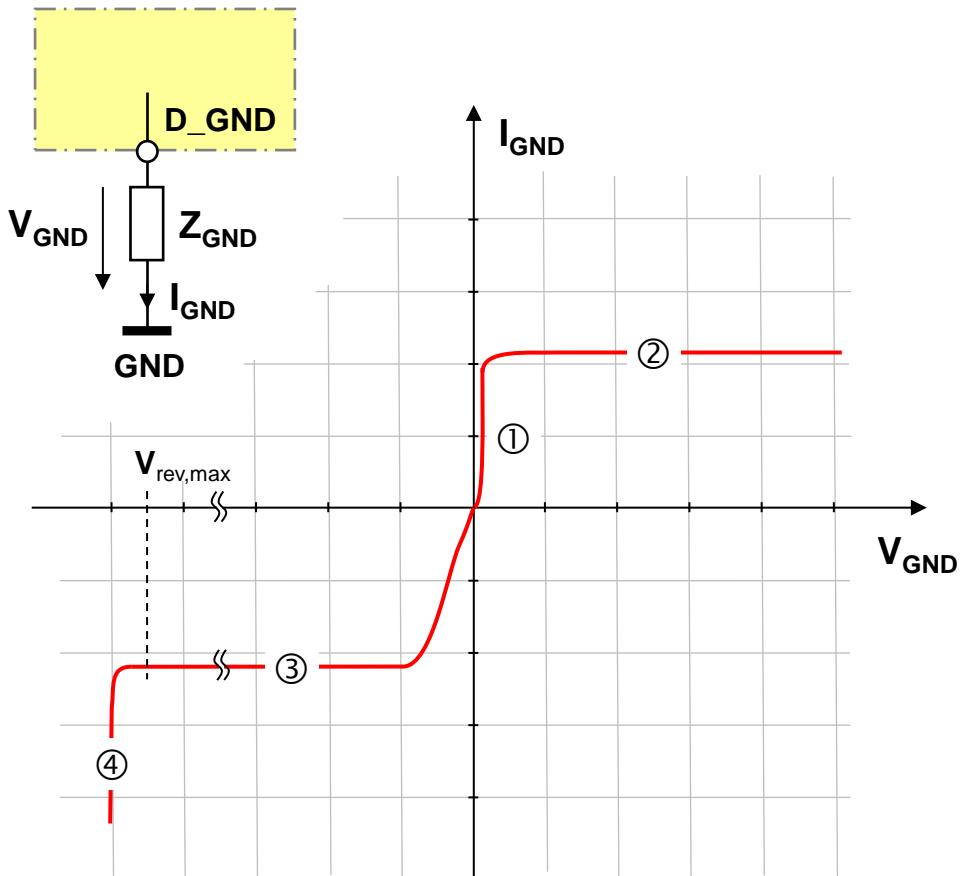


Wichtig

- Aufgabe des Schutzelements Z_{GND} ist es, in **allen möglichen Fehlerfällen** den Strom durch den Logikteil des ICs auf zulässige Werte zu begrenzen.
- Der Normalbetrieb des Schalters soll so wenig wie möglich beeinflusst werden.
- Da in verschiedenen Fehlerfällen hohe Spannungen auch an den Input- und Status-Pins auftreten können, sind zusätzliche Schutzmaßnahmen (z.B. externe Serienwiderstände) an diesen Pins erforderlich, um z.B. einen angeschlossenen Mikroprozessor nicht zu beschädigen.

Übung zu Verpol- und Überlastschutz von Smart-Power Schaltern

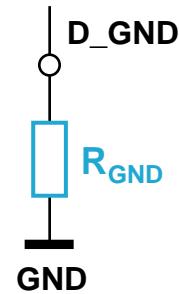
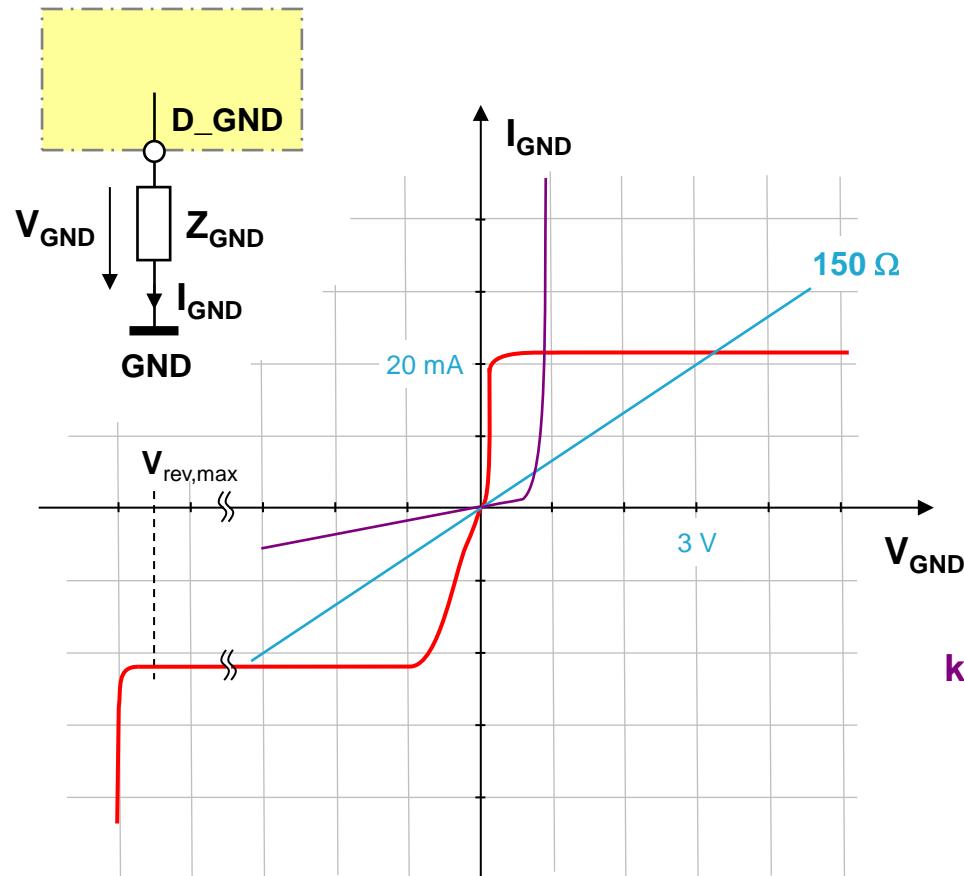
Idealkennlinie des Schutzelements Z_{GND}



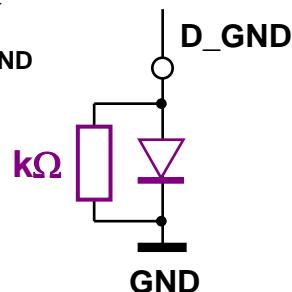
- ① Im Betriebsstrombereich des Schalters (wenige mA) sollte der Spannungsabfall an Z_{GND} so gering wie möglich sein (= minimaler Masseversatz im Normalbetrieb)
- ② Bei Überspannung (z.B. load dump) Strombegrenzung (auf wenig 10 mA) zum Schutz der Z-Diode V_{ZL}
- ③ Bei Verpolung Strombegrenzung (auf einige 10...100 mA) zum Schutz der Z-Diode V_{ZL}
- ④ Aufhebung der Strombegrenzung oberhalb der maximalen statischen Verpolspannung ($V_{rev,max}$), um bei V_{bb} -Abriß und induktiven Lasten das Auftreten extrem hoher negativer Spannungen am Masseanschluß des ICs (D_{GND}) zu verhindern.

Übung zu Verpol- und Überlastschutz von Smart-Power Schaltern

Idealkennlinie des Schutzelements Z_{GND}



- 😊 sehr geringe Kosten
- 😊 brauchbarer Überspannungs- und Verpolschutz
- ❗️ relativ hoher Masseversatz
- ❗️ hohe Verlustleistung im Verpolfall ($(14,4V)^2 / 150 \Omega = 1,4 \text{ W}$)
- ❗️ nur bedingt geeignet bei V_{bb} -Abriß und induktiven Lasten

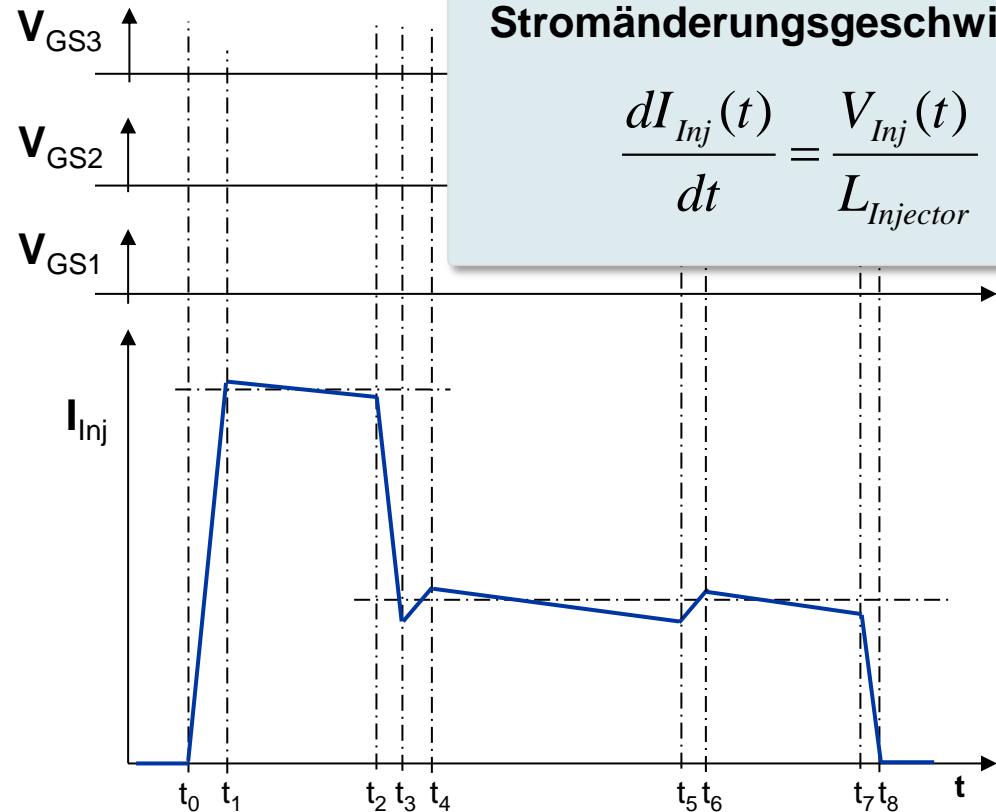
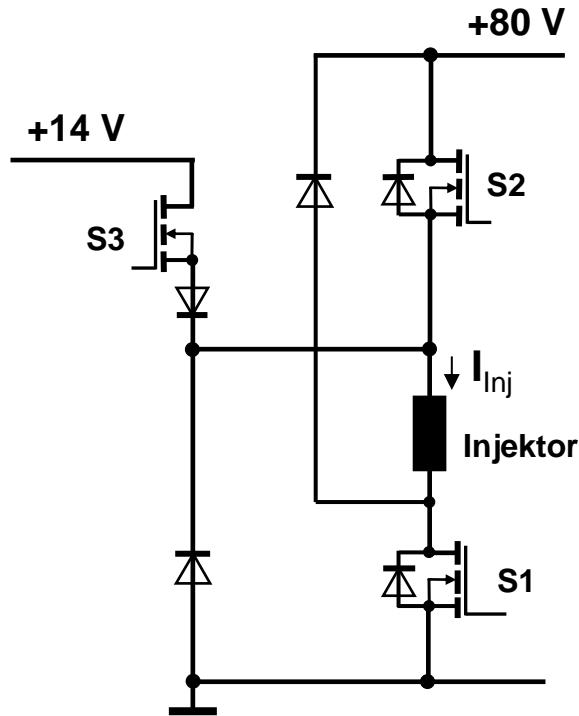


- 😊 geringe Kosten
- 😊 sehr effektiver Verpolschutz, geringe Verlustleistung
- 😊 niedriger, konstanter Masseversatz
- ❗️ kein Überspannungsschutz (!)
- ❗️ nicht geeignet bei V_{bb} -Abriß und induktiven Lasten (Abhilfe: Einsatz einer Z-Diode (Suppressor-Diode))

Übung zu “Peak & Hold“-Betrieb magnetischer Aktoren



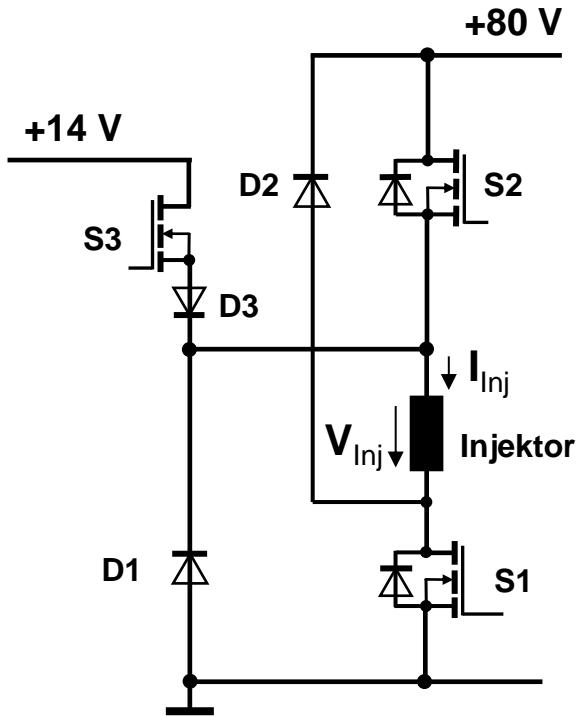
Wie sind die Schalter des dargestellten Ventiltreibers anzusteuern, um die gewünschte Stromform im Einspritzventil zu erzielen?



Übung zu "Peak & Hold"-Betrieb magnetischer Aktoren



Wie sind die Schalter des dargestellten Ventiltreibers anzusteuern, um die gewünschte Stromform im Einspritzventil zu erzielen?



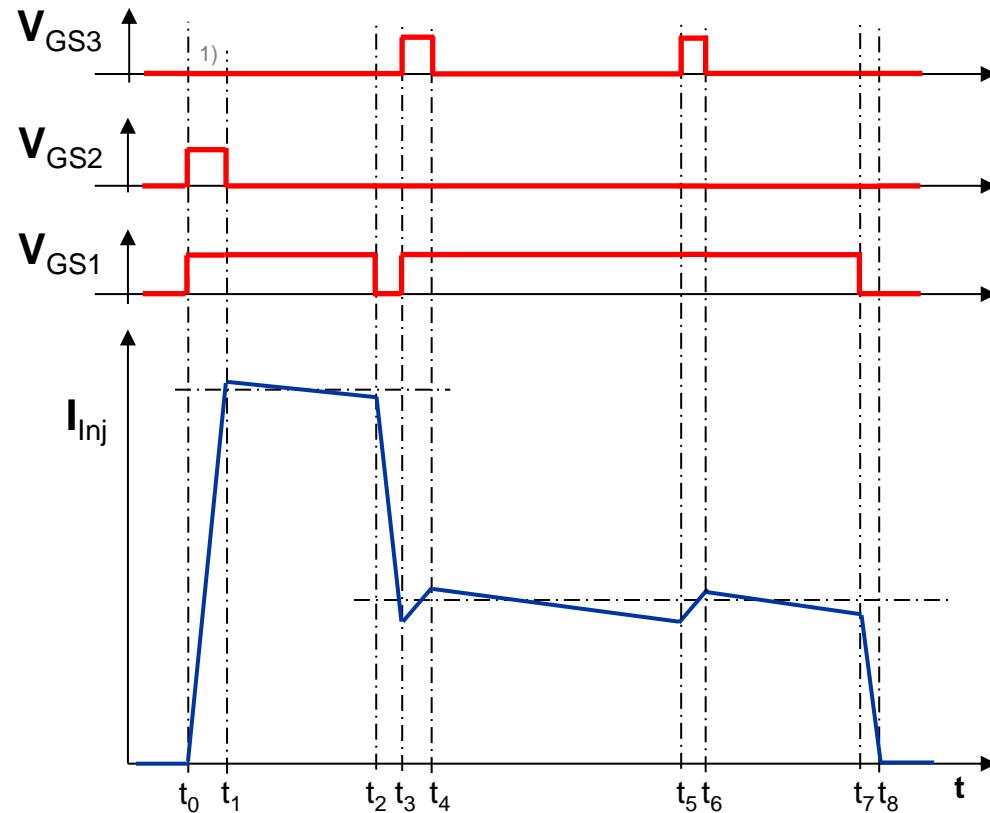
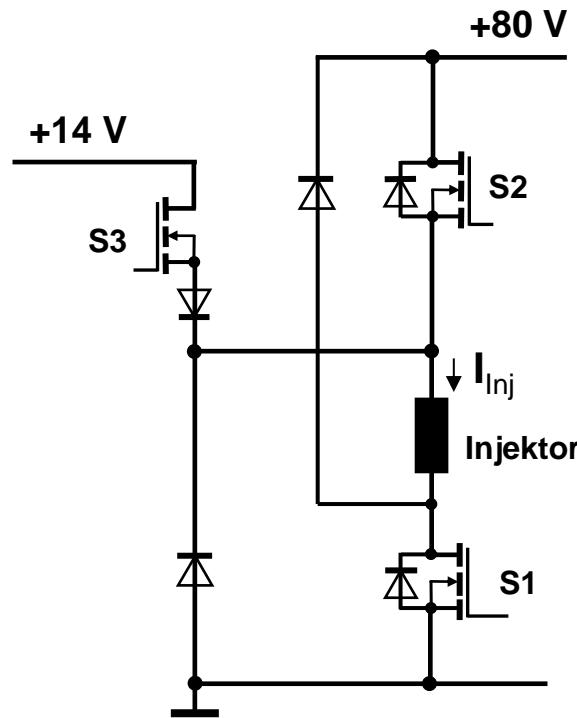
Spannung am Injektor

S1	S2	S3	V_{Inj}	Bemerkung
EIN	AUS	EIN	+13 V	@ Flußspannung D3 ca. 1 V
EIN	EIN	AUS ¹⁾	+80 V	
EIN	AUS	AUS	- 1V (Flußspannung D1)	genauer: - (1 V + (R _{Inj} +R _{ON,S1})·I _{Inj})
AUS	EIN	AUS ¹⁾	- 1V (Flußspannung D2)	genauer: - (1 V + (R _{Inj} +R _{ON,S2})·I _{Inj})
AUS	AUS	AUS	- 80 V	D1 und D2 leiten solange I _{Inj} > 0

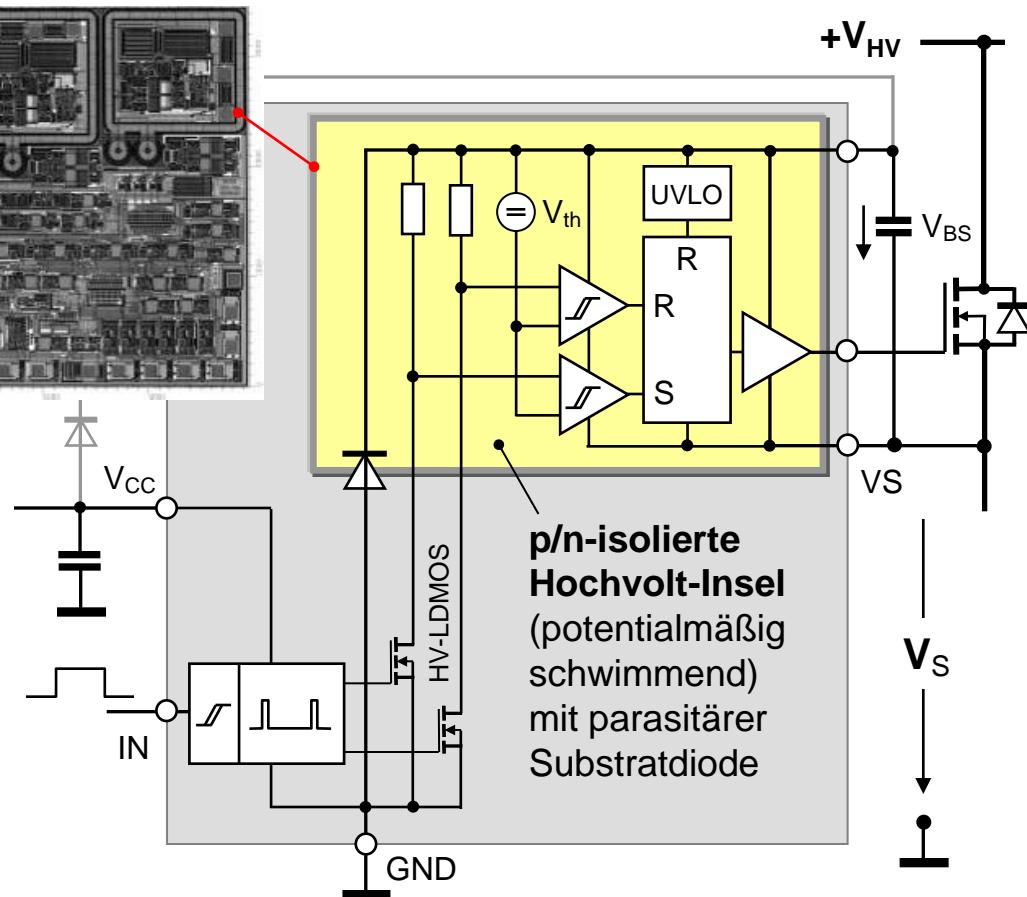
Übung zu "Peak & Hold"-Betrieb magnetischer Aktoren



Wie sind die Schalter des dargestellten Ventiltreibers anzusteuern, um die gewünschte Stromform im Einspritzventil zu erzielen?



Ansteuerung Highside Schalter - Treiber-ICs mit Level-Shifter

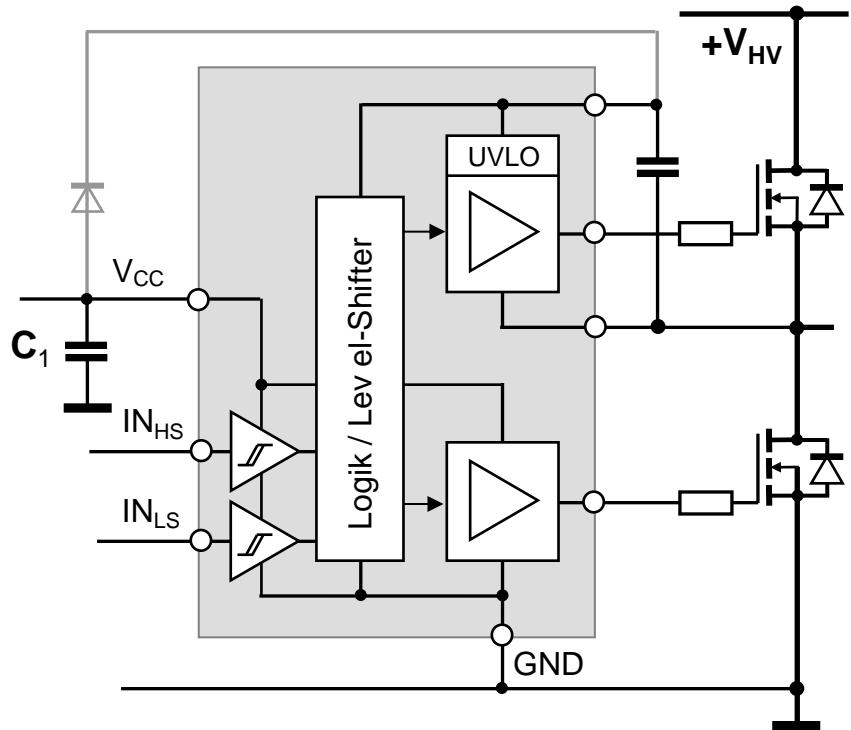


Level-Shifter

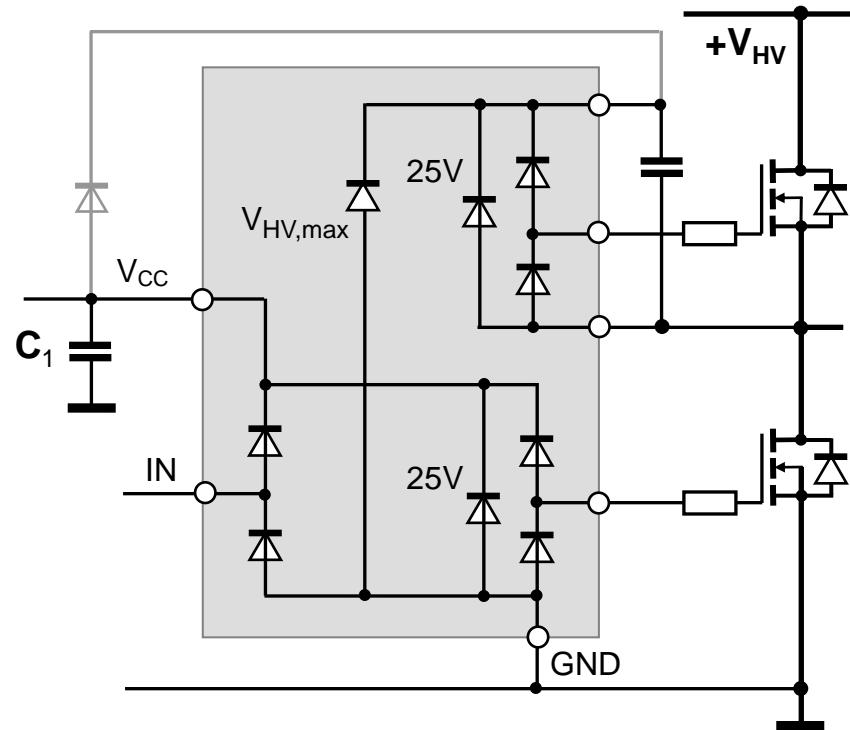
- Ab etwa $V_{HV} = 40\text{ V}$ ist aus Verlustleistungsgründen keine **statische** Übertragung des Schaltzustands mehr möglich
⇒ gepulste Übertragung mit Zustandsspeicher
- Die Drain-Kapazität der HV-LDMOS Schalter führt zu einer prinzipiellen Begrenzung der dV/dt -Festigkeit (typ. 50 V/nsec), da Fehlfunktion möglich, wenn $C \cdot dV/dt$ den Strompegel der Übertragungsimpulse erreicht.
- Wird V_S genügend negativ (typ. $-3\text{ V}...-15\text{ V}$), dann funktioniert die Signalübertragung nicht mehr. Der genaue Wert ist abhängig von der Versorgungsspannung V_{BS} , sowie der Höhe und dem Bezugspunkt von V_{th} .

Übung zu Leistungshalbleiter und deren Ansteuerung

Ansteuerung Highside Schalter - Treiber-ICs mit Level-Shifter

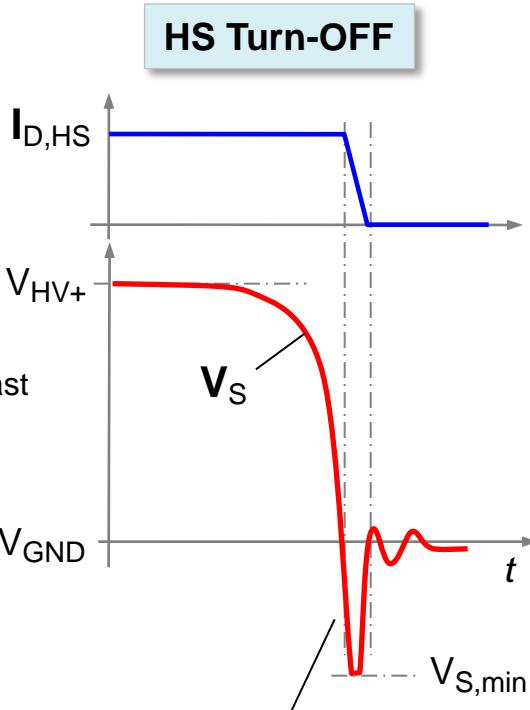
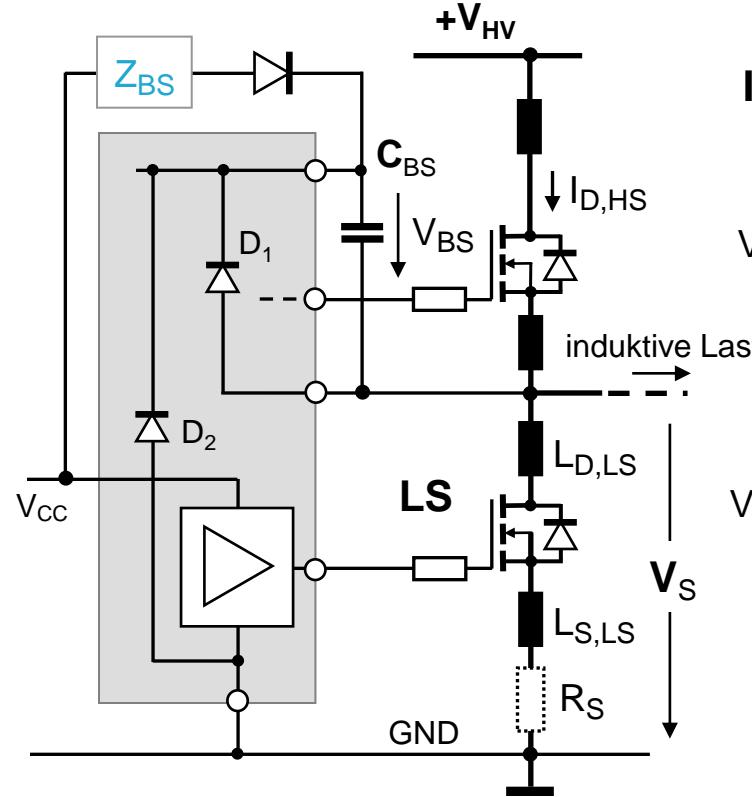


Parasitäre Diodenstrukturen



Ein Spannungsdurchbruch oder ein Flußstrom in nur einer dieser parasitären Dioden führt zu einer Fehlfunktion oder Zerstörung des ICs!

Ansteuerung Highside Schalter - Treiber-ICs mit Level-Shifter



Problem

- Bei niederimpedantem Bootstrap-Stromkreis ($Z_{BS} \rightarrow 0$) Gefahr der Überladung von C_{BS} mit Spannungsdurchbruch von D_1
 ⇒ **Latch-up bzw. Zerstörung des ICs**
- Bei höherimpedantem Bootstrap-Stromkreis Gefahr einer Flußpolung von D_2 (wenn $V_S < -V_{BS}$) !
 ⇒ **Latch-up bzw. Zerstörung des ICs**

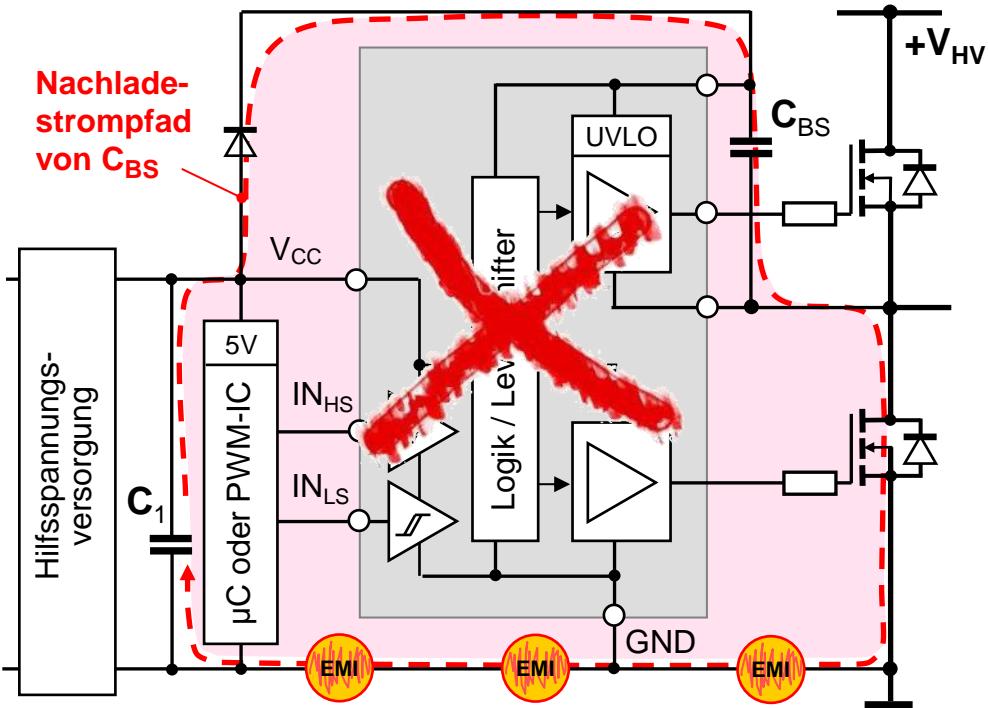
Negative Spannungstransiente

$$V_{S,min} = (L_{D,LS} + L_{S,LS}) \cdot \frac{dI}{dt} + \text{Flußspannung LS-Diode} + \\ + \text{dyn. Vorwärtsverzugsüberspannung LS-Diode} + \\ + \text{ggf. Spannungsabfall an einem Shunt } R_S$$

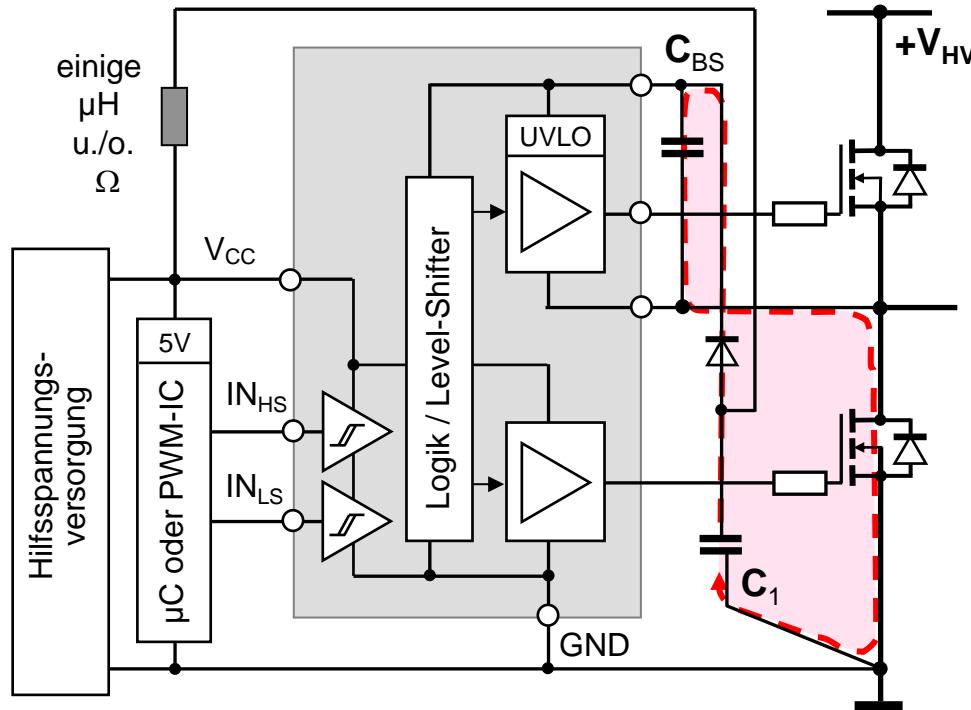
Übung zu Leistungshalbleiter und deren Ansteuerung

Bootstrap Spannungsversorgung – Layout-Hinweise

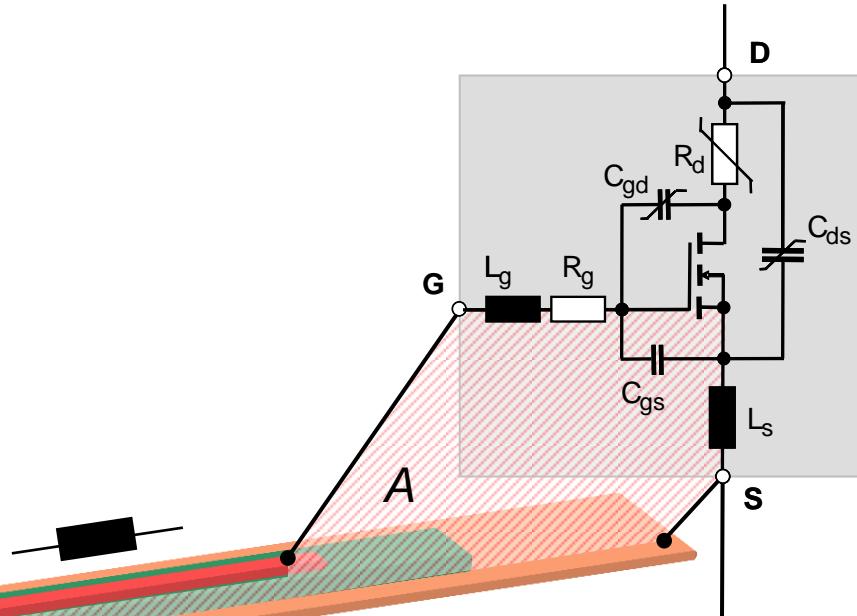
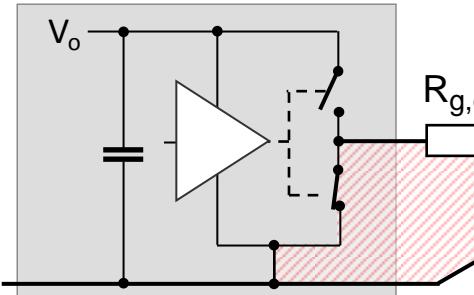
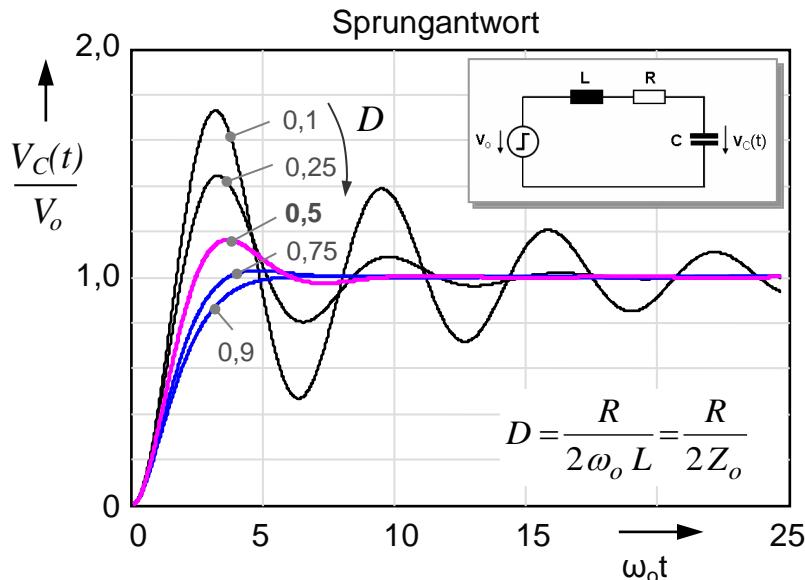
So nicht!



Signal- und Störstrompfade trennen!



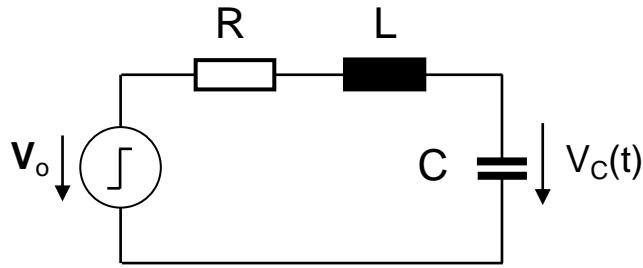
Der Ansteuerkreis – ein geschalteter Resonanzkreis!



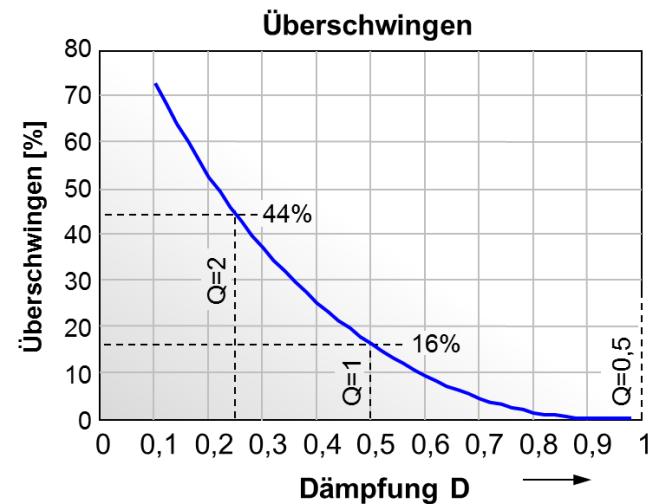
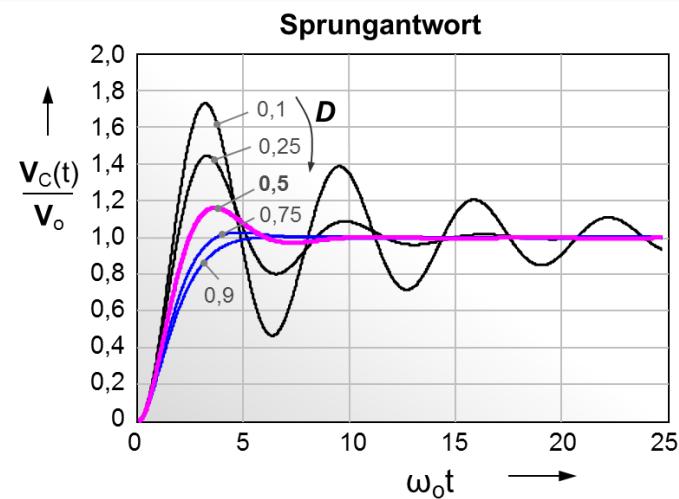
Bei zu geringer Dämpfung

- Oszillationsneigung
- Gefahr unerwünschten Schaltens
- Gateoxid-Schädigung (Überspannungen)

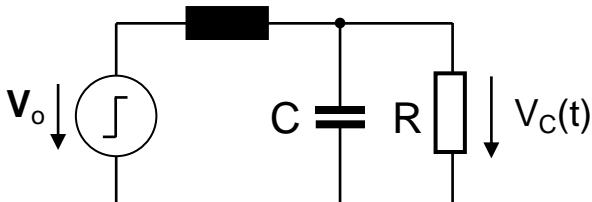
Serienschwingkreis - Grundlagen



- Eigenfrequenz: $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
- Charakteristische Impedanz: $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$
- Dämpfung: $D = \frac{R}{2\omega_o L} = \frac{R}{2Z_o}$
- Güte: $Q = \frac{1}{2D} = \frac{Z_o}{R}$



Serienschwingkreis - Grundlagen

- Eigenfrequenz: $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
 - Charakteristische Impedanz: $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$
 - Eigenfrequenz unter Last: $\omega'_o = \omega_o \sqrt{1-D^2}$
- 

V_o

$C = R$

$V_C(t)$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{■ Dämpfung: } D = \frac{1}{2\omega_o RC} = \frac{Z_o}{2R} \\ \text{■ Güte: } Q = \frac{1}{2D} = \frac{R}{Z_o} \\ \text{■ Sprungantwort: } \frac{V_c(t)}{V_o} = 1 - e^{-D\omega_o t} \left(\cos(\omega'_o t) + \frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \sin(\omega'_o t) \right) \end{array} \right.$$

Übung zu Leistungshalbleiter und deren Ansteuerung

Beispiel: Der Ansteuerkreis als geschalteter Resonanzkreis!

Gate-Kapazität und Zuleitungsinduktivität
geben die Impedanz des Ansteuerkreises vor!

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

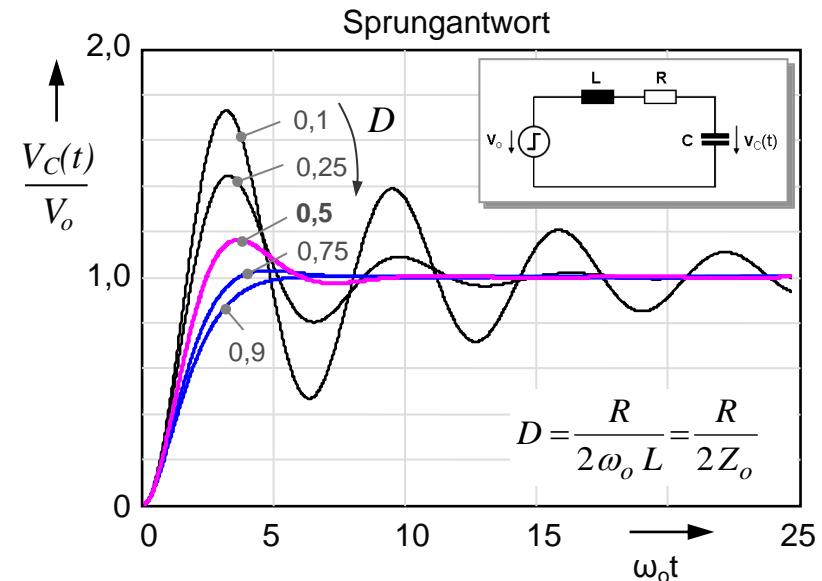
Liegt der ohmsche Gesamtwiderstand unterhalb von Z_0 , so besteht die Gefahr von Oszillationen.

Beispiel

- Gate-Kapazität: $C = 3 \text{ nF}$
 - Zuleitungsinduktivität: $L = 50 \text{ nH}$
- ⇒ Schwingkreisimpedanz: $Z_o = 4 \Omega$

⇒ Eigenresonanz: $f_o = 13 \text{ MHz}$

⇒ **Dämpfung** $D = \begin{cases} 0,5 & @ R_g = 4 \Omega \\ 0,1 & @ R_g = 0,8 \Omega \end{cases}$



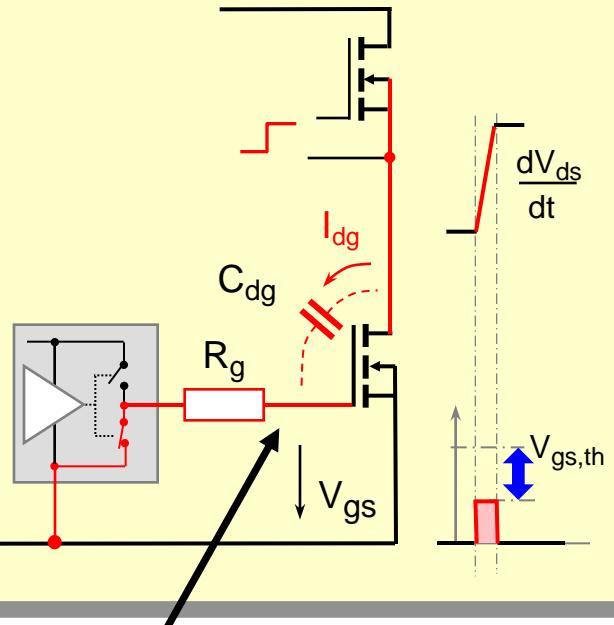
Bei zu geringer Dämpfung¹⁾

- Oszillationsneigung,
- Gefahr unerwünschten Schaltens,
- Gefahr der Gateoxid-Schädigung durch Überspannungen.

Übung zu Leistungshalbleiter und deren Ansteuerung

» Miller« - Effekt

Applikationsproblem



Gefahr des unbeabsichtigten
Wiedereinschaltens !

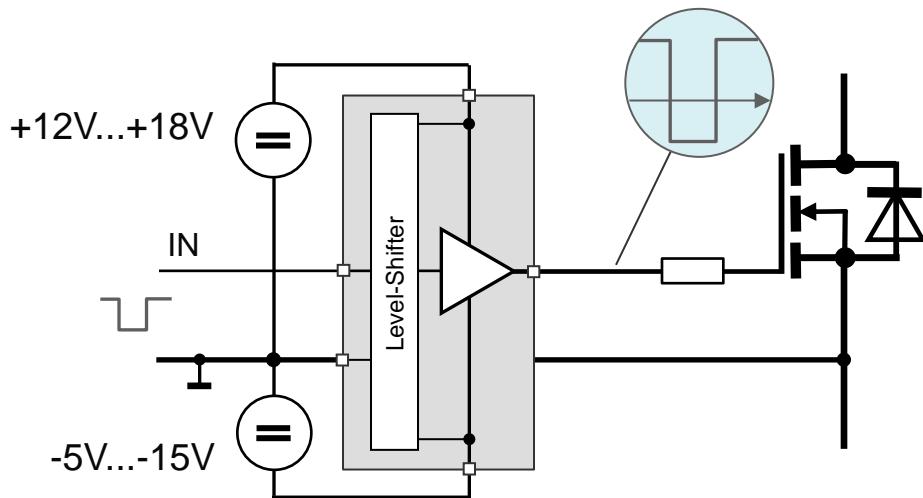
» Miller-Killer™ « Maßnahmen

- **Zusätzliche Kapazität zwischen Gate und Source**
Nachteil: erhöhte Steuerleistung
- **Langsameres Schalten**
Nachteil: erhöhte Schaltverluste
- **Niederohmigen $R_{g,off}$**
Nachteil: hohe Abschaltgeschwindigkeit, hohes dV/dt
Abhilfe: AUS-Klemmschalter
- **Negative Gate-Source „AUS“-Spannung**
Nachteil: erhöhte Steuerleistung, erhöhter Schaltungsaufwand, neg. Beeinflussung der dyn. Eigenschaften der intrinsischen MOSFET-Diode
- **Bauelemente mit höherer Einsatzspannung ($V_{gs,th}$)**
Nachteil: begrenztes Angebot, teilweise Kompatibilitätsprobleme mit Ansteuer-ICs (Unterspannungsschwelle)

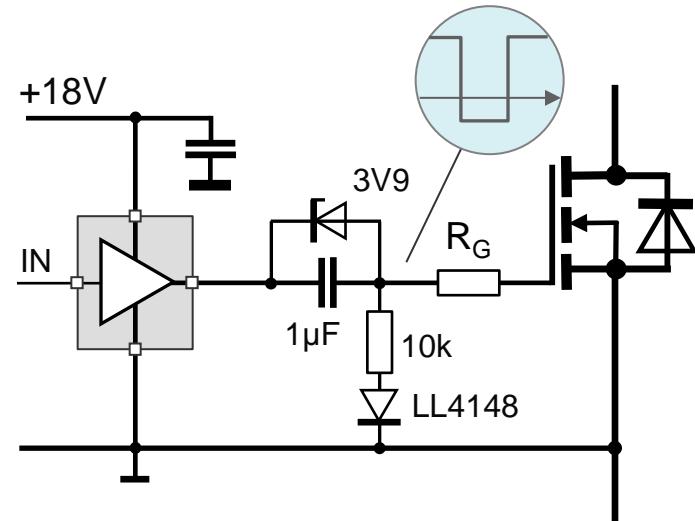
Miller Killer™ is a trademark of Unitrode Corp.

Gate-Treiber mit erhöhtem Störabstand

Negative Versorgungsspannung



Ausgang-Level-Shifter

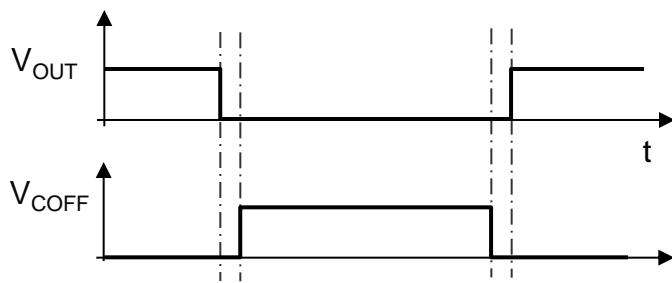
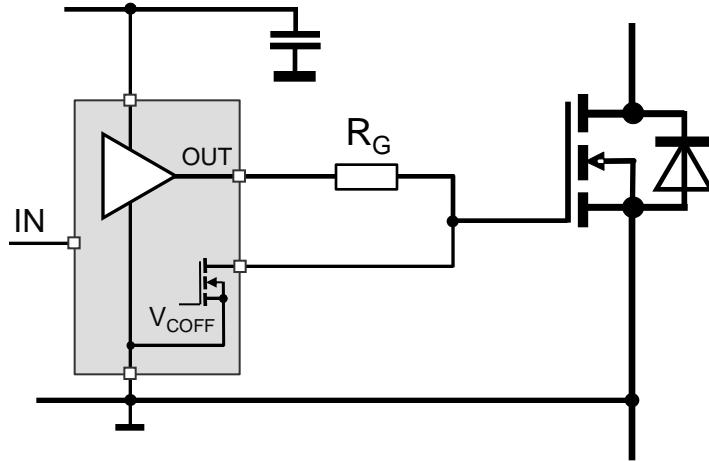


- Höchster Störabstand
- Aufwändig und teuer
- Nur für große Module (viele parallele Chips) und bei Einsatz von Leistungshalbleitern mit integriertem Gate-Widerstand sinnvoll

- Einfach und wirkungsvoll
- Negative Spannung nicht stabilisiert und nicht statisch vorhanden (i.a. kein Problem)
- Ausreichend Spannungshub am Treiber-Ausgang erforderlich

Gate-Treiber mit erhöhtem Störabstand

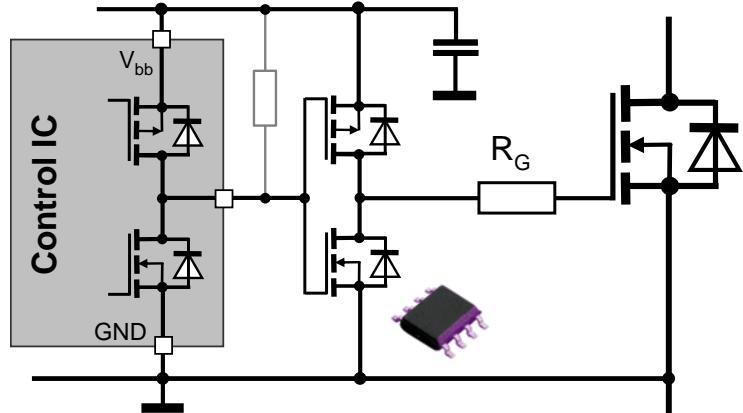
„AUS“-Klemmschalter



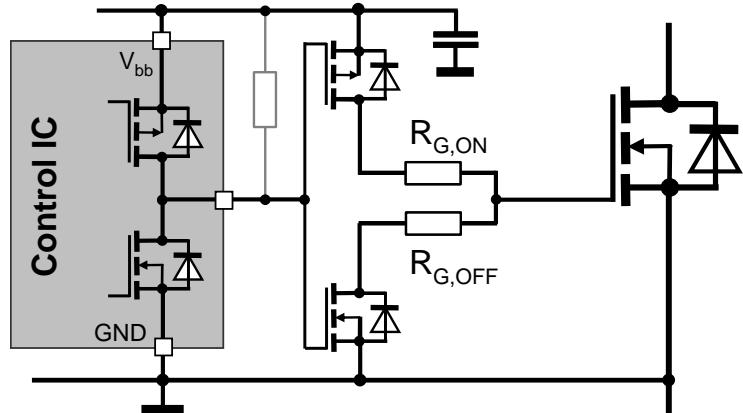
- In Form integrierter Schaltungen eine höchst elegante Lösung (z.B. TD351 von STM); aber darauf achten, daß „Niederhaltetransistor“ ausreichend niederohmig!
- Zeit- oder Spannungspegel-gesteuert realisierbar
- Keine Beeinflussung des eigentlichen Schaltvorgangs
- Diskreter Aufbau im allgemeinen zu aufwändig
- Vorsicht bei Leistungshalbleitern mit integriertem Gate-Widerstand!

MOSFET-Booster für Gate-Treiber

A



B



Vorteile

- Getrennte Gatewiderstände für das EIN- und AUS-Schalten sehr einfach realisierbar (s. Variante B)
- Ohmsche Ausgangscharakteristik (rail-to-rail)
- (Weiche) Gate-Spannungs-”Klemmung” auf Treiber- V_{bb} und GND
- Hohe Stromverstärkung

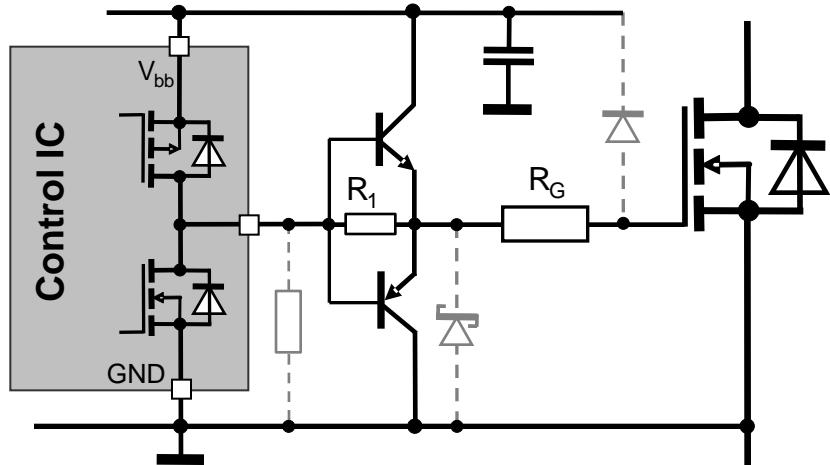
Nachteile

- Gefahr hoher Querströme und damit hoher Treiber-Schaltverluste:
 - speziell bei Variante A (diese ist daher zu vermeiden)
 - und bei überdimensionierten Endstufen-MOSFET bzw. zu schwachem oder langsamem Vortreiber
 - für Analogbetrieb praktisch ungeeignet
- Relativ teuer

Allgemeines

- invertierend (!)

Bipolar-Booster für Gate-Treiber



Vorteile

- Kostengünstig
- Nicht invertierend
- Analogbetrieb geeignet (z.B. Aktiv-Zener Klemmung)
- Hoher Störabstand

Nachteile

- Geringe Stromverstärkung (typ. 5...10) erfordert entsprechend leistungsfähigen Vortreiber
- Keine intrinsische Gate-Spannungsklemmung (ggf. externe Klemmdioden (s. Bild) erforderlich)
- Erhöhter Aufwand für getrennte EIN-/AUSschalt-Gate-Widerstände
- Spannungsverlust (statisch aber via R_1 minimierbar)

Allgemeines

- **nicht invertierend**
- vorteilhaft nahe am Leistungsschalter zu plazieren

Übung

zu ausgewählten Themen aus den Bereichen

Umrichterauslegung

- 6 -

Übung zu Umrichterauslegung

Aufgabenstellung

Gegeben sei ein Antriebsumrichter, dessen B6-Brücke mit IGBT-Schaltern gemäß dem nachstehenden Datenblatt aufgebaut ist.

Geben Sie den maximalen Ausgangsstrom (als Amplitude des Motor-Phasenstroms) an, für den Sie diesen Umrichter spezifizieren würden.

Weitere Randbedingungen:

- Wärmewiderstand IGBT: $R_{th,chip-wasser} = 0,25 \text{ K/W}$
- Motor Leistungsfaktor: $\cos(\phi) = 0,85$
- Modulationsgrad: $m = 1$
- Schaltfrequenz: 10 kHz
- Zwischenkreisspannung: 380 V
- Max. Kühlmitteltemperatur: 115°C
- Gate-Widerstand: 3 Ohm

Betrachten Sie zur Vereinfachung nur die IGBT-Schalter (d.h. keine Kontrollrechnung bzgl. der Diodenbelastung erforderlich).

Characteristics		$T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 3,2 \text{ mA}$	5	5,8	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}, V_{CE} = V_{CES}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0,13	0,38	mA
V_{CE0}		$T_j = 25^\circ\text{C}$	0,9	1	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0,85	0,9	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	2,8	4,5	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	4,3	6	$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 200 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}_{\text{chiplev.}}$	1,45	1,9	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}_{\text{chiplev.}}$	1,7	2,1	V
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 3 \Omega$	$V_{CC} = 300 \text{ V}$	160	ns	
t_r			68		
E_{on}		$I_C = 200 \text{ A}$	14	mJ	
$t_{d(off)}$	$R_{Goff} = 3 \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	520		
t_f			49	ns	
E_{off}		$V_{GE} = -8 \text{ V} / +15 \text{ V}$	8		

Übung zu Umrichterauslegung

Lösungsweg

Schaltverluste im IGBT

$$P_{SW-IGBT} = \frac{f_{SW} \cdot E_{ts}}{\pi} \cdot \left(\frac{\hat{I}_{AC}}{I_{DB}} \right) \cdot \left(\frac{V_{ZK}}{V_{DB}} \right)$$

Leitendverluste im IGBT

$$P_{cond-IGBT} = V_{CE0} \cdot \hat{I}_{AC} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) + r_i \cdot \hat{I}_{AC}^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right)$$

Gesamtverluste im IGBT

$$P_{ges-IGBT}(\hat{I}_{AC}) = P_{SW-IGBT}(\hat{I}_{AC}) + P_{cond-IGBT}(\hat{I}_{AC})$$

Verlustleistungsbilanz im stationären Fall

$$P_{ges-IGBT}(\hat{I}_{AC}) = P_{therm,max}$$

Lösungsgleichung für gesuchten maximalen AC-Strom:

$$\left(\frac{f_{SW} \cdot E_{ts} \cdot V_{ZK}}{\pi \cdot I_{DB} \cdot V_{DB}} + V_{CE0} \cdot k_1 \right) \cdot \hat{I}_{AC} + r_i \cdot k_2 \cdot \hat{I}_{AC}^2 = P_{therm,max}$$

mit:

$$k_1 = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) \quad k_2 = \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right)$$

Übung zu Umrichterauslegung

Lösungsweg

Für die maximal thermisch abführbare Verlustleistung gilt:

$$P_{\text{therm},\max} = \frac{\Delta T_{\text{zul}}}{R_{\text{th,chip-wasser}}}$$

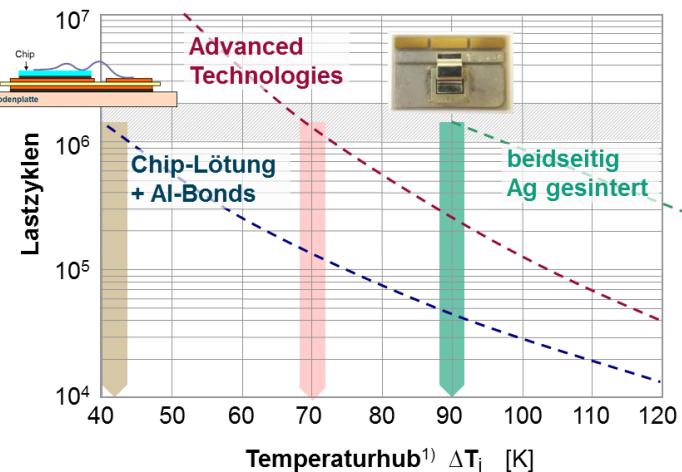
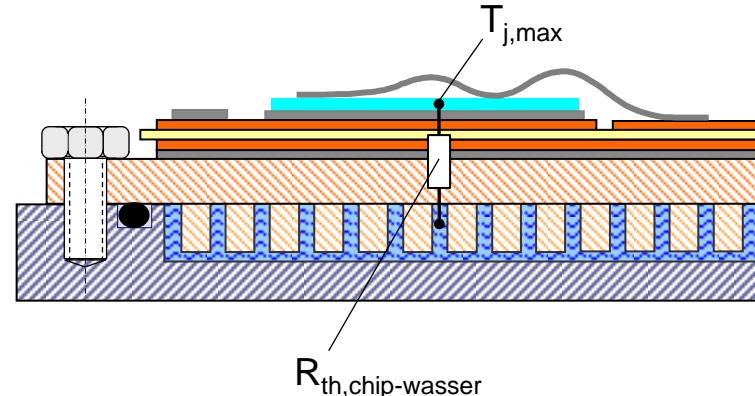
Der zulässige Temperaturhub am Chip ΔT_{zul} beträgt

$$\Delta T_{\text{zul}} = T_{j,\max} - T_{\text{Kühlmittel,max}} = 150^\circ\text{C} - 115^\circ\text{C} = 35\text{ K} \quad ^1)$$

und damit die maximal zulässige Verlustleistung im IGBT:

$$P_{\text{therm},\max} = \frac{35\text{ K}}{0,25\frac{\text{K}}{\text{W}}} = 140 \text{ Watt}$$

- 1) Die 35 K Temperaturhub (berechnet auf Basis der maximalen Chiptemperatur laut IGBT Datenblatt) erlauben eine (i.a.) ausreichend hohe Anzahl an Lastzyklen ($> 10^6$), so daß auf eine getrennte Lebensdauerbetrachtung an dieser Stelle verzichtet werden kann.



Übung zu Umrichterauslegung

Lösungsweg

Lösungsgleichung mit Zahlenwerten:

$$\left(\frac{10 \text{ kHz} \cdot E_{ts} \cdot 380 \text{ V}}{\pi \cdot 200 \text{ A} \cdot 300 \text{ V}} + 0,9 \text{ V} \cdot k_1 \right) \cdot \hat{I}_{AC} + 6 \text{ m}\Omega \cdot k_2 \cdot \hat{I}_{AC}^2 = P_{therm,max}$$

Characteristics		$T_{case} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			Units
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 3,2 \text{ mA}$	5	5,8	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$, $V_{CE} = V_{CES}$	0,13	0,38	0,9	mA
V_{CEO}	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$	0,9	1	0,9	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$	2,8	4,5	6	$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 200 \text{ A}$, $V_{GE} = 15 \text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}_{\text{chiplev.}}$ $T_j = 150^\circ\text{C}_{\text{chiplev.}}$	1,45	1,9	2,1	V
$t_{d(on)}$ t_r E_{on}	$R_{Gon} = 3 \Omega$	160 68 14	ns ns mJ		
$t_{d(off)}$ t_f E_{off}	$R_{Goff} = 3 \Omega$	520 49 8	ns ns mJ		

mit der Gesamtschaltverlustenergie im IGBT

$$E_{ts} = E_{on} + E_{off} = 22 \text{ mJ}$$

$$k_1 = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{8} \right) = 0,265$$

und

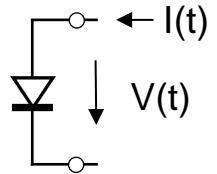
$$k_2 = \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cdot \cos \varphi}{3\pi} \right) = 0,215$$

folgt:

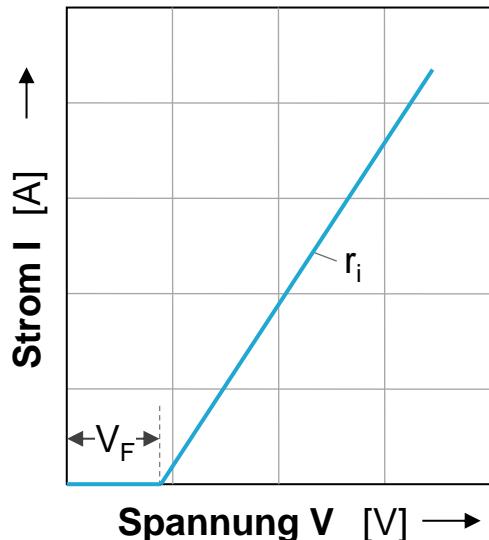
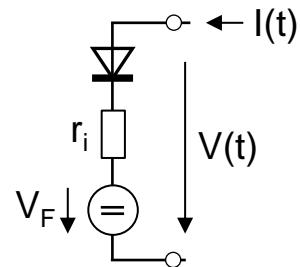
$$\hat{I}_{AC,max} = 158 \text{ A}$$

Verlustleistung in einem Bauelement mit abschnittweise linearer Kennlinie

Reales BE



Ersatzschaltbild



Durchlaß-(Leitend-)verluste

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V(\tau) \cdot I(\tau) \cdot d\tau = \frac{1}{T} \int_0^T (V_F + r_i \cdot I(\tau)) \cdot I(\tau) \cdot d\tau$$

$$P = V_F \cdot \left[\frac{1}{T} \int_0^T I(\tau) \cdot d\tau \right] + r_i \cdot \left[\frac{1}{T} \int_0^T (I(\tau))^2 \cdot d\tau \right]$$

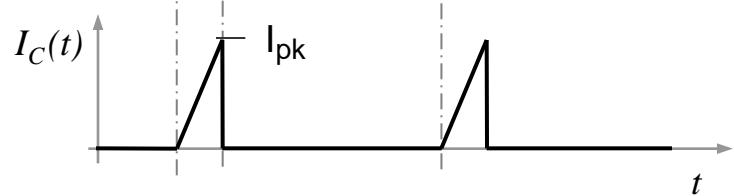
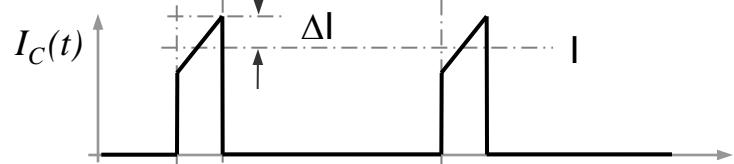
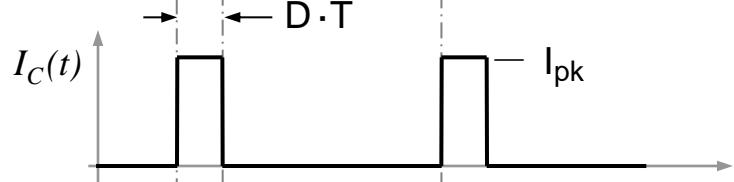
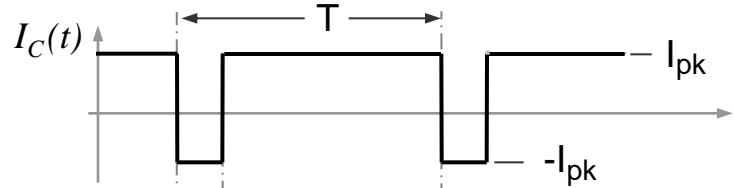
Mittelwert

(Effektivwert)²

$$P = V_F \cdot I_{av} + r_i \cdot I_{rms}^2$$

Übung zu Umrichterauslegung

Signalformen



Effektivwert

$$I_{rms} = I_{pk}$$

Mittelwert

$$I_{avg} = I_{pk} (1-2D)$$

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{D}$$

$$I_{avg} = I_{pk} D$$

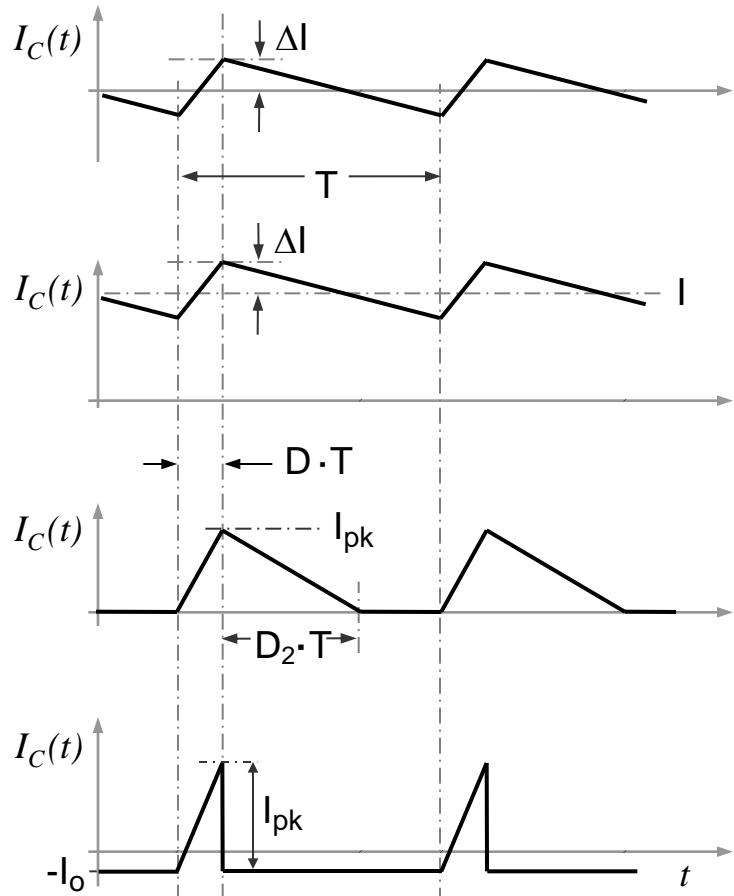
$$I_{rms} = I \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I}{I} \right)^2}$$

$$I_{avg} = I D$$

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{D}{3}}$$

$$I_{avg} = I_{pk} \frac{D}{2}$$

Signalformen



Effektivwert

$$I_{rms} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}}$$

Mittelwert

$$I_{avg} = 0$$

$$I_{rms} = \sqrt{I^2 + \left(\frac{\Delta I}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{avg} = I$$

$$I_{rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{(D+D_2)}{3}}$$

$$I_{avg} = I_{pk} \frac{(D+D_2)}{2}$$

$$I_{rms} = I_o \sqrt{\frac{4}{3D} - 1} \quad \text{mit } I_o = I_{pk} \frac{D}{2}$$

$$I_{avg} = 0$$

Übung

zu ausgewählten Themen aus den Bereichen

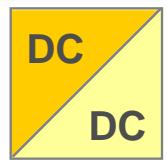
Nicht isolierende Spannungswandler

- 7 -

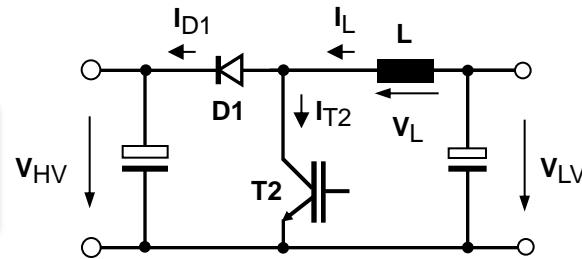
Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Spannungswandler ohne galvanische Isolation

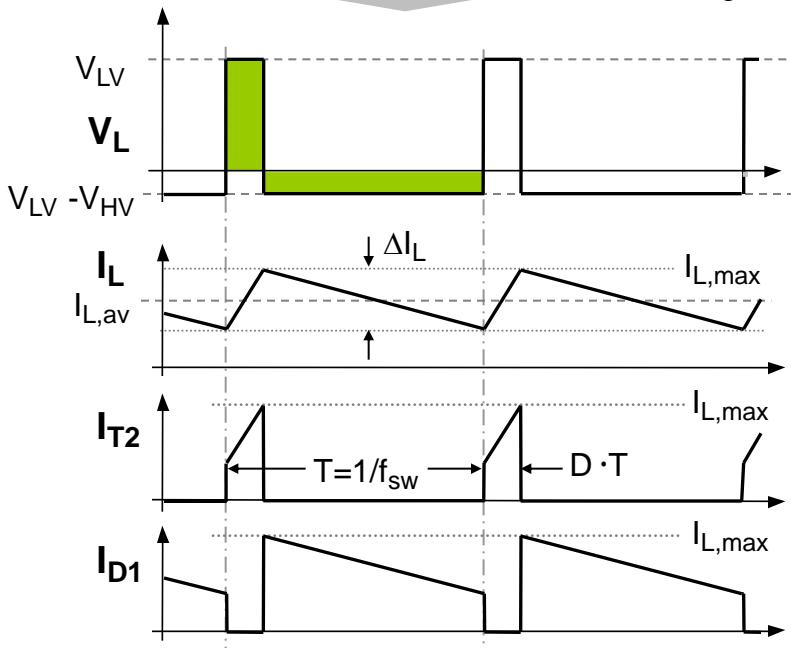
Boost-Mode



Nicht-lückender Betrieb
CCM



Lückender Betrieb
DCM

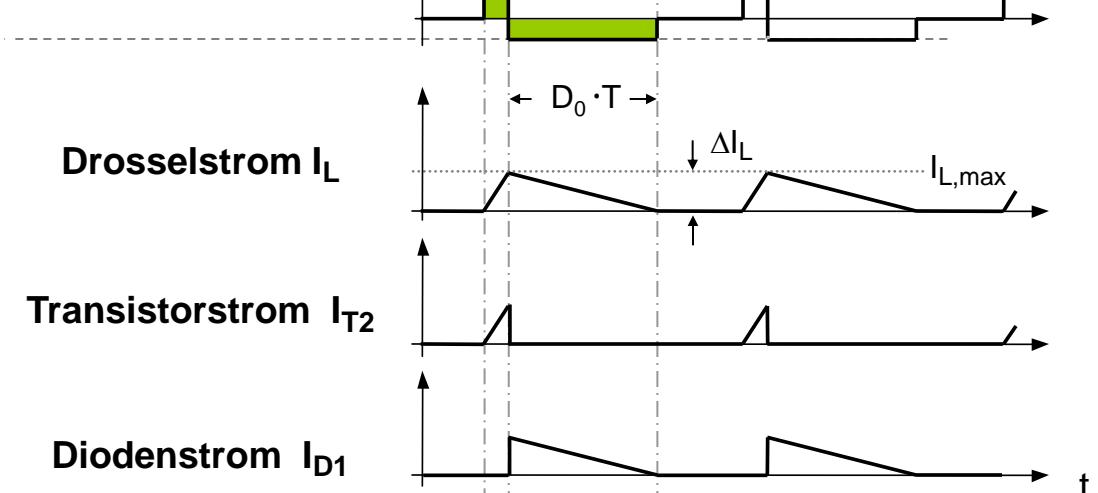


Drosselspannung V_L

Drosselstrom I_L

Transistorstrom I_{T2}

Diodenstrom I_{D1}



Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Grundgleichungen für den Boost-Mode

Bedingung 1: Im stationären Fall **ist die Spannungs-Zeit-Fläche an einer Drossel stets Null**

Im **nicht-lückenden Betrieb** gilt: $D \cdot T \cdot V_{LV} + (V_{LV} - V_{HV}) \cdot (1-D) \cdot T = 0$ (1)

Auflösen nach dem Tastverhältnis liefert:

$$D = \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \quad (2) \quad \text{bzw.} \quad \frac{V_{HV}}{V_{LV}} = \frac{1}{1-D} \quad (3)$$

Berechnung des kritischen Eingangsstroms

Der Eingangsstrom entspricht dem mittleren Drosselstrom: $I_{LV} = I_{L,av}$ (4)

womit exakt an der DCM-CCM Grenze gilt: $I_{LV,crit} = \frac{\Delta I_L}{2}$ (Mittelwert = halbe Dreiecksfläche)

Aus $V = L \cdot \frac{dI}{dt}$ folgt unmittelbar: $\Delta I_L = \frac{V_{LV}}{L} \cdot DT$ (5)

Unter Verwendung von Gl. (2) wird daraus:

$$I_{LV,crit} = \frac{V_{LV}}{2 \cdot L \cdot f_{sw}} \cdot \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}\right) \quad (6)$$



Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Grundgleichungen für den Boost-Mode

Im lückenden Betrieb klingt der Drosselstrom innerhalb der Schalter-AUS-Zeit auf Null ab, dabei gilt:

$$\Delta I_L = \frac{V_{HV} - V_{LV}}{L} \cdot D_0 T \quad (7)$$

Der Wandler-Ausgangsstrom entspricht dem Mittelwert des Diodenstroms:

$$I_{HV} = I_{D1,av} = \frac{\Delta I_L}{2} D_0 \quad (8)$$

Auflösen von Gl.(8) nach D_0 und Einsetzen in Gl.(7) liefert:

$$\Delta I_L = \frac{V_{HV} - V_{LV}}{L} \cdot \frac{2 I_{HV}}{\Delta I_L} \cdot T \quad \text{mit Gl.(5) wird daraus: } \left(\frac{V_{LV}}{L} \cdot DT \right)^2 = \frac{V_{HV} - V_{LV}}{L \cdot f_{sw}} \cdot 2 I_{HV}$$

Aufgelöst nach dem für einen bestimmten Arbeitspunkt aus Laststrom, Ein- und Ausgangsspannung erforderlichen Tastverhältnis ergibt:

$$D = \sqrt{\frac{2 L f_{sw} I_{HV}}{V_{LV}} \cdot \left(\frac{V_{HV}}{V_{LV}} - 1 \right)} \quad (9)$$

Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Grundgleichungen für den Boost-Mode

$$I_{LV} > I_{crit}$$

CCM

--- nicht-lückender Betrieb ---

$$D = 1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{LV}}{L f_{sw}} \cdot D$$

$$I_{L,av} = \frac{P_{LV}}{V_{LV}}$$

$$I_{L,max} = I_{L,av} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Kritischer Eingangsstrom

$$I_{crit} = \frac{V_{LV}}{2 L f_{sw}} \left(1 - \frac{V_{LV}}{V_{HV}} \right)$$

Erforderliches
Tastverhältnis

Drosselstrom-
welligkeit

Mittlerer
Drosselstrom¹⁾

Schalter- und
Drosselspitzenstrom

$$I_{LV} < I_{crit}$$

DCM

--- lückender Betrieb ---

$$D = \sqrt{\frac{2 L f_{sw} I_{HV}}{V_{LV}} \left(\frac{V_{HV}}{V_{LV}} - 1 \right)}$$

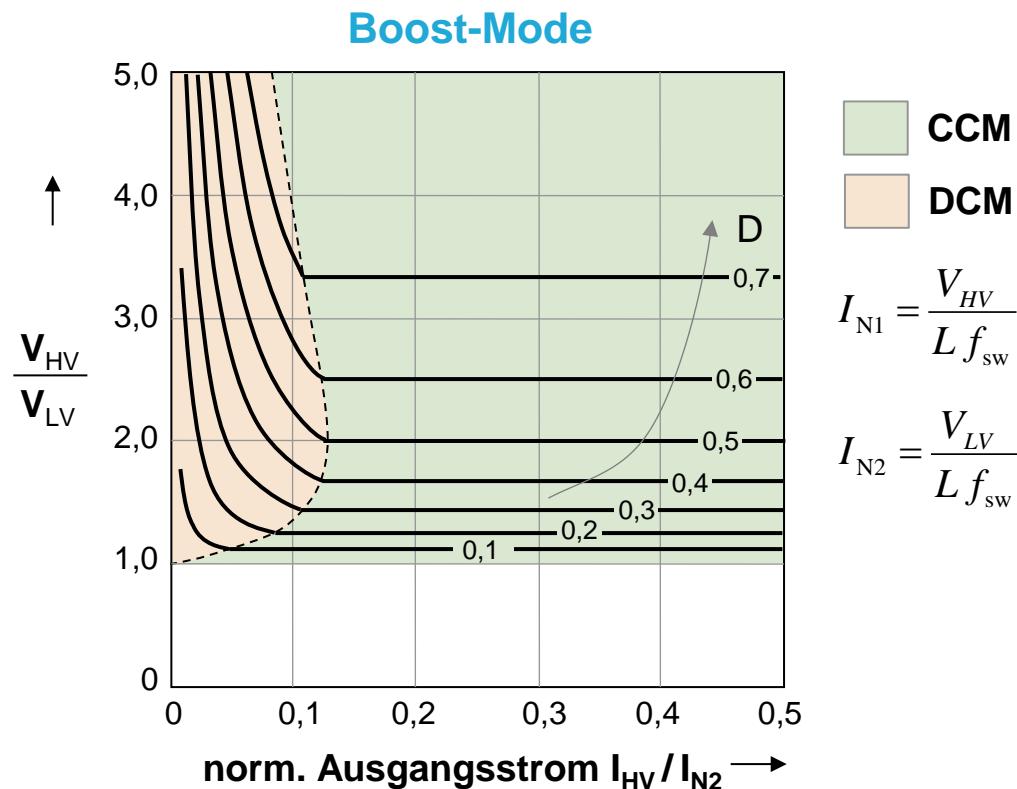
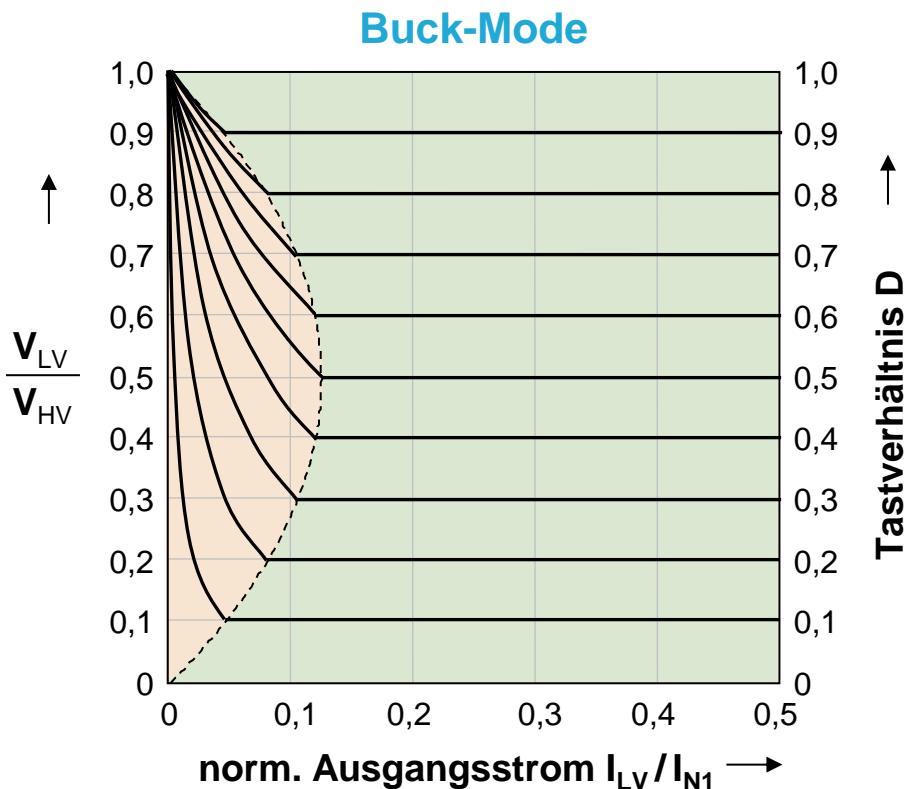
$$\Delta I_L = \frac{V_{LV}}{L f_{sw}} \cdot D$$

$$I_{L,av} = \frac{P_{LV}}{V_{LV}}$$

$$I_{L,max} = \Delta I_L$$

Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Wandler-Charakteristika



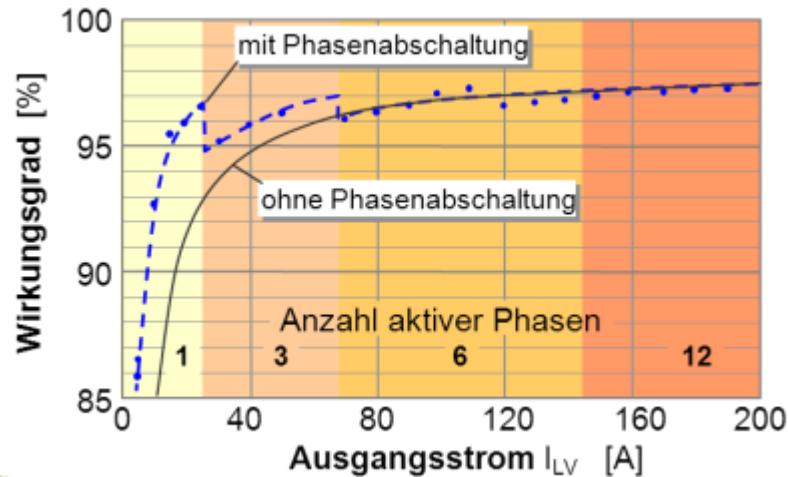
Im nicht-lückenden Betrieb (CCM) zeigen beide Wandler ideales Spannungsquellenverhalten, d.h. die Ausgangsspannung ist bei gegebenem Tastverhältnis unabhängig vom Laststrom.

Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Realisierungsbeispiel

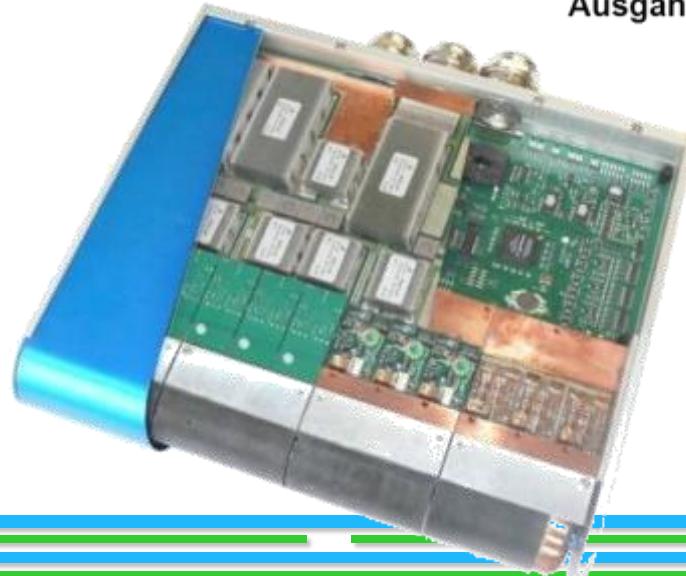
Mehrphasen Buck/Boost-Wandler

- Benchmark-Design mit schnellen 600 V **Silizium-IGBT** und **SiC-Freilaufdioden**
- 12 Teilwandler ($m = 12$)
- **100 kHz Schaltfrequenz** ($\Rightarrow 1,2 \text{ MHz Zk-Grundwelligkeit}$)
- hoch optimierte Aufbautechnik und Kühlung
- voll-digitale Regelung (incl. CAN-Interface)



Technische Daten

- Wirkungsgrad: **>96%** (20...100 kW)
- Volumen: 4 Liter
(\Rightarrow Leistungsdichte: **25 kW/dm³**)
- Ein-/Ausgangsspannung: bis **450V**
- Klemmenstrom: bis **$\pm 300\text{A}$** (bidirektional)



Übung zu nicht-isolierenden DC/DC-Wandlern

Wandlerauslegungen im Vergleich

Leistungsgüte

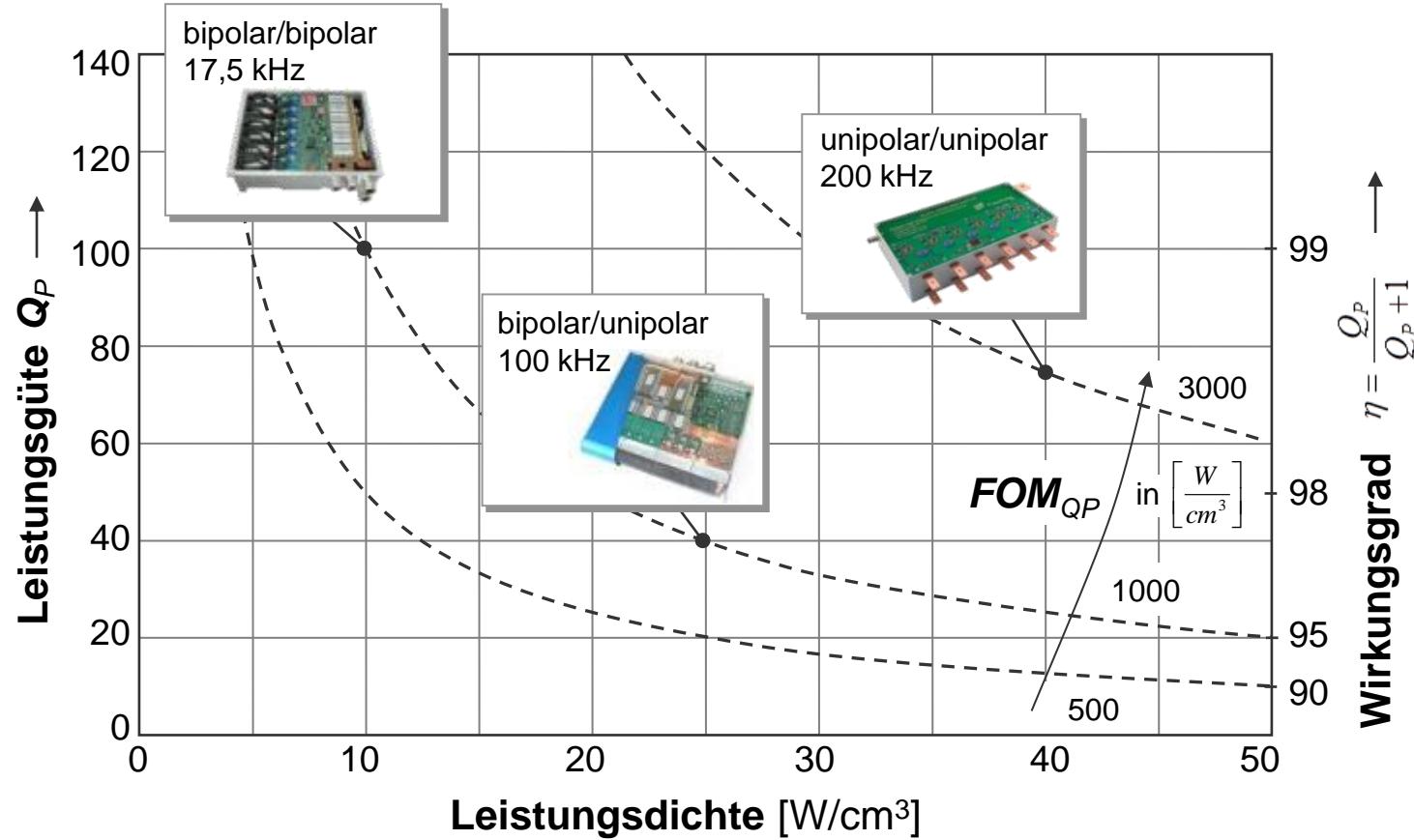
$$Q_P = \frac{P_{out}}{P_v}$$

Performance-Faktor
(Figure-of-Merit)

$$FOM_{QP} = Q_P \cdot \Pi$$

Leistungsdichte

$$\Pi = \frac{P_{out}}{Vol} \left[\frac{W}{cm^3} \right]$$



Übung

zu ausgewählten Themen aus den Bereichen

Isolierende Spannungswandler

- 8 -

siehe eigenes File

Übung zu isolierenden DC/DC-Wandlern

Übung zu isolierenden DC/DC-Wandlern

Übung zu isolierenden DC/DC-Wandlern

Übung

zu ausgewählten Themen aus dem Bereich

Ladetechniken für Elektrofahrzeuge

- 9 -

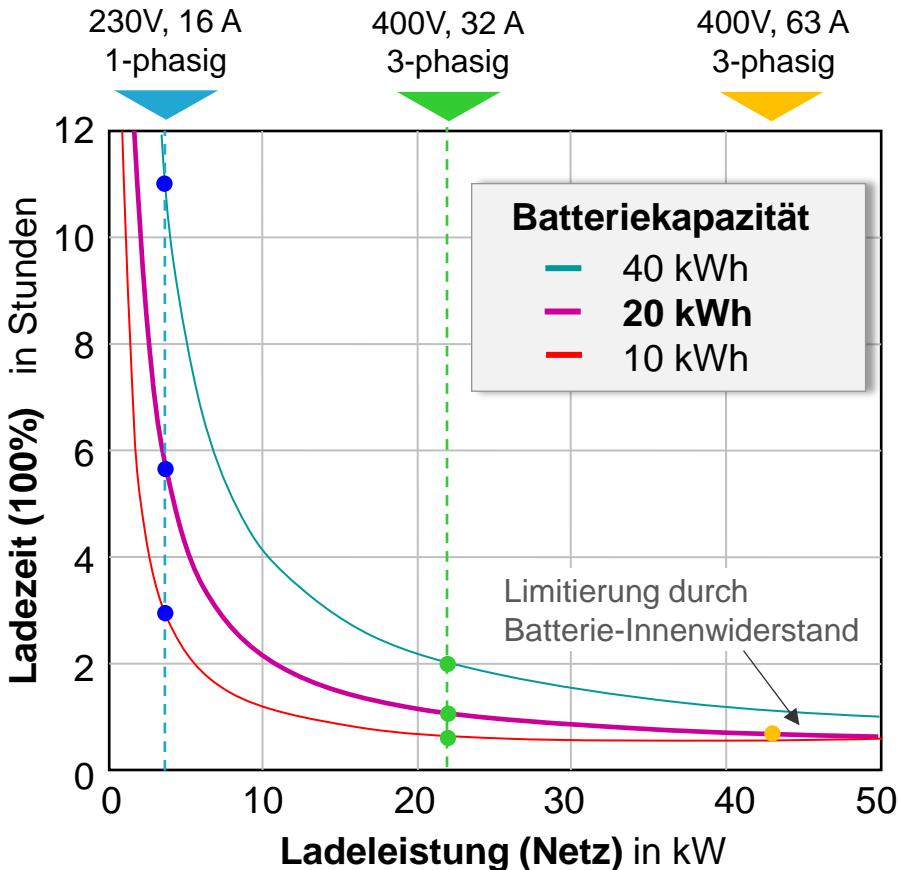
Tanken heute



50 Liter Benzin in knapp 3 Minuten
getankt entsprechen einer „Ladeleistung“
von rund **10 Megawatt!**

- Mit gut **400 kWh** erhält ein Pkw dabei Energie für **500...1000 km.**
- Zeitverlust durch's Tanken **kleiner 5 Minuten**, bei einer Tankhäufigkeit von typischerweise **1x alle 1...4 Wochen.**

Das Tankszenario von heute für die Autos von morgen?



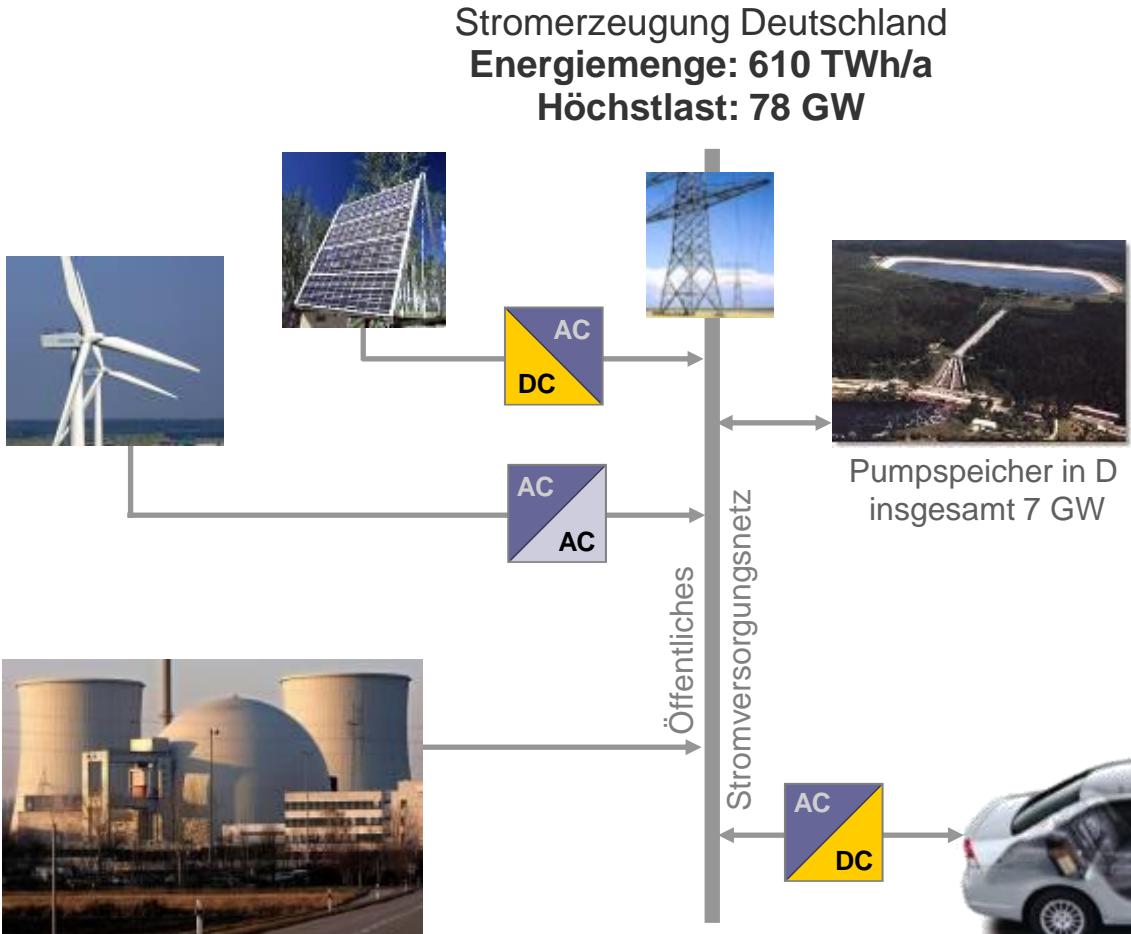
**20 kWh entsprechen einem „Betanken“
für gut 100 Fahrkilometer**

	Normal	Schnell	Schock
max. Leistung	3.7 kW	22 kW	150 kW
Ladezeit für			
10 kWh	ca. 3 h	40 min	5...7 min ¹⁾
20 kWh	ca. 5.5 h	60 min	10..14 min¹⁾
40 kWh	ca. 11 h	120 min	ca. 25 min ¹⁾

Netzanschlußleistung eines typischen
deutschen Einfamilienhauses

Übung zu Ladetechniken für Elektrofahrzeuge

Vehicle-to-Grid (V2G)



www.elektromobilität-verbindet.de

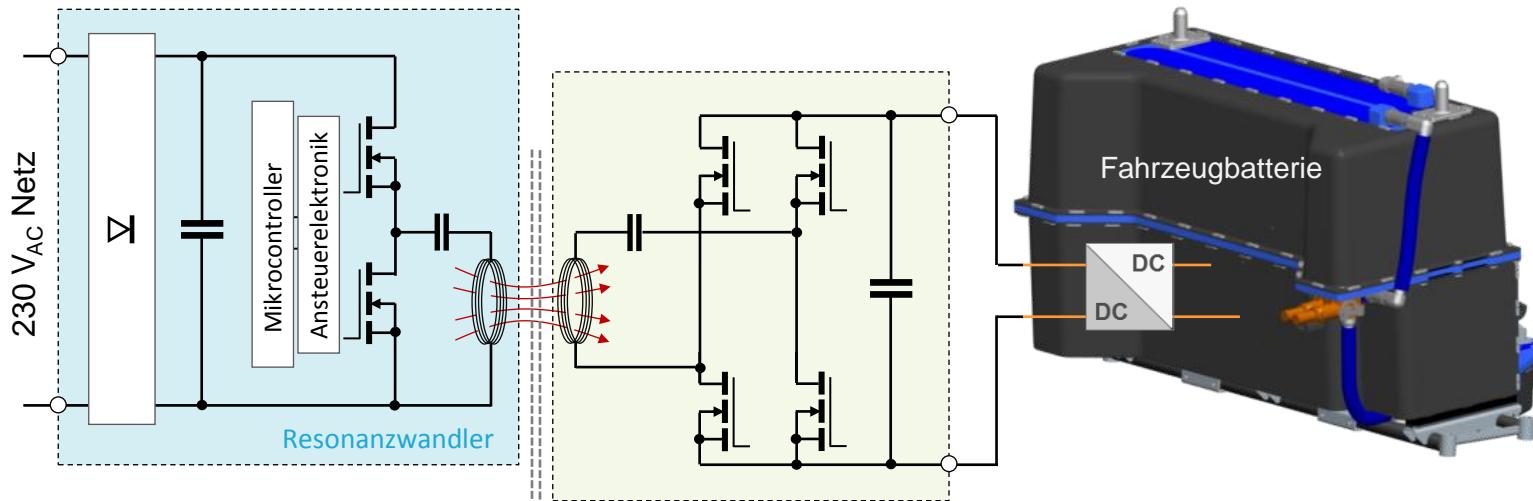
Elektrische Speicherkapazität
bei ca. 46 Mio. Pkw in Deutschland:

- im Fall von 10% Hybrid-Pkw mit 1 kWh Batterie \Rightarrow **4,6 GWh**
- im Fall von 100% Elektro-Pkw mit 20 kWh Batterie \Rightarrow **920 GWh**

920 GWh entsprechen
mehr als 10 Stunden Netzhöchstlast!

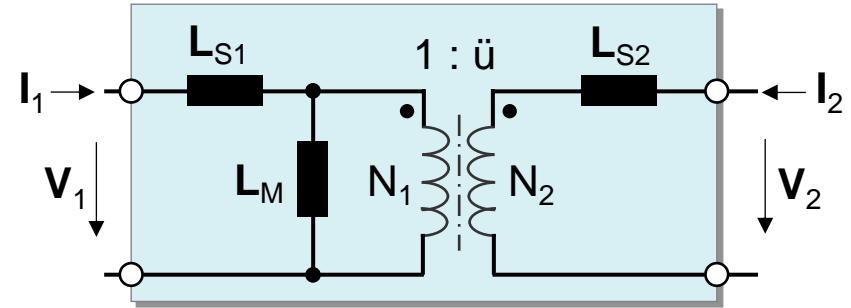
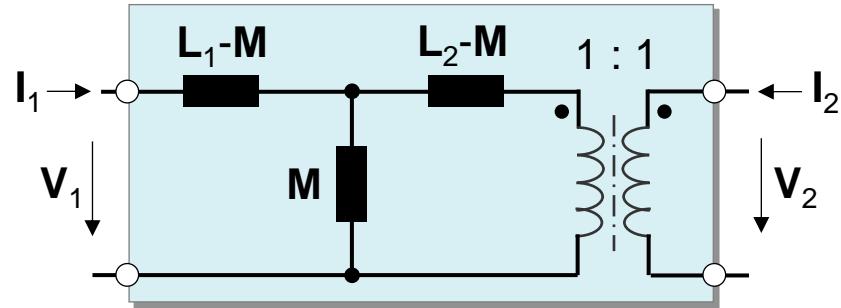


Kontaktloses Laden – Grundprinzip



- Schaltungstechnisch auch bidirektional realisierbar (ähnlich wie bei isolierenden Ladegeräten)
- Die aufwändigeren Kommunikation bei bidirektionalem Betrieb erfordert einen kontaktlosen Datenkanal parallel zum Leistungspfad

Ersatzschaltbild einer induktiven Koppelstrecke (Trafo-Ersatzschaltbilder)



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_1 & sM \\ sM & sL_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(L_{s1} + L_M) & \ddot{u} \cdot sL_M \\ \ddot{u} \cdot sL_M & s(L_{s2} + \ddot{u}^2 L_M) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

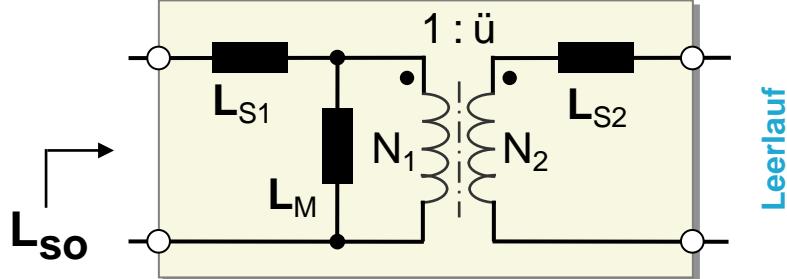
Mit Koppelfaktor $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$ und $\ddot{u} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{N_2}{N_1}$

Hauptinduktivität: $L_M = k L_1$

Streuinduktivitäten: $L_{s1} = (1-k)L_1$
 $L_{s2} = \ddot{u}^2 L_{s1}$

Trafo-Parameter aus Induktivitätsmessungen (T-ESB)

Leerlauf-Messung

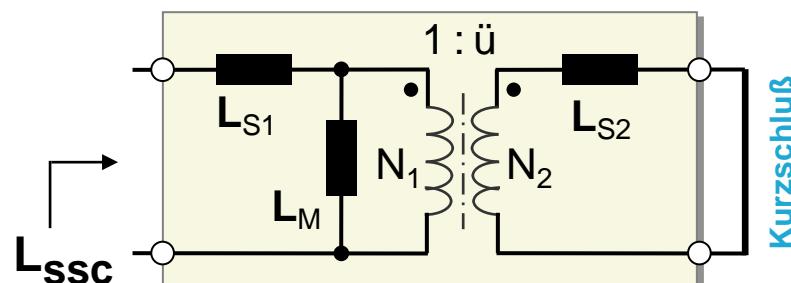


Leerlauf

Koppelfaktor: $k = \sqrt{1 - \frac{L_{SSC}}{L_{SO}}}$

Primärinduktivität: $L_1 = L_{SO}$

Kurzschluß-Messung



Kurzschluß

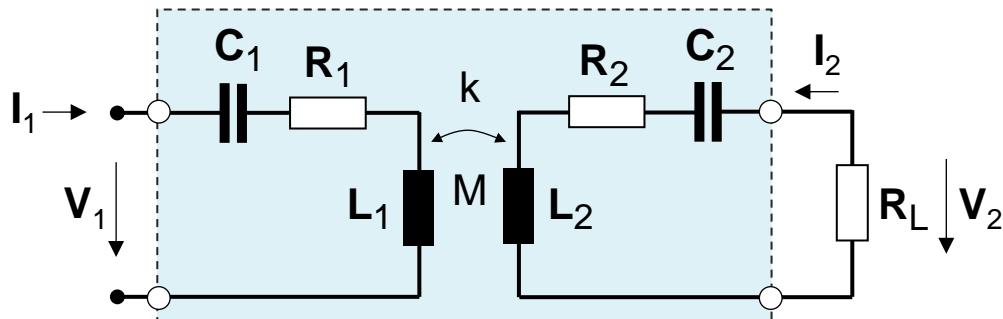
$$\ddot{u} = \frac{N_2}{N_1}$$

Hauptinduktivität: $L_M = k L_1$

Streuinduktivitäten:

$$L_{S1} = (1 - k) L_1 \quad L_{S2} = \ddot{u}^2 (1 - k) L_1$$

Übertragungswirkungsgrad



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_1 + R_1 + \frac{1}{sC_1} & sM \\ sM & sL_2 + R_2 + \frac{1}{sC_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

im **Resonanzfall** gilt: $j\omega_0 L_x + \frac{1}{j\omega_0 C_x} = 0$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & sM \\ sM & R_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Übertragene Leistung

Aus (1) folgt mit $P_{out} = \frac{1}{R_L} \cdot |V_2|^2$ und $I_2 = -\frac{V_2}{R_L}$

$$P_{out} = V_1^2 \cdot \frac{(\omega_o M)^2 R_L}{(R_1(R_2 + R_L) + (\omega_o M)^2)^2}$$

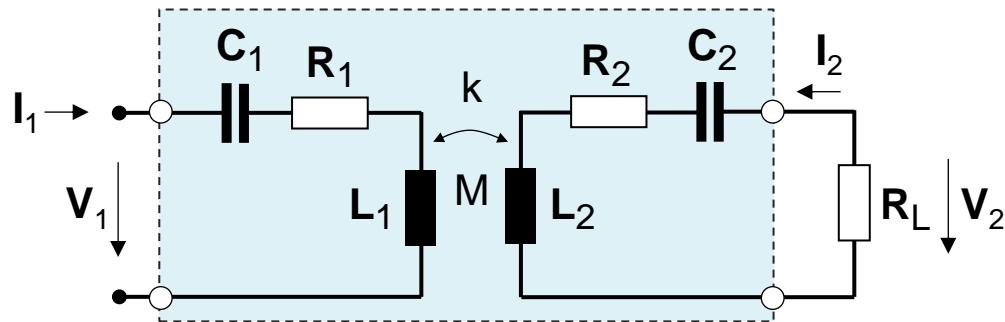
Mit $M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ (2) und

$$Q_0 = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = \sqrt{\left(\frac{\omega_0 L_1}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{\omega_0 L_2}{R_2}\right)} \quad (3)$$

folgt $(\omega_o M)^2 = R_1 R_2 (k Q_o)^2$ bzw.

$$P_{out} = V_1^2 \cdot \frac{(k Q_o)^2 R_L}{R_1 R_2 \left[\frac{R_L}{R_2} + (1 + (k Q_o)^2) \right]^2} \quad (4)$$

Übertragungswirkungsgrad



Mit $P_{in} = V_1 \cdot I_1$ und $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$ folgt

$$\eta = \frac{(\omega_o M)^2 \cdot R_L}{(R_2 + R_L) \cdot (R_1(R_2 + R_L) + (\omega_o M)^2)}$$

bzw.

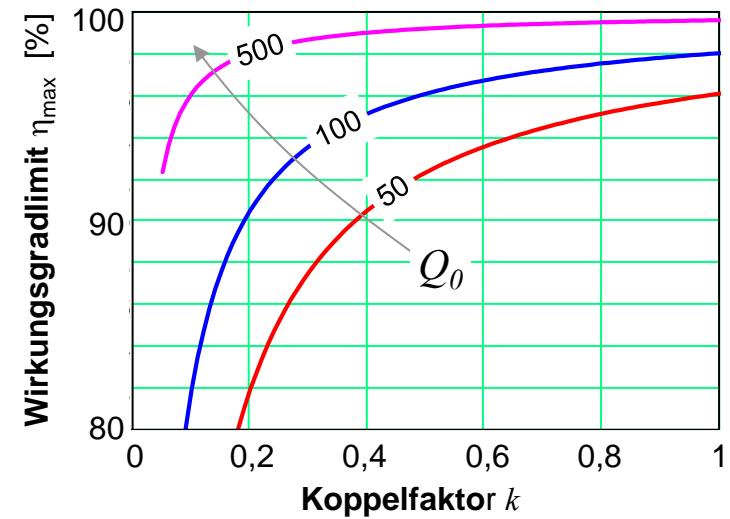
$$\eta = \frac{(kQ_0)^2 \cdot R_L}{(R_2 + R_L) \cdot \left[1 + \frac{R_L}{R_2} + (kQ_0)^2 \right]} \quad (5)$$

Die Ableitung von (5) nach R_L liefert den Lastwiderstand für maximalen Wirkungsgrad:

$$R_{L,opt} = R_2 \sqrt{1 + (kQ_0)^2} \quad (6)$$

Mit dem maximalen Übertragungswirkungsgrad

$$\eta_{max} = \left(\frac{kQ_0}{1 + \sqrt{1 + (kQ_0)^2}} \right)^2 \quad (7)$$



Glossar zum Thema Laden

- **on-board - stationär:** On-board Ladegeräte ermöglichen einen universellen Netzzugang, da sie netzseitig außer einer Steckdose keine weitere Infrastruktur erfordern. Damit tragen sie wesentlich zu einer Minimierung der Infrastrukturstarken bei. Nachteilig sind die Erhöhung von Fahrzeugkosten und -gewicht, was insbesondere bei Schnellladegeräten für eine Verlagerung auf die stationäre Seite spricht.
- **galvanisch isolierend - nicht isolierend:** Nach aktueller Normenlage sind beide Ausführungen zulässig. Nicht isolierende Ladegeräte stellen höhere Anforderungen an die Sicherheits- und Überwachungseinrichtungen (z.B. ein allstromsensitiver Fehlerstromschutzschalter (RCD)), in Bezug auf zulässige Ableitströme etc. - sie sind aber deutlich kostengünstiger zu realisieren.
- **unidirektional – bidirektional:** Bidirektionale Ladegeräte erlauben das Rückspeisen von elektrischer Energie aus der Fahrzeughilfsbatterie in das öffentliche Stromversorgungsnetz, eine Schlüsselfunktion im Sinne des „Vehicle-to-Grid“ (V2G) Szenarios. Zusätzlichen Kundennutzen bringt die Erweiterung um eine Inselnetzfähigkeit, durch die die Speisung einer Wechselspannungssteckdose am Fahrzeug möglich wird – z.B. für den Betrieb von Werkzeugen, Campingausrüstung oder Staubsauger.
- **kabelgebunden – kontaktlos:** Kontaktlose Ladesysteme zeichnen sich durch wesentlichen höheren Nutzerkomfort aus. Dafür in Frage kommen in der Praxis nur induktive Verfahren, da nur damit die Übertragung der erforderlichen Leistungen im Kilowattbereich über Distanzen von mehreren Zentimetern mit akzeptablen Wirkungsgraden (oberhalb 85%) und zu realistischen Kosten möglich ist.
- **Gleichspannung - Wechselspannung:** Bezieht sich auf die Spannung auf dem Ladekabel des Fahrzeugs.

Übung zu Ladetechniken für Elektrofahrzeuge

Übung zu Ladetechniken für Elektrofahrzeuge

Übung

zu ausgewählten Themen aus dem Bereich

Systemintegration

- 10 -

siehe eigenes File

Übung zu Aspekten der Systemintegration

Übung zu Aspekten der Systemintegration

Übung zu Aspekten der Systemintegration

Übung

zu ausgewählten Themen aus dem Bereich

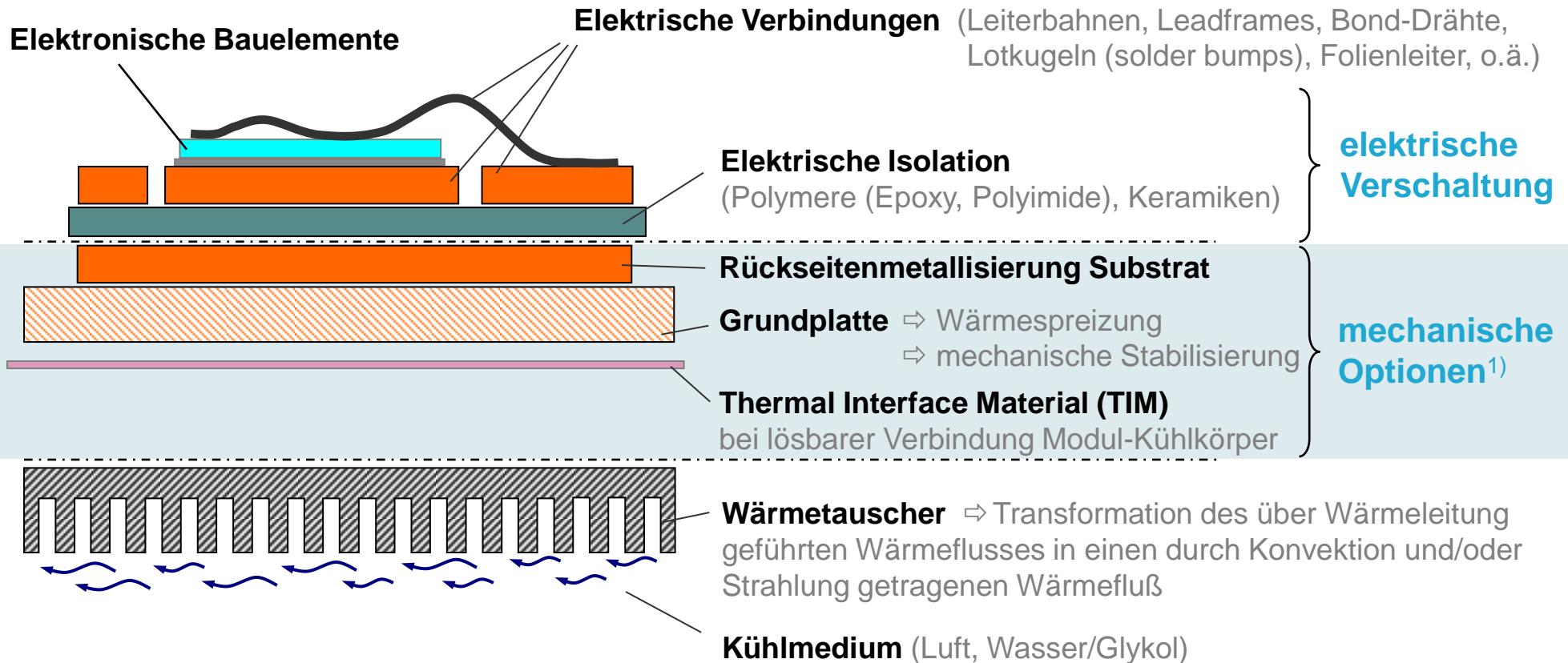
Aufbau- und Entwärmungstechniken

- 11 -

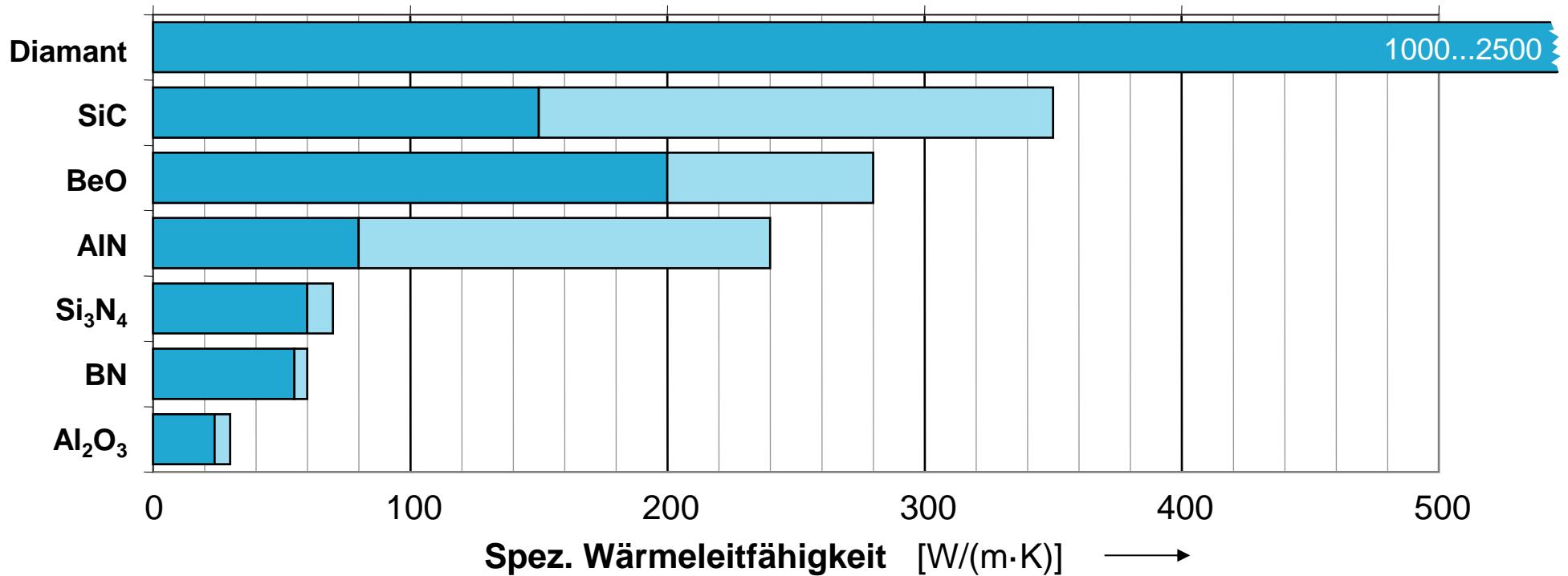
Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Aufbautechnik

Aufgaben: Mechan. Fixierung, elektr. Kontaktierung und Kühlung der Bauelemente



Elektrische Isolationsmaterialien mit hoher Wärmeleitfähigkeit

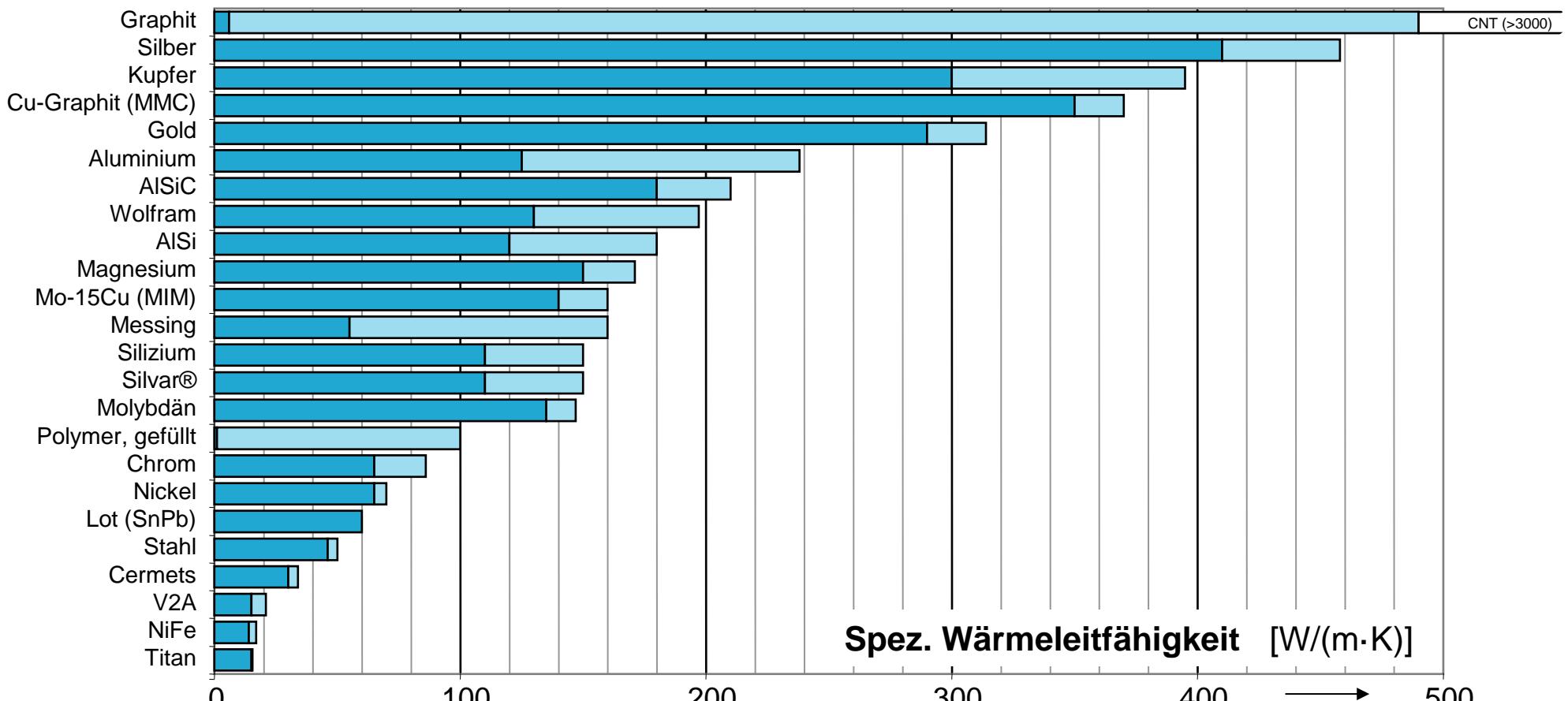


Helle Balken: Wertebereich technischer Materialqualitäten

www.elektromobilität-verbindet.de

139

Wärmeleitfähigkeiten elektrischer Leiter



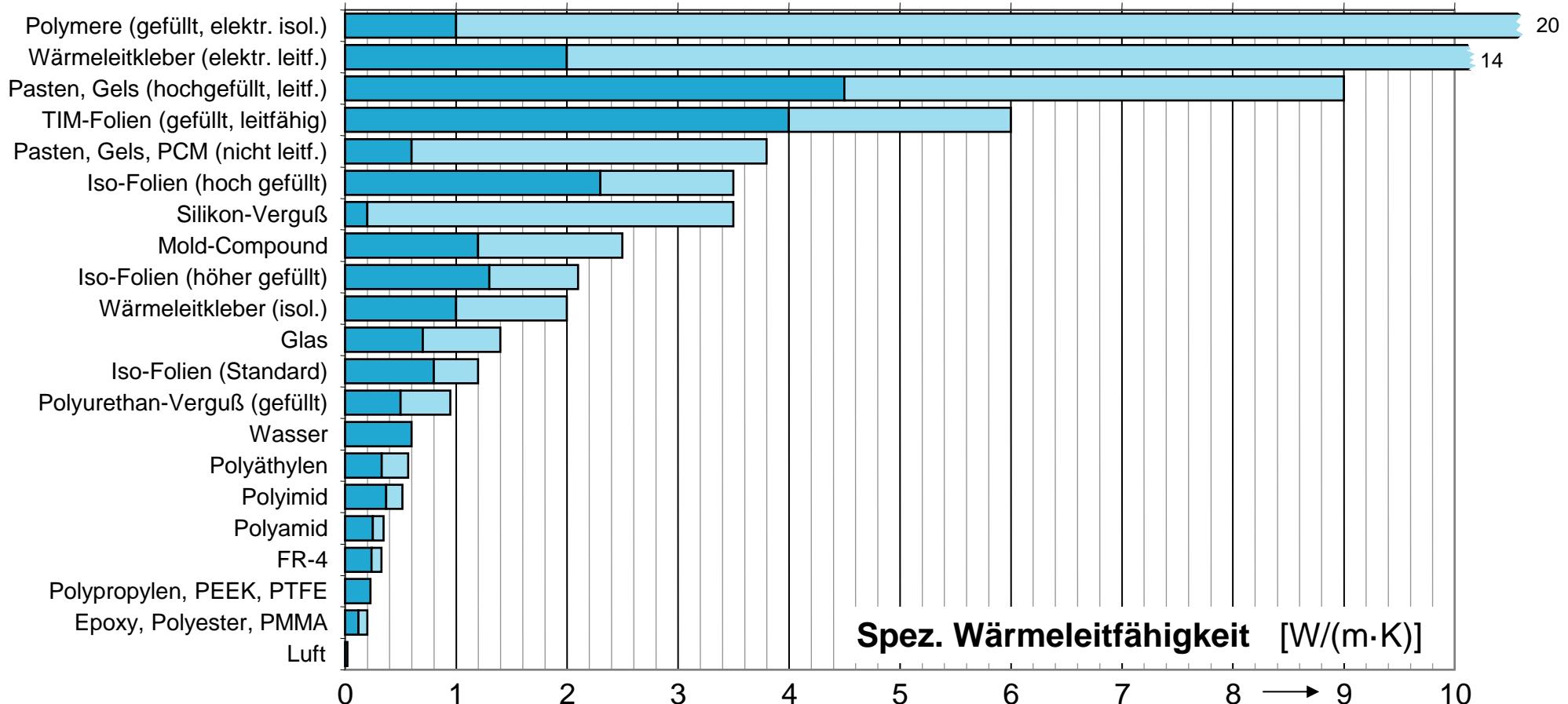
Helle Balken: Wertebereich technischer Materialqualitäten

www.elektromobilität-verbindet.de

140

Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Wärmeleitfähigkeiten allgemeiner Konstruktionsmaterialien



Thermische Interface-Materialien (TIM)

Wärmeleitpasten

- Thermischer Widerstand: **0,3 ... 2 Kcm²/W** (elektrisch leitfähige Pasten bis 0,06 Kcm²/W)
- Anpreßdruck > 300 kPa erforderlich
- Einsatztemperaturbereich: typ. -60...+200°C
- Schwierig sauber, definiert und mit reproduzierbarer Schichtdicke aufzutragen
- Anfänglich Wärmewiderstandsverbesserung durch Fließen; langfristig Gefahr von Austrocknen und Migration (»pump-out«) mit möglicher Kontamination der Umgebung



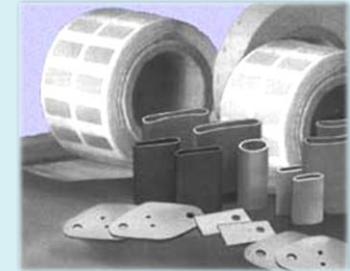
Gels

- Thermischer Widerstand: **0,3 ... 0,8 Kcm²/W**
- Einsatztemperaturbereich: typ. -40...+150°C
- Auftrag ähnlich wie Wärmeleitpasten bzw. mit Dispenser
- Vernetzend zur Vermeidung von Migration
- Auch glasfaserverstärkt in Bandform verfügbar (z.B. Raychem HeatPath™, ca. 2 Kcm²/W)

Thermische Interface-Materialien (TIM)

Elastomer-Folien

- Thermischer Widerstand: **1 ... 3 Kcm²/W**
- Spezialfolien bis 0,45 Kcm²/W (isolierend) bzw. 0,3 Kcm²/W (nicht isolierend)
- Hohe Anpreßdrücke (typ. 700 kPa) erforderlich
- Definierte elektrische Isolationswerte: typ. 4...26 kV/mm
- Hohe Flexibilität und Temperaturbeständigkeit: typ. -40....+200°C
- Vorgefertigte Isolierteile (Pads, Schlauchstücke, Kappen...) erhältlich



Klebebänder

- Thermischer Widerstand: **1 ... 4 Kcm²/W**
- Definierte elektrische Isolationswerte: typ. 5...50 kV/mm
- Einsatztemperatur bis +140°C (+250°C)
- Eliminiert aufwändige mechanische Befestigungen (Schrauben, Feder-Clips, etc.)
- Hohe Anforderungen an die Oberflächenqualität

Thermische Interface-Materialien (TIM)

Phase-Change Materials

- Wachs-ähnliche Materialien mit Phasenänderung (Schmelzen) bei typ. 50...100°C
- Therm. Widerstand: **0,3 ... 0,7 Kcm²/W**
- Nicht klebend, mechanische Sicherung erforderlich (typ. 300 kPa)
- Temperaturbeständigkeit bis +125°C (+200°C)
- Zum direkten Auftrag oder in Folienform erhältlich



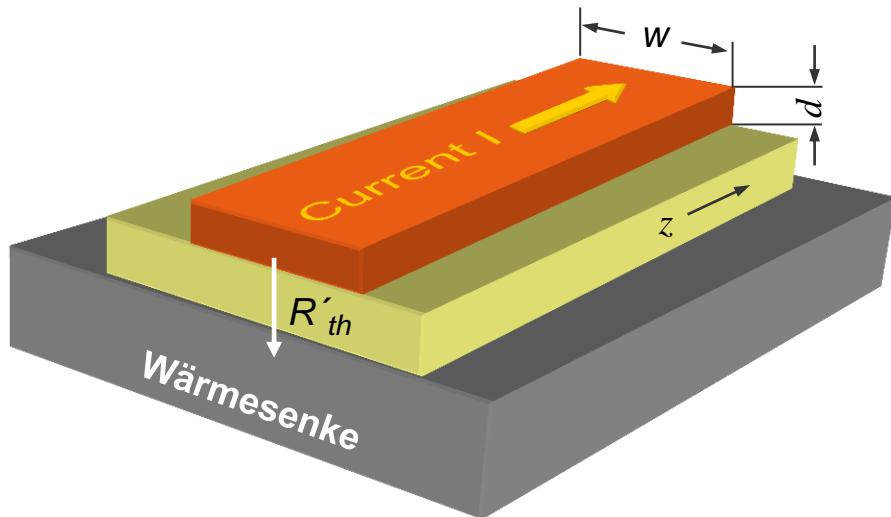
Wärmeleitkleber

- Therm. Widerstand: **0,3 ... 2 Kcm²/W** (elektrisch leitfähige Kleber bis 0,06 Kcm²/W)
- Einsatztemperatur: -60...+180°C (+250°C)
- Eliminiert aufwändige mechanische Befestigungselemente (Schrauben, Feder-Clips, etc.)
- Füllstoffe (z.B. glass balls) erlauben definierte Schichtdicken und definierte elektrische Isolationseigenschaften

Beispiel: Strombelastbarkeit von Leiterbahnen und Stomschienen

Physikalisches Modell

konduktiv gekühlter Leiter



Eine Vergrößerung der Dimension **senkrecht zum Hauptwärmefluß** (hier die Leiterbahnbreite w) ist stets effektiver als eine Erhöhung der Dimension in Wärmeleitungsrichtung (hier Leiterdicke d)!

Abführbare thermische Verluste

$$P_{th} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{\Delta T}{R_{th}' / A} = \Delta T \cdot \frac{w \Delta z}{R_{th}'}$$

Elektr. Verluste im Leiterbahnabschnitt Δz

$$P_{el} = I^2 \cdot R = I^2 \cdot \frac{\rho_{cu}}{w d} \Delta z$$

Stationär: $P_{el} \stackrel{!}{=} P_{th}$

Stromtragfähigkeit einer Leiterbahn

$$I = w \cdot \sqrt{\frac{d \cdot \Delta T}{\rho_{cu}(T) \cdot R_{th}'}}$$

Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Anwendungsbeispiel: Strombelastbarkeit von Leiterbahnen

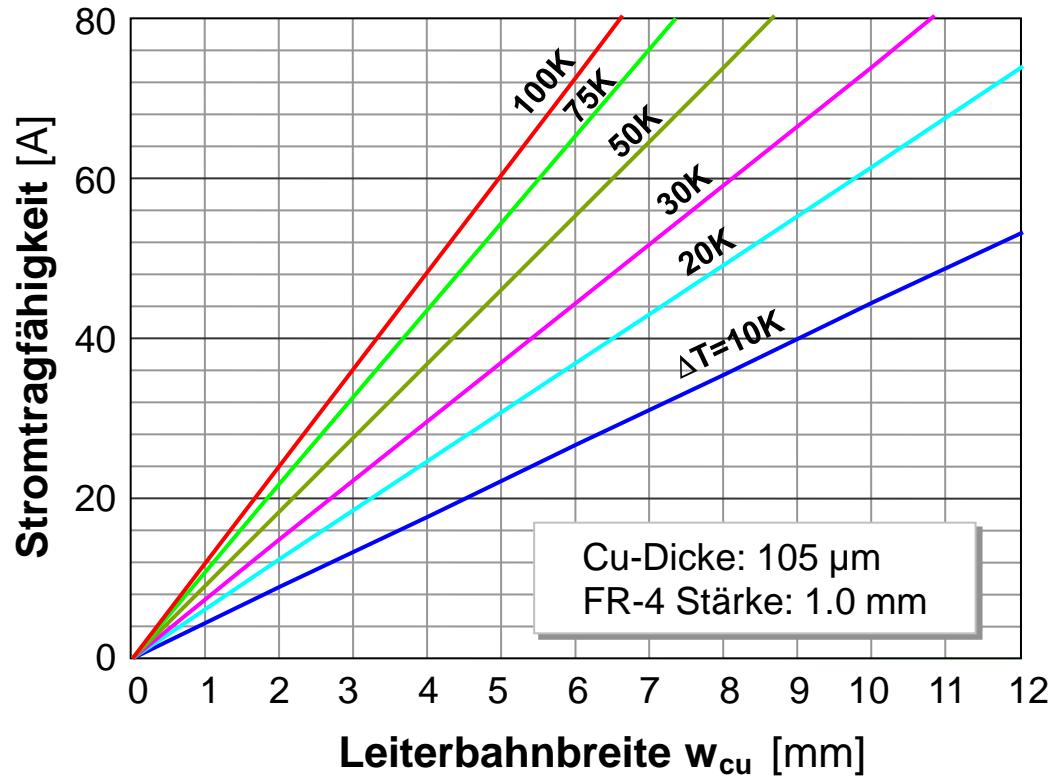
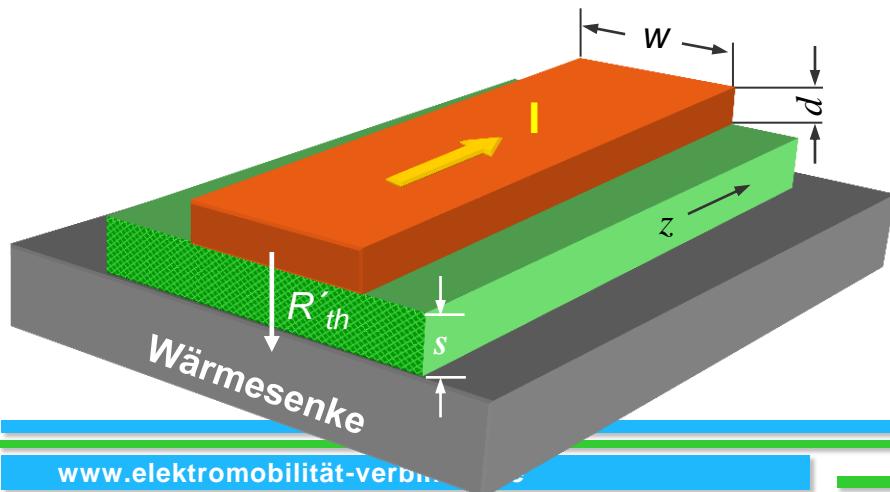
Konduktiv gekühlte Leiterbahnen (vgl. IMS, PCB-IMS, DCB)

Beispiel

- Ideale Wärmesenke
- Kupferstärke: $d = 105 \mu\text{m}$
- Stärke des FR-4: $s = 1,0 \text{ mm}$

$$R'_{th} = \frac{s}{\lambda_{th, FR4}} = 30 \frac{\text{Kcm}^2}{\text{W}}$$

$$I = w \sqrt{\frac{d \Delta T}{\rho_{cu}(T) R'_{th}}}$$



Wärmeübergangswiderstand bei natürlicher Konvektion

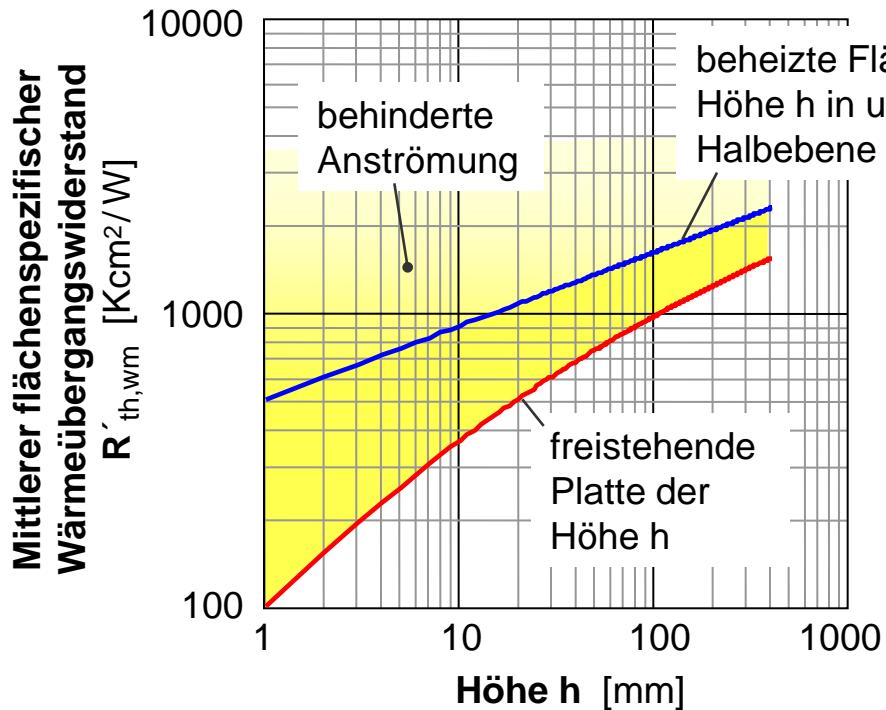
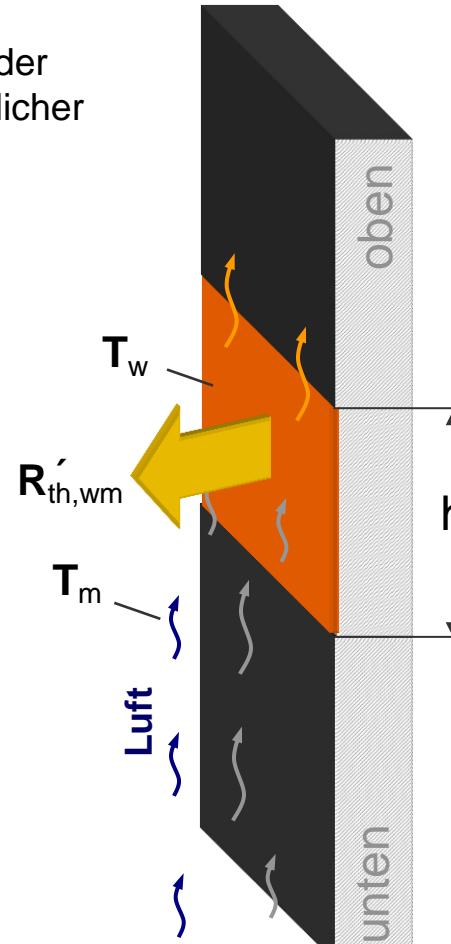


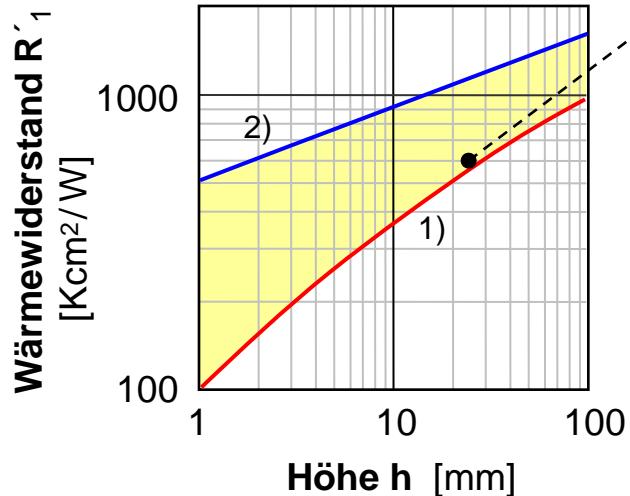
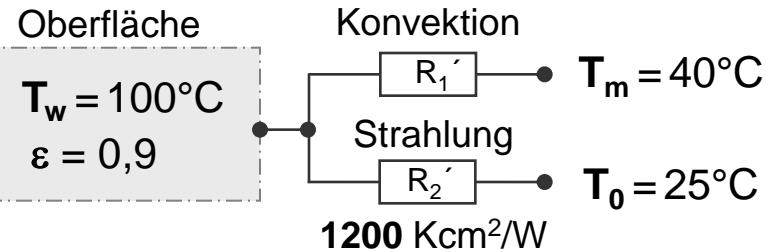
Diagramm gültig für: $T_m = 40^\circ\text{C}$, $T_w = 100^\circ\text{C}$, Medium Luft

Der Wärmeübergangswiderstand ist stark nichtlinear und steigt mit abnehmender Temperaturdifferenz zwischen Wand und Kühlmedium deutlich an!



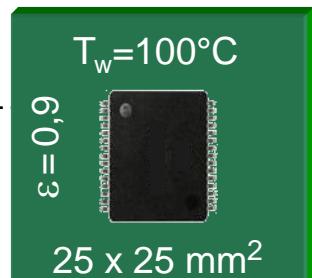
- Die Anströmungsverhältnisse sind von großer Bedeutung
- Freie Konvektion möglichst nicht behindern (z.B. durch große Bauelemente im Anströmungsbereich)
- Lageabhängigkeit beachten!
(d.h. Einbaulage des betrachteten Flächen-elements)

Oberflächen bei Berücksichtigung von Strahlung und freier Konvektion



Beispiel
Cu-belegte Leiterplatte mit Lötkontakt

$$R_{th} = R_1' // R_2' = (600 // 1200) \text{ Kcm}^2/\text{W} = 400 \text{ Kcm}^2/\text{W}$$



\uparrow \uparrow \uparrow

$T_m = 40^\circ\text{C}$

senkrecht freistehend,
natürliche Konvektion

Wärmeabgebende Fläche
 $2 \times 2,5 \times 2,5 \text{ cm}^2 = 12,5 \text{ cm}^2$
(beidseitig da freistehend!)

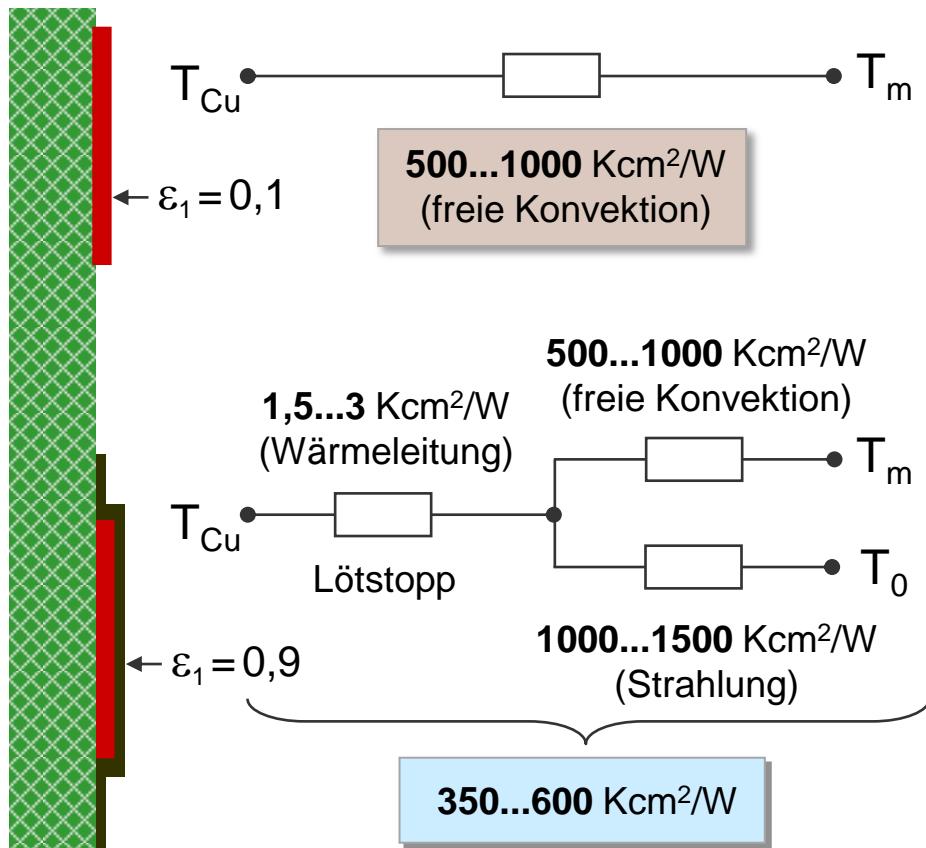
Wärmewiderstand

$$R_{th} \approx \frac{400 \text{ Kcm}^2/\text{W}}{12,5 \text{ cm}^2} = 32 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Strahlungsanteil 40...45%!

Lackierung/Beschichtung metallischer Oberflächen aus thermischer Sicht

Beispiel: Lötstopplack



Beschichtung vorteilhaft? JA NEIN

- Kühlung über freie Konvektion, Strahlungsabgabe möglich
- Forcierte Luftkühlung
- Gefahr von Erwärmung durch Fremdstrahlung (Sonne, heiße Systemkomponenten, etc.)
- Kontaktflächen zu Kühlkörpern, Kühlplatten, etc.

Überlast-/Abschaltverhalten: Was steckt hinter dem I^2t -Gesetz?

Verlustleistung in einem Leiterabschnitt Δz

$$P_{el} = I^2 \cdot R = I^2 \cdot \frac{\rho_{el_cu}}{A_{Cu}} \Delta z \quad (1)$$

Erwärmung der Masse des Leiterabschnitts¹⁾

$$P_{el} = C_{th} \cdot \frac{dT}{dt} = \rho_{m_Cu} \cdot (A_{Cu} \Delta z) \cdot c_p \cdot \frac{dT}{dt} \quad (2)$$

c_p : spez. Wärmekapazität [$J/(g \cdot K)$]

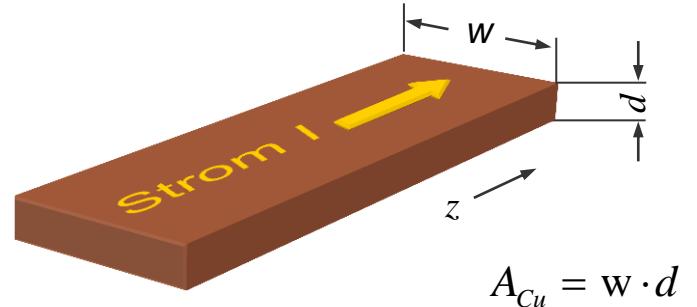
ρ_m : spez. Gewicht [g/cm^3]

ρ_{el} : spez. elektrischer Widerstand [$\Omega \cdot cm$]

$$(1) = (2): I^2 dt = \frac{\rho_{m_Cu}}{\rho_{el_Cu}} c_p A_{Cu}^2 \cdot dT \quad (3)$$

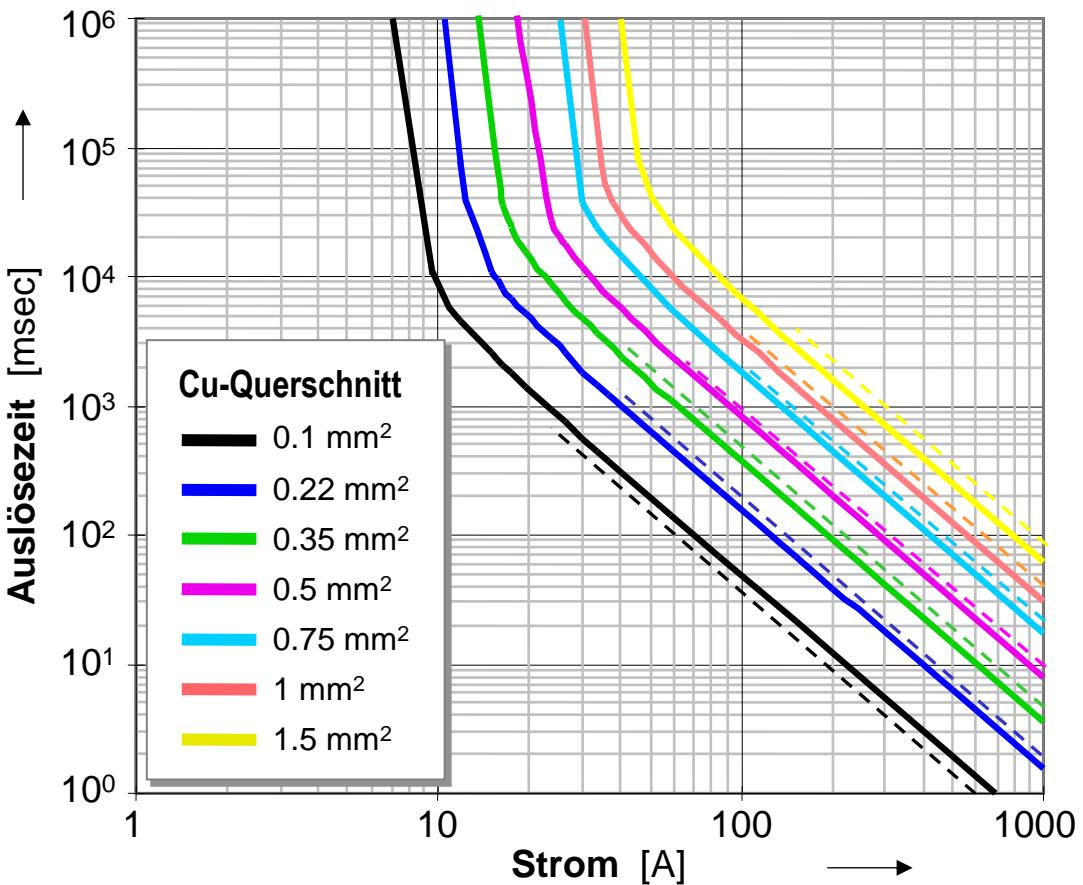
Material- und Geometrieeinfluß

Beispiel: Stromdurchflossener Leiter



Die Erwärmung ist eine Funktion des I^2t -Werts!
Betrachtung ist allgemein anwendbar auf Kurzzeit-
(Stoßstrom-)Ereignisse bei Volumenerwärmung (Schmelzsicherungen, Kabel, Leiterbahnen, Leistungshalbleiter, ...)

»Durchbrennverhalten« elektrischer Kabel¹⁾



Erwärmung bis zum Schmelzpunkt von Cu

$$\Delta T_{melt_Cu} = 1085^\circ C - 23^\circ C = 1062 K$$

Mit den Materialdaten von Cu

$$\rho_{m_Cu} = 8,92 \frac{g}{cm^3} \quad c_p = 0,39 \frac{J}{g \cdot K}$$

$$\rho_{el_Cu}(T) = 17 \cdot 10^{-9} \Omega m \left(1 + 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Delta T}{K} \right)$$

folgt für den Stoßstrom-Auslösewert:

$$I^2 t = \frac{\rho_{m_Cu}}{\rho_{el_Cu}} c_p A_{Cu}^2 \Delta T_{melt_Cu} \quad (4)$$

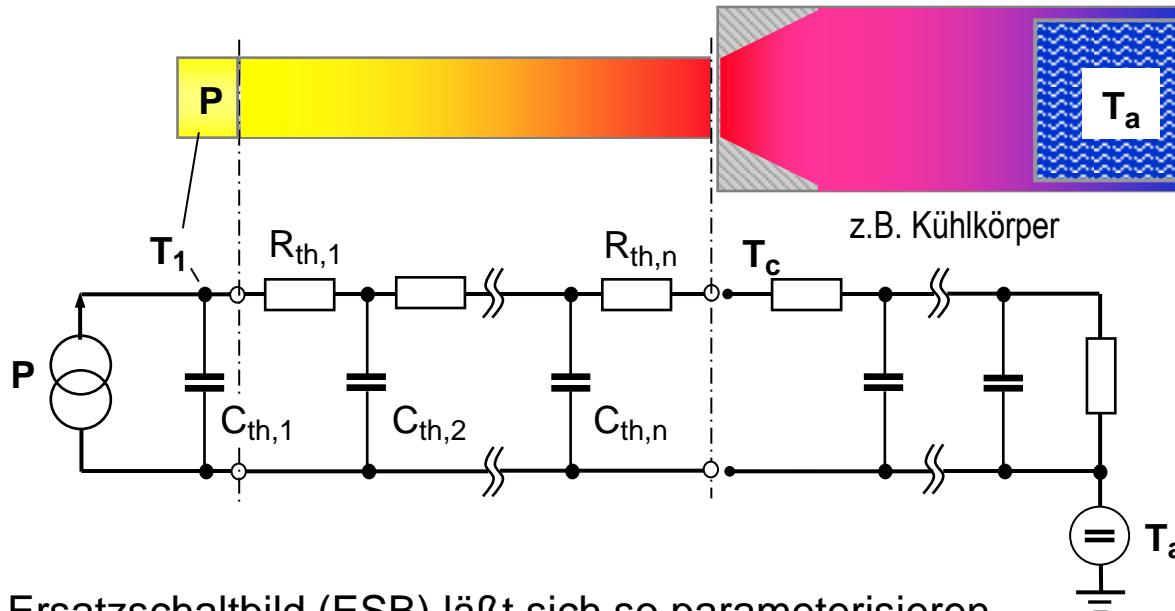
Durchgezogene Kurven: Meßdaten aus Experiment
Gestrichelte Kurven: Rechnerische Verläufe nach Gl. (4)

Das effektivste thermische Management besteht in der Vermeidung von Verlustwärme!

Der Aufwand für hochwertigere Komponenten
zahlt sich meistens zurück in Form von:

- **reduziertem Kühlauflwand**
- **erhöhter Zuverlässigkeit**
- **niedrigeren Energie- bzw. Betriebskosten**

Leitungs-Ersatzschaltbild



- Das Leitungs-Ersatzschaltbild (ESB) lässt sich so parameterisieren, daß einzelnen Knoten des ESB's Orte (Äquithermen) in der Struktur zugeordnet werden können.
- Entsteht Wärme über einen Volumeneffekt, so liegt parallel zur Quelle immer die Wärmekapazität des heizenden Volumenelements
- Das ESB endet dort, wo die Temperatur als konstant angenommen werden kann (z.B. Umgebung, T_a)
- Entsprechend der Komplexität der realen Struktur kann das ESB auch Verzweigungen, Vernetzungen und mehrere Wärmequellen aufweisen.

Parameterextraktion

Parameter des Leitungseratzschaltbilds

Struktur-diskretisierung /3/

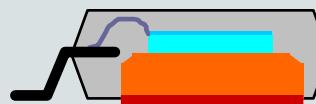
Numerische Parameterextraktion

Umrechnungsverfahren

Partialbruch-Netzwerk

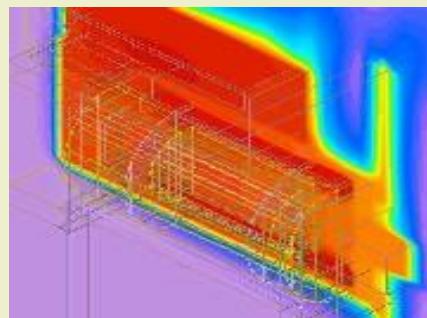
Numerische Parameterextraktion /1/

Physikalisches Strukturmodell

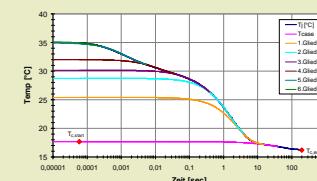


Sehr gut geeignet bei einfachen, überschaubaren Wärmeströmen

Transiente FEA



Abkühl-/Aufheiz-Kurve (Z_{th}-Messung)



$$Z_{th}(t) = \frac{T_j(t) - T_{j,0}}{P}$$

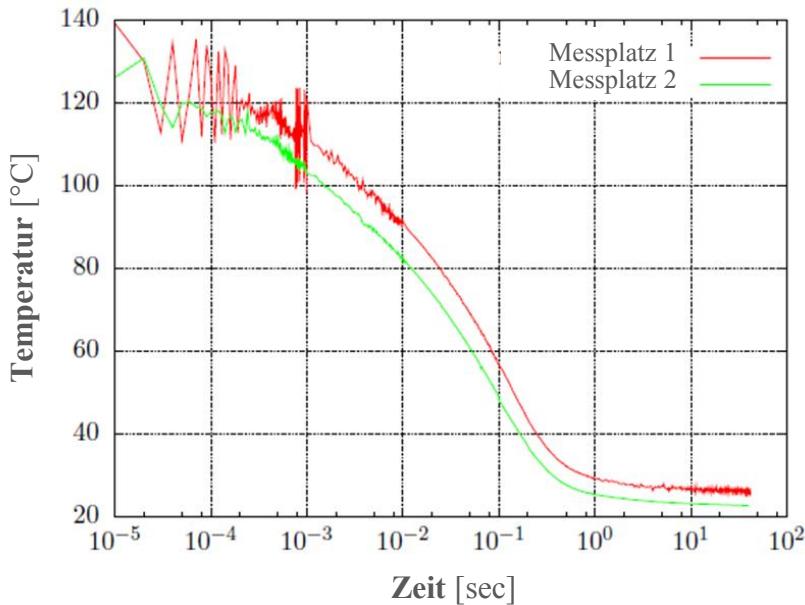
- Prototyp erforderlich
- Modell-Verifikation

Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Z_{th} -Messung

Beispiel: Abkühlkurve eines MOSFET (TO-220)

Rohdaten zweier Z_{th} -Messplätze

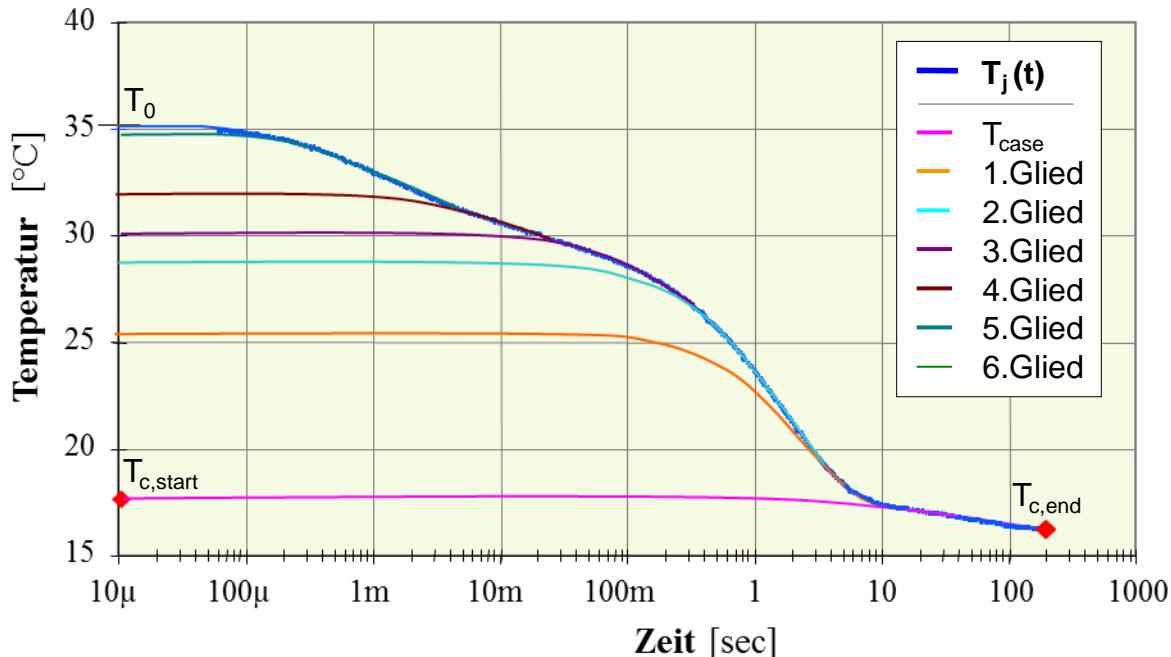


- **Messplatz 1:** Übermäßige Oszillationen führen erst ab etwa 1 msec aufwärts zu brauchbaren Messdaten
- **Messplatz 2:** Deutlich besserer Aufbau ermöglicht Messungen bereits ab einigen zehn Mikrosekunden

- Abkühl-/Aufheizkurven können zur thermischen Parameterisierung jedes Systems herangezogen werden – ob Halbleiterchip, Schaltnetzteildrossel oder großer Antrieb
- Die Wärmekapazität des Volumens in dem die Wärme entsteht bestimmt die kleinste thermische Zeitkonstante eines Systems
- Daher ist es i.a. nur bei Leistungshalbleitern erforderlich, herunter bis in den Mikrosekundenbereich zu messen
- Bei thermisch entsprechend trügen Systemen kann zur Messung der Abkühl-/Aufheizkurve auch ein Thermoelement verwendet werden
- Aufgrund des zeitlichen Dynamikumfangs über sehr viele Dekaden empfiehlt sich ein Meßwert erfassungssystem mit fester Stützstellenanzahl pro Dekade

Parameterisierung des Partialbruch-Netzwerks aus therm. Sprungantwort

Gemessene Abkühlkurve eines MOSFET



- Das sukzessives Approximieren von Exponentialtermen (d.h. einzelner Summenterme aus Gl. (2)) an die gemessene Sprungantwort liefert die Elemente des Ersatzschaltbilds
- Die Anzahl der benötigten Terme ergibt sich aus dem gewählten Fehlerkriterium (= Abbruchkriterium) des Approximationssalgorithms

Die Abkühlkurve ist die gemessene thermische Sprungantwort

$$Z_{th}(t) = \frac{T_0 - T_j(t)}{P} \quad (1)$$

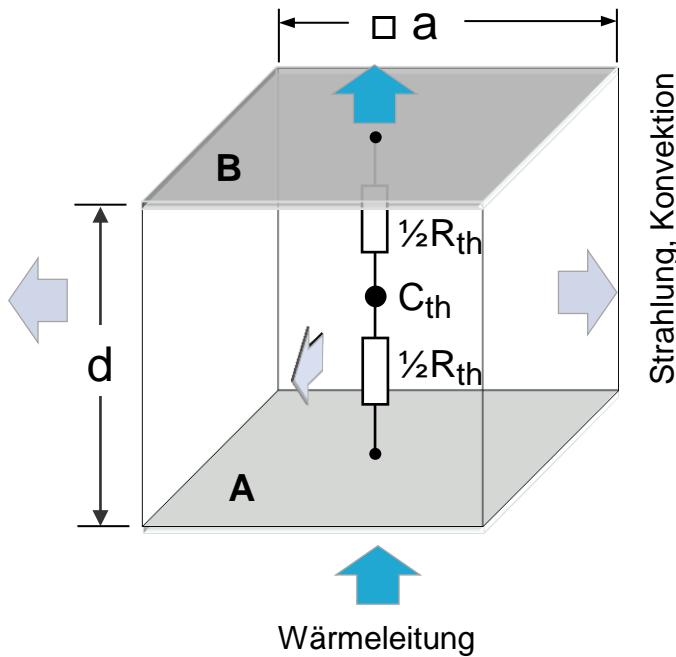
Sprungantwort des Partialbruch- bzw. Foster-Ersatzschaltbilds

$$Z_{th}(t) = \sum_{v=1}^n R_{th,v} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{th,v} C_{th,v}}} \right) \quad (2)$$

$R_{th,v}$ [K/W]	$C_{th,v}$ [J/K]
1,5188	1,55319
0,6564	1,28135
0,2783	0,39340
0,3684	0,02646
0,5742	0,00198
0,0452	0,00363

Parameterisierung über ein physikalisches Strukturmodell /3/

Beispiel: Thermische Parameter eines quaderförmigen Volumenelements¹⁾



Wärmewiderstand: $R_{th} = \frac{d}{\lambda_{th} a^2}$

Wärmekapazität: $C_{th} = \rho c_p \cdot d a^2$

Strahlungswiderstand der Mantelfläche:

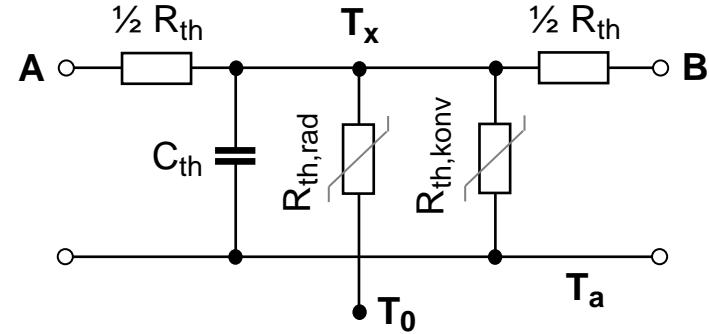
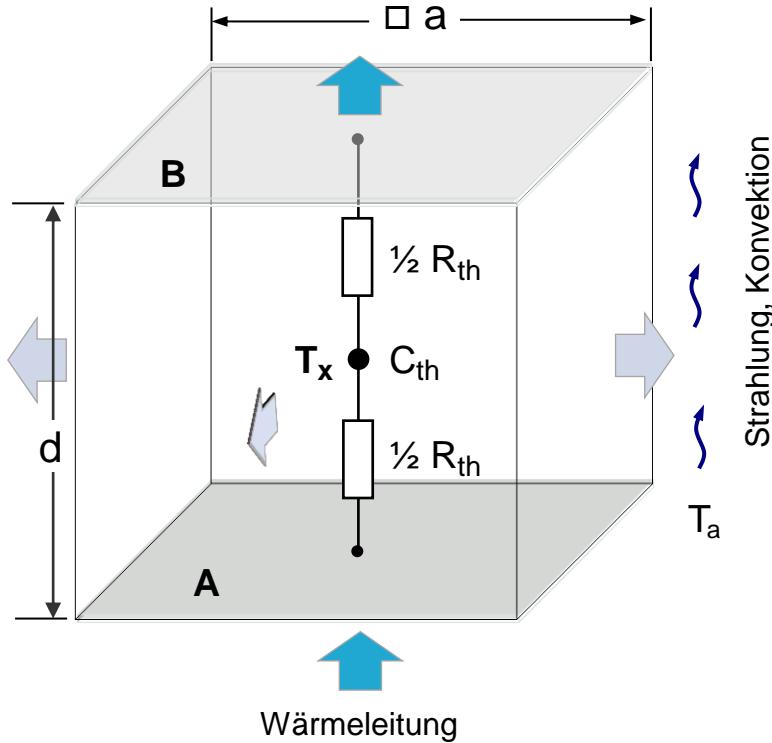
$$R_{th,rad}(T) = \frac{T - T_0}{\varepsilon \sigma A_{Mantel} \cdot (T^4 - T_0^4)}$$

Konvektions-Wärmewiderstand der Mantelfläche:

$$R_{th,konv}(T) = \frac{1}{\alpha(T) \cdot A_{Mantel}} \quad \text{mit } A_{Mantel} = 4 \cdot a \cdot d$$

Parameterisierung über ein physikalisches Strukturmodell /3/

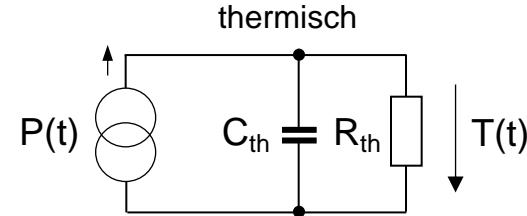
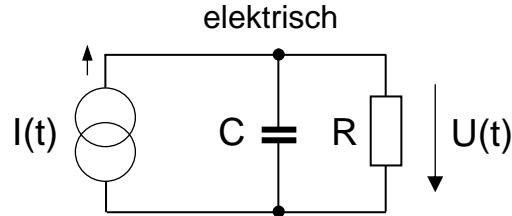
Thermisches Ersatzschaltbild eines Volumenelements



- Das physikalische Ersatzschaltbild erlaubt die gleichzeitige Modellierung von Wärmeleitung, Konvektion und Strahlung (letztere mittels nichtlinearer Widerstände).
- Die Feinheit einer Strukturdiskretisierung und die sich daraus ergebenden thermischen Zeitkonstanten müssen zur Zeitskala der interessierenden Ereignisse passen!
- Die Wärmekapazitäten von Volumenelementen in denen Wärme entsteht (Sperrschichten, Leiterbahnen, etc.) definieren i.a. die kleinsten thermischen Zeitkonstanten eines Systems.

Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Zeitdiskretisierung ■ Für den Einsatz in Werkzeugen wie Mathcad™, Matlab™, Excel™, o.ä.



Kirchhoff'sche Knotenregel

$$+I(t) - \frac{U(t)}{R} - C \cdot \frac{dU(t)}{dt} = 0$$

$$+P(t) - \frac{T(t)}{R_{th}} - C_{th} \cdot \frac{dT(t)}{dt} = 0$$

Diskretisierung (\Rightarrow Differenzengleichung¹⁾)

$$I_n = \frac{1}{R} \cdot U_n + \frac{C}{\Delta t} \cdot (U_{n+1} - U_n)$$

$$\tau_{el} = RC$$

$$P_n = \frac{1}{R_{th}} \cdot T_n + \frac{C_{th}}{\Delta t} \cdot (T_{n+1} - T_n)$$

$$\tau_{th} = R_{th} C_{th}$$

Lösungsgleichung

$$U_{n+1} = \frac{\Delta t}{C} \cdot I_n + \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_{el}}\right) \cdot U_n$$

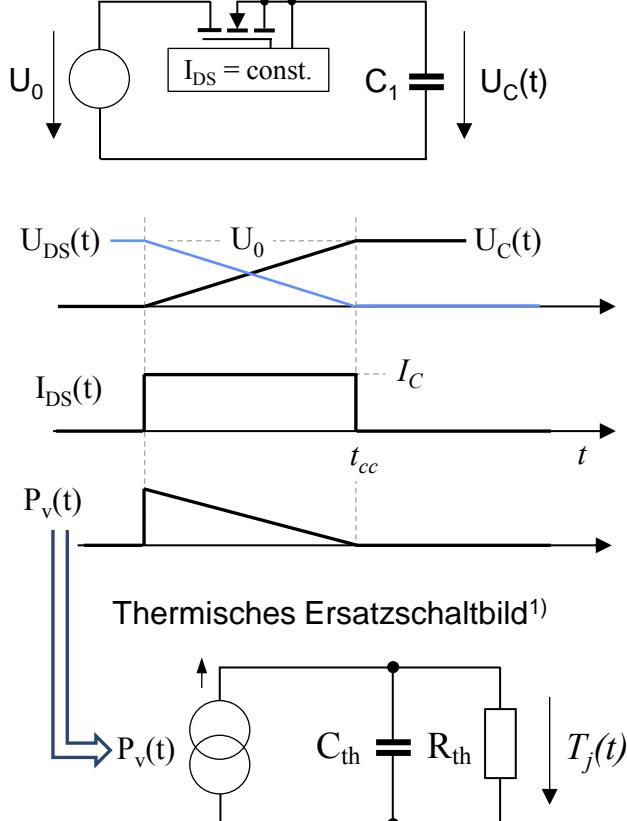
$$T_{n+1} = \frac{\Delta t}{C_{th}} \cdot P_n + \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_{th}}\right) \cdot T_n$$

Damit ist sehr einfach die Reaktion dieses Systems auf eine beliebige Erregung, d.h. auf beliebige Zeitverläufe des Quellenstrom bzw. der thermischen Verlustleistung bestimmbar.

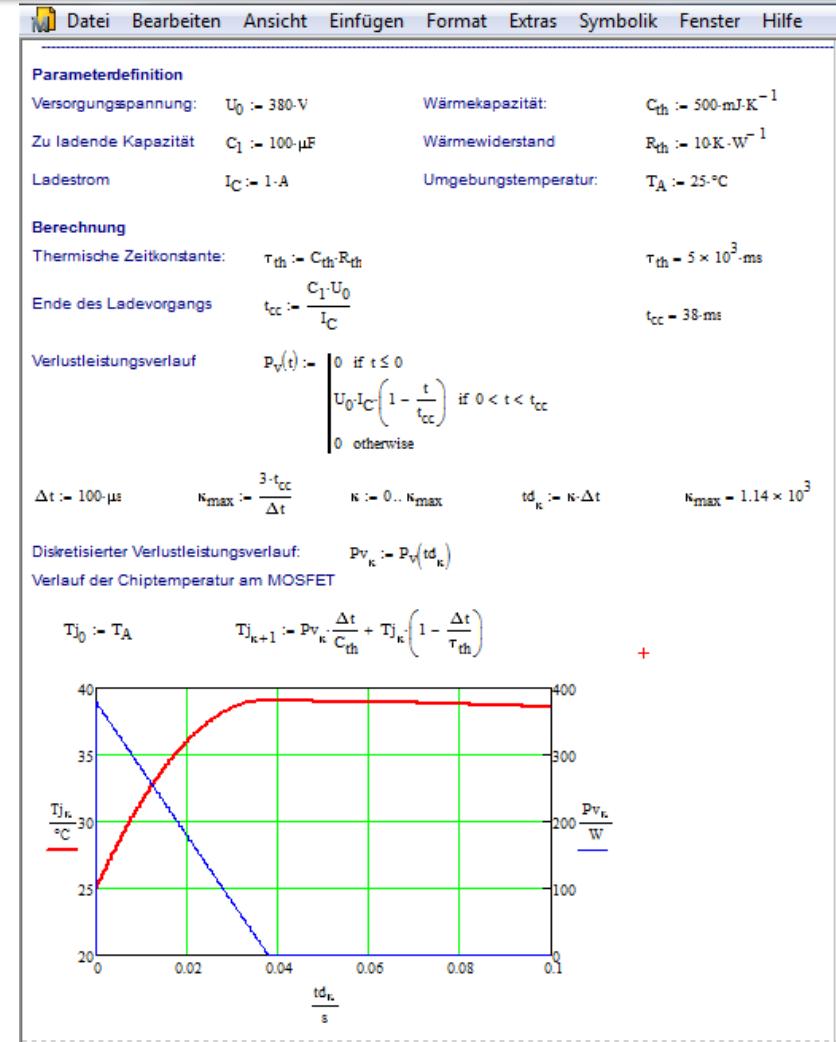
Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Anwendungsbeispiel in Mathcad

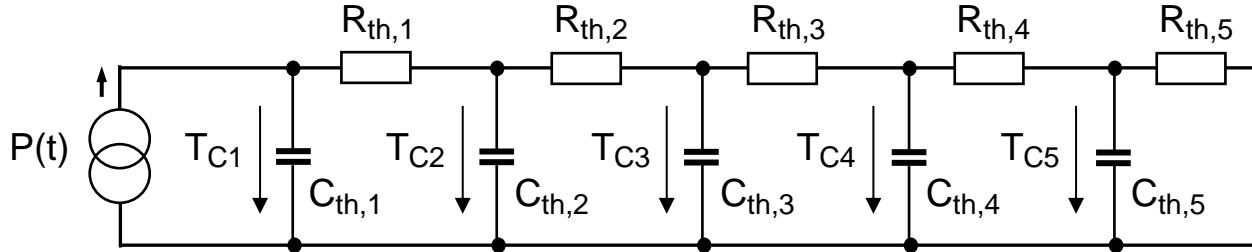
MOSFET-Stromquelle lädt Kondensator



Implementierung in **zeitdiskreter** Formulierung



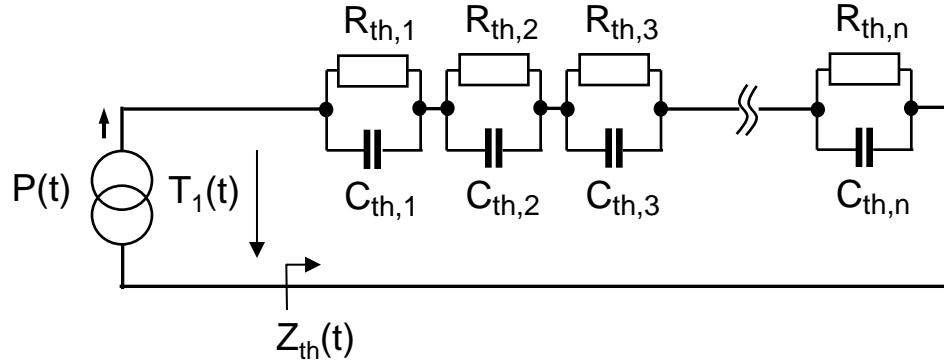
Verallgemeinerte Differenzengleichung für das Leitungsersatzschaltbild



$$\begin{bmatrix} T_{C1} \\ T_{C2} \\ T_{C3} \\ T_{C4} \\ T_{C5} \end{bmatrix}_{n+1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\Delta t}{R_{th,1} C_{th,1}} & \frac{\Delta t}{R_{th,1} C_{th,1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\Delta t}{R_{th,1} C_{th,2}} & 1 - \frac{\Delta t}{R_{th,1} C_{th,2}} - \frac{\Delta t}{R_{th,2} C_{th,2}} & \frac{\Delta t}{R_{th,2} C_{th,2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\Delta t}{R_{th,2} C_{th,3}} & 1 - \frac{\Delta t}{R_{th,2} C_{th,3}} - \frac{\Delta t}{R_{th,3} C_{th,3}} & \frac{\Delta t}{R_{th,3} C_{th,3}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\Delta t}{R_{th,3} C_{th,4}} & 1 - \frac{\Delta t}{R_{th,3} C_{th,4}} - \frac{\Delta t}{R_{th,4} C_{th,4}} & \frac{\Delta t}{R_{th,4} C_{th,4}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\Delta t}{R_{th,4} C_{th,5}} & 1 - \frac{\Delta t}{R_{th,4} C_{th,5}} - \frac{\Delta t}{R_{th,5} C_{th,5}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{C1} \\ T_{C2} \\ T_{C3} \\ T_{C4} \\ T_{C5} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{C_{th,1}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} P_n$$

Aufgrund des leicht zu erkennenden Bildungsgesetzes der Matrix sehr einfach auf Leitungsersatzschaltbilder mit anderer Gliederanzahl übertragbar.

Das Partialbruch-ESB erlaubt eine geschlossene math. Beschreibung¹⁾



Faltungsintegral

$$T_1(t) = T_1(0) + \int_{-\infty}^t P(\tau) D[Z_{th}(t - \tau)] d\tau$$

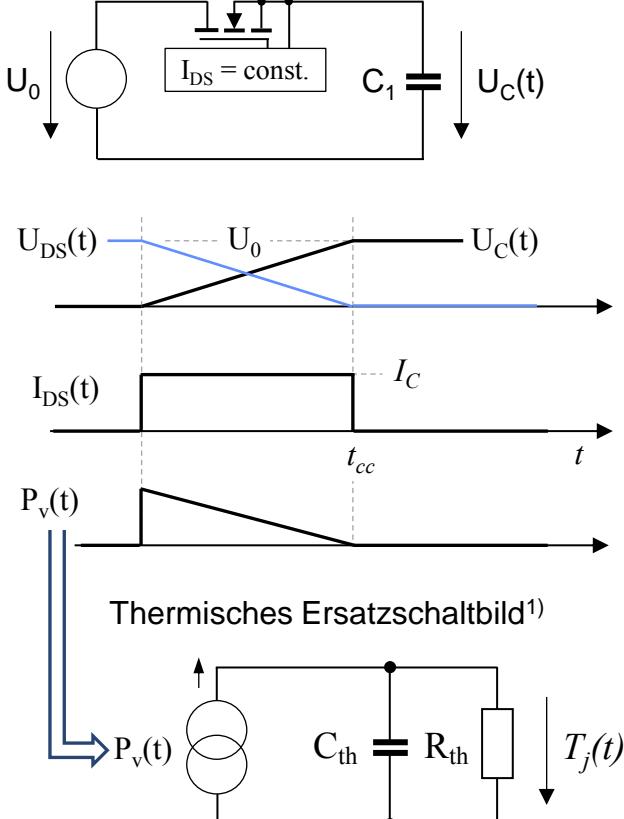
mit der Impulsantwort

$$D[Z_{th}(t)] = \frac{dZ_{th}(t)}{dt} = \sum_{v=1}^n \left(\frac{1}{C_{th,v}} e^{-\frac{t}{R_{th,v} C_{th,v}}} \right)$$

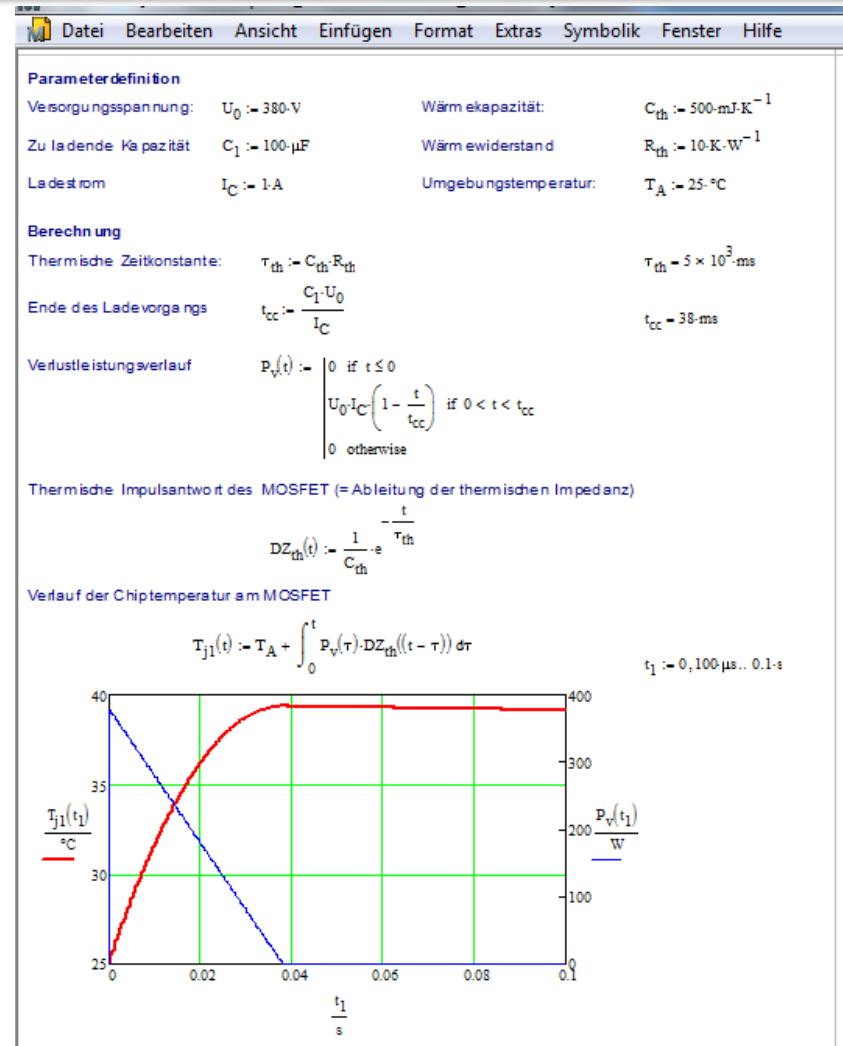
Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Anwendungsbeispiel in Mathcad

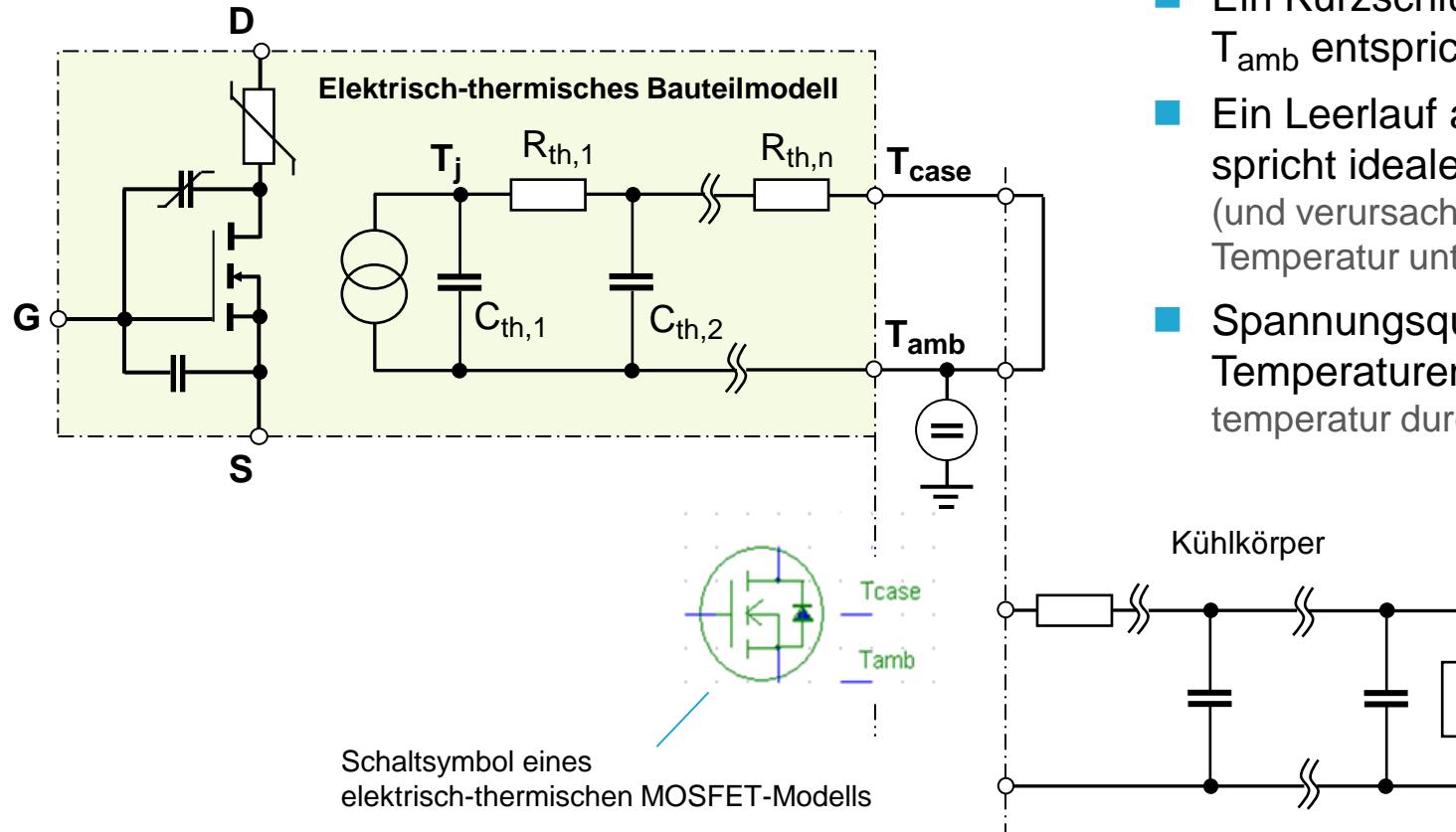
MOSFET-Stromquelle lädt Kondensator



Implementierung in zeitkontinuierlicher Formulierung



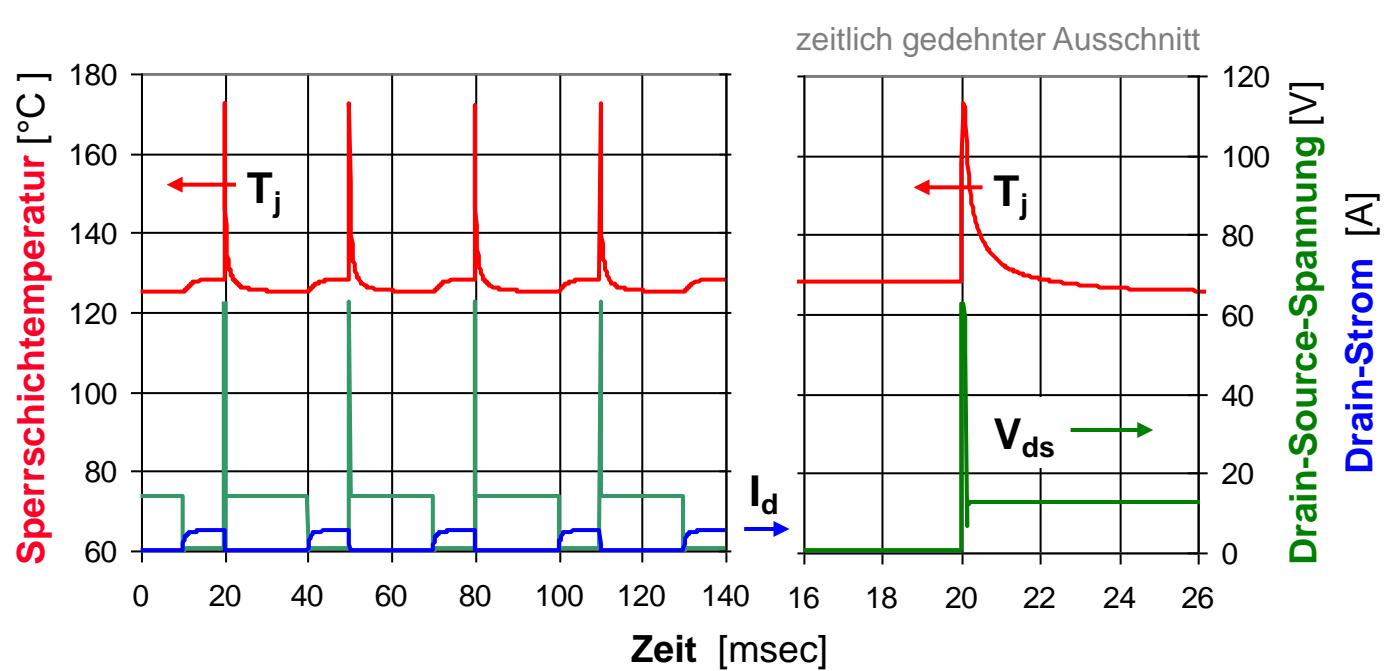
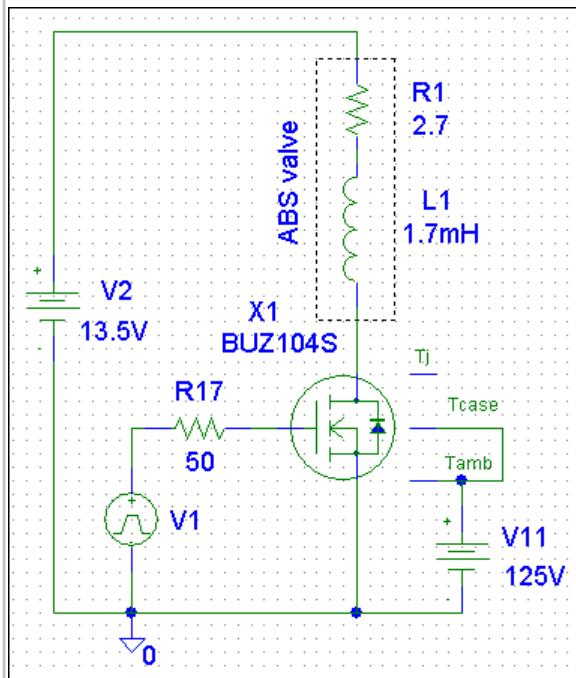
Wie nutze ich elektrisch-thermische SPICE-Modelle?



- Ein Kurzschluß zwischen T_{case} und T_{amb} entspricht idealer Kühlung!
- Ein Leerlauf am T_{case} Konten entspricht idealer thermischer Isolation (und verursacht ein Weglaufen der Bauteil-Temperatur unter statischen Bedingungen)
- Spannungsquellen definieren feste Temperaturen (z.B. 85°C Umgebungstemperatur durch 85 V Spannungsquelle)

Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

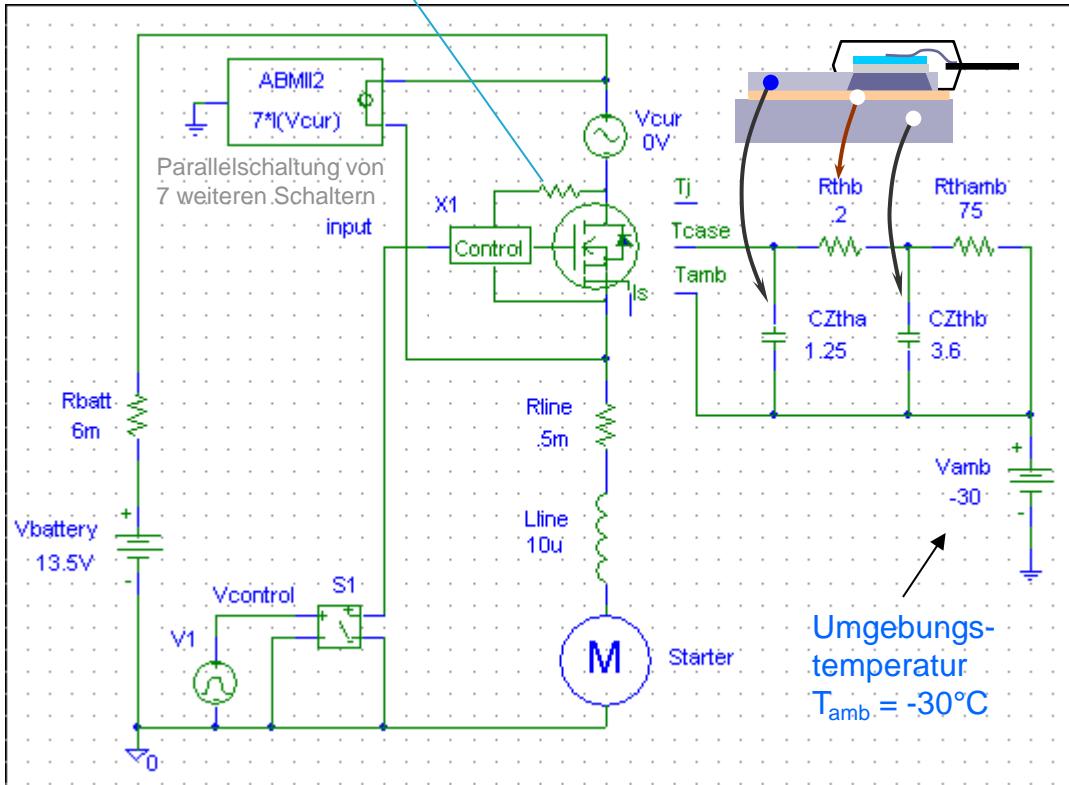
Schalten eines ABS-Ventils (ohne aktive Klemmung)



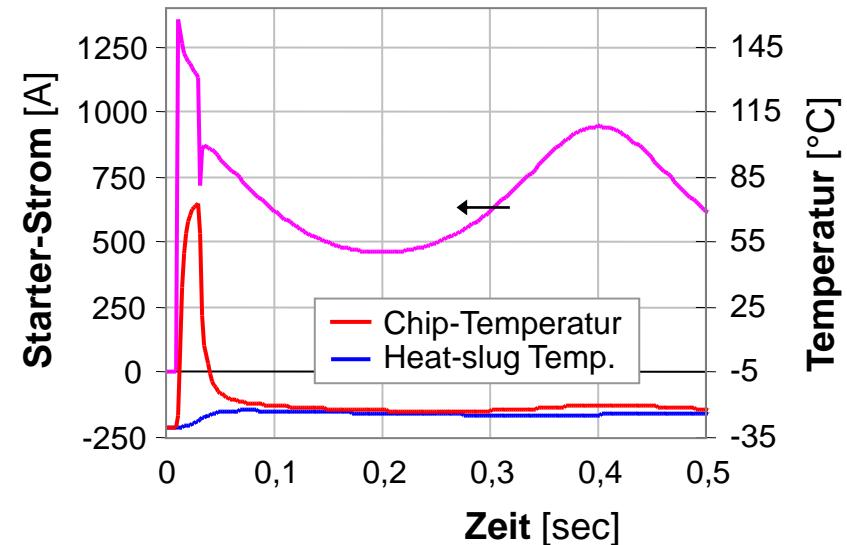
Übung zu Aufbau- und Entwärmungstechniken

Schalten eines Anlassers

Therm.-elektr. SPICE-Modell eines Smart-Power Highside-Schalters (BTS 555)

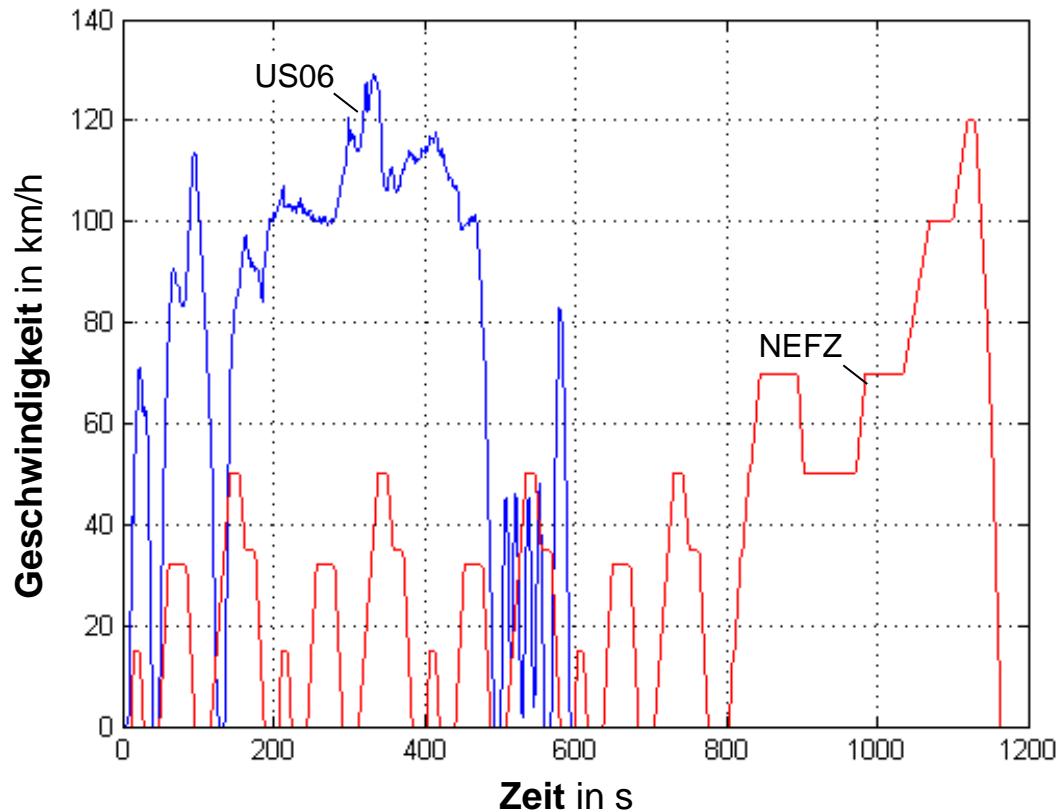


Chip-Temperatur beim Anlaßvorgang

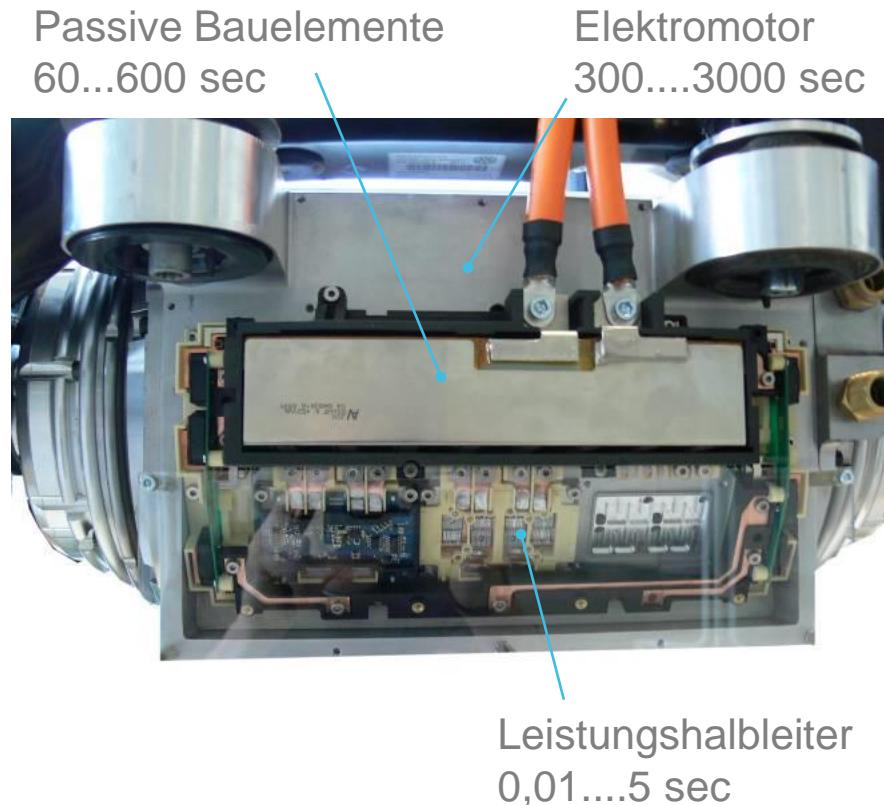


Systemauslegung unter Berücksichtigung von Belastungsprofilen

Fahrzyklen



Thermische Zeitkonstanten

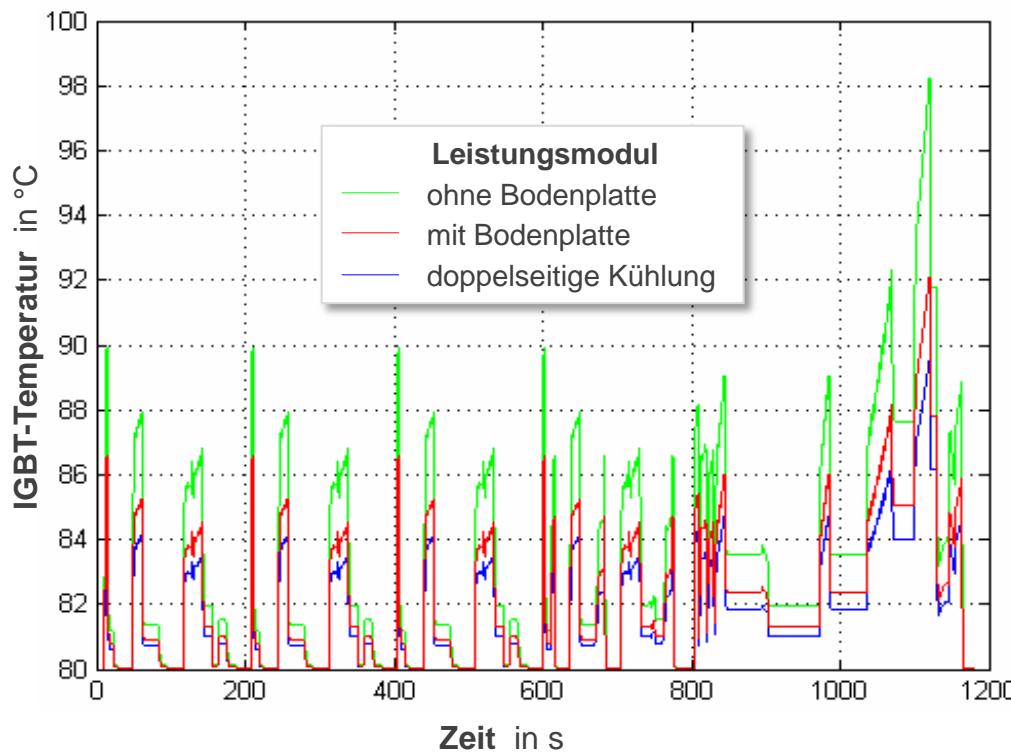


Systemauslegung unter Berücksichtigung von Belastungsprofilen

Antriebsumrichter unter verschiedenen Fahrzyklen

IGBT Chiptemperaturen

NEFZ



US06

