

# Einzelspulenbestromung mit integrierter Leistungselektronik

Dr.-Ing. Jakob Jung, IAV GmbH

## 1 Einleitung

Zur Einsparung von Masse und Volumen fokussiert die Entwicklung automobiler Antriebsstränge eine hohe Integrationsdichte der Komponenten. Bei elektrischen Achsantrieben wird der Trend durch relativ hohe Kosten von Kabeln und Steckern befeuert. Durch die Motorstränge eines Kompaktklassefahrzeuges fließen Wechselströme von über 500 A<sub>RMS</sub>. Spezielle Antriebs-einheiten, wie z.B. Radnabenmotoren, elektrische Bremse oder Lenkung, unterliegen zudem strengen Anforderungen an die funktionale Sicherheit: bei Ausfall eines Teilsystems muss der Betrieb aufrechterhalten werden. Dabei ist ein Abfall der Antriebsleistung (Degradation) auf meist bis zu 50% gestattet. Abb. 1 zeigt die beispielhafte Realisierung auf Basis zweier paralleler Energieflusspfade. Die Redundanz umfasst Sensorik, Leistungselektronik sowie das Bordnetz (z.B. 12 V und 48 V). Die E-Maschine ist aufgrund ihrer Baugröße in vielen System nur einfach vorhanden, allerdings mit zweigeteilter Wicklung, die im Regelfall jeweils drei Stränge umfasst. Dabei konnten sich Topologien mit Zahnspulenwicklung etablieren, da man sich aufgrund der fehlenden Wickelkopfkreuzungen eine örtliche Isolierung von Wicklungsfehlern verspricht.

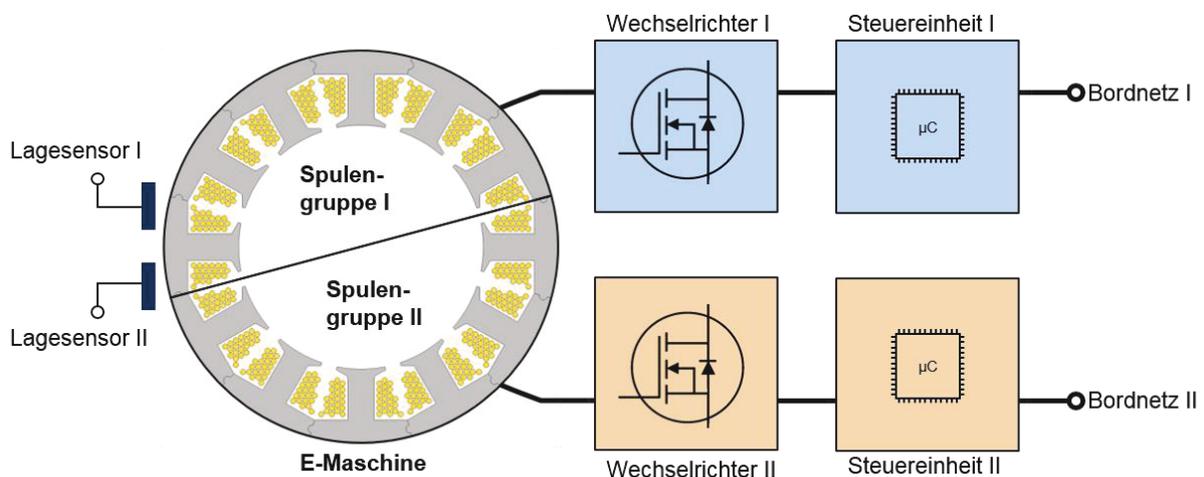


Abb. 1: Redundante Antriebsstruktur

Ausgehend von Abb. 1 besteht eine Fortsetzung des Redundanzprinzips darin, die Anzahl der parallelen Pfade zu erhöhen. Mit jeder Verdopplung der Parallelpfade halbiert sich der Leistungsfluss pro Pfad. Die Folge sind kleinere Leistungshalbleiter und Kühlkörper innerhalb der Stromrichter. Nach oben hin ist die Anzahl der Parallelzweige durch die Anzahl der Einzelspulen limitiert. Diese Grenztopologie zeichnet sich dadurch aus, dass jede Zahnspule von einem

separaten Wechselrichter gespeist wird. Als Leistungsstufe eignet sich hierzu die in Abb. 2 dargestellte H-Brücke. Jede Zahnspule wird von zwei Halbbrücken flankiert. Neben der Redundanz bietet das Konzept Potential zur weitreichenden Beeinflussung des Betriebsverhaltens durch Speisung nichtsinusförmiger Ströme. Ferner unterliegen die Spulenströme nicht mehr dem Zwang der Symmetrie, d.h. ihre Summe muss nicht Null ergeben.

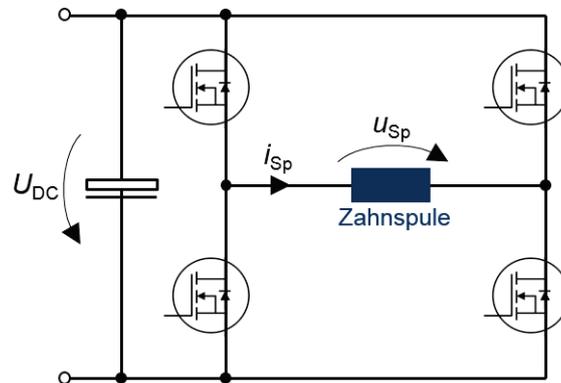


Abb. 2: H-Brücke zur Speisung von Einzelspulen

## 2 Wicklungsentwurf

Im Folgenden wird der Zusammenhang zwischen Zahn-, Pol- und Phasenzahl hergeleitet. Die Betrachtungen beziehen sich auf die Kombination Zahnspulen-Zweischichtwicklung und permanenterregter Rotor. Abb. 3 zeigt eine beispielhafte Anordnung.

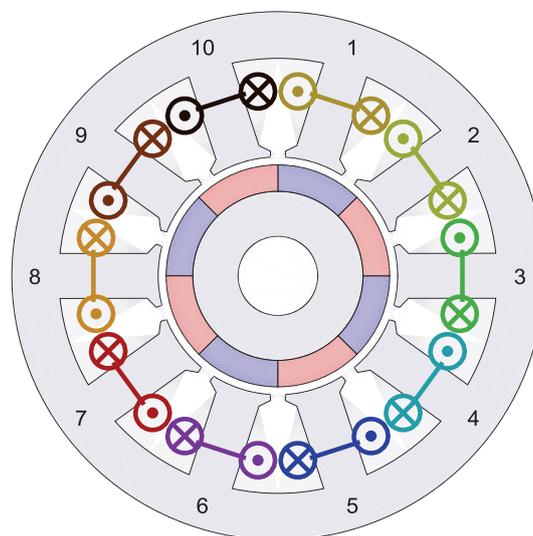


Abb. 3: Fünfphasiges E-Motorkonzept mit zehn Statorzähnen und acht Rotorpolen

Zur elektromagnetischen Analyse genügt die Betrachtung eines Basisschemas. Die resultierende Wicklung kann das Basisschema beliebig oft enthalten:

$$\begin{aligned} N &= z_b \cdot N_b \\ p &= z_b \cdot p_b \end{aligned} \quad (1)$$

mit

$N, p$	Gesamtzahl Statorzähne und Rotorpole,
$N_b, p_b$	Anzahl Statorzähne und Rotorpole pro Basisschema,
$z_b$	Anzahl Basisschemen.

Zur Herleitung grundlegender Designs wird eine rein sinusförmige Bestromung angenommen. Die Ströme bilden ein symmetrisches  $m$ -Phasensystem, wobei die Zeitverläufe aus der Vorschrift

$$i_n = \hat{i} \cdot \cos(\omega t - \Delta\vartheta_n), \quad n = 1, 2, \dots, N_b \quad (2)$$

hervorgehen, mit den Bezeichnungen

$\hat{i}$	Amplitude Spulenstrom,
$\omega$	elektrische Kreisfrequenz,
$\Delta\vartheta_n$	Phasenwinkel des $n$ -ten Spulenstromes,
$n$	Nummerierung Zahnspule.

Als notwendige Bedingung für ein mittleres Drehmoment größer Null muss sich die Grundwelle des Statorfeldes synchron mit dem Rotor bewegen. Daher werden die Phasenverschiebungen der Spulenströme wie folgt angesetzt:

$$\Delta\vartheta_n = (n - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_b} \cdot p_b \quad (3)$$

Schließlich erhält man die Anzahl der benötigten Stromphasen aus der Beziehung

$$m = \frac{N_b}{\text{ggT}(N_b, 2p_b)} \quad (4)$$

mit

$\text{ggT}(N_b, 2p_b)$	größter gemeinsamer Teiler von Nut- und Polzahl einer Basiswicklung.
-------------------------	--

Zur quantitativen Bewertung von Topologien eignet sich der Wicklungsfaktor. Er bemisst das Verhältnis aus dem Magnetfluss durch eine Zahnspule im Leerlauf und dem Magnetfluss eines Rotorpols, wobei nur die Grundwelle betrachtet wird:

$$k_w = \left| \sin\left(\pi \cdot \frac{p}{N}\right) \right| \quad (5)$$

Der Wert  $k_w = 1$  bedeutet eine optimale magnetische Kopplung zwischen Rotor- und Statorfeld. Bei gleichem Drehmoment verhalten sich die Stromwärmeverluste der Wicklung proportional zu  $1/k_w^2$ . Tabelle 1 und Tabelle 2 nennen jeweils Wicklungsfaktor und Anzahl der Stromphasen der wichtigsten Pol- Zahnkombinationen.

**Tabelle 1:** Wicklungsfaktoren günstiger Pol- Zahnzahlkombinationen

		Anzahl Statorzähne $N$									
		3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Anzahl Rotorpole $2p$	2	0.866	0.707								
	4	0.866	–	0.951	0.866						
	6		0.707	0.951	–	0.975	0.924				
	8				0.866	0.975	–	0.985	0.951		
	10						0.924	0.985	–	0.990	0.966
	12								0.951	0.990	–
	14										0.966

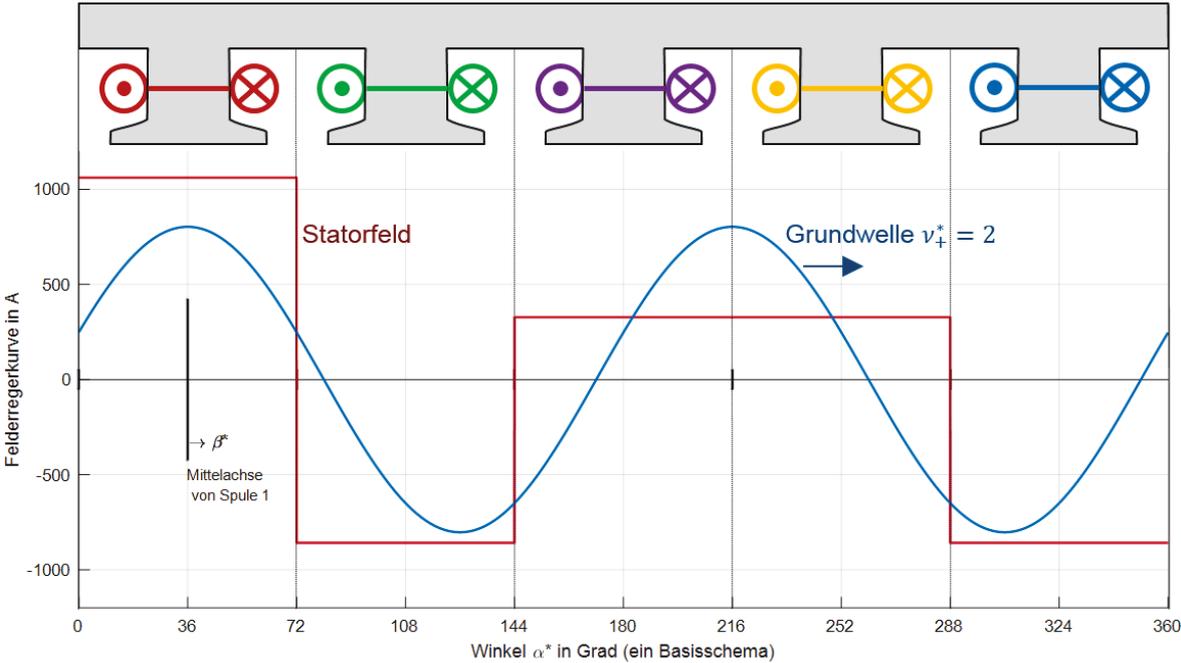
		Anzahl Statorzähne $N$									
		13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
Anzahl Rotorpole $2p$	12	0.993	0.975								
	14	0.993	–	0.995	0.981						
	16		0.975	0.995	–	0.996	0.985				
	18				0.981	0.996	–	0.997	0.988		
	20						0.985	0.997	–	0.997	0.990
	22								0.988	0.997	–
	24										0.990

**Tabelle 2:** Anzahl Stromphasen günstiger Pol- Zahnzahlkombinationen

		Anzahl Statorzähne $N$									
		3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Anzahl Rotorpole $2p$	2	3	2								
	4	3	–	5	3						
	6		2	5	–	7	4				
	8				3	7	–	9	5		
	10						4	9	–	11	6
	12								5	11	–
	14										6

		Anzahl Statorzähne $N$									
		13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
Anzahl Rotorpole $2p$	12	13	7								
	14	13	–	15	8						
	16		7	15	–	17	9				
	18				8	17	–	19	10		
	20						9	19	–	21	11
	22								10	21	–
	24										11

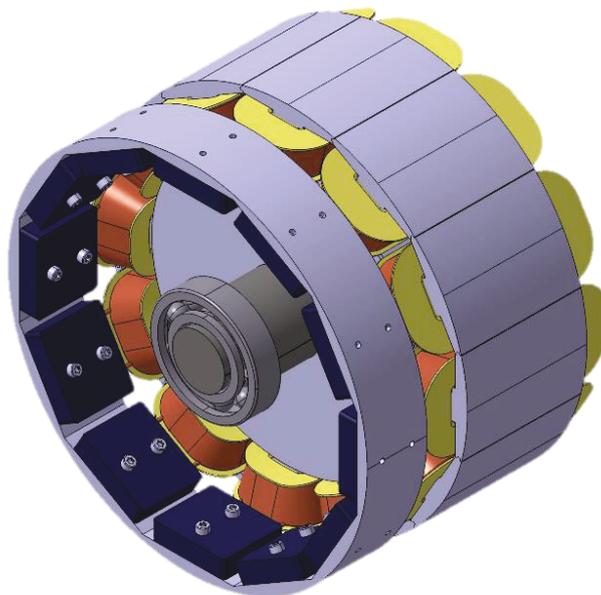
Gemäß dem Charakter der Zahnspulenwicklung bildet das Statorfeld keine ideale Sinusform, sondern weist einen treppenförmigen Verlauf über der Ortskoordinate auf, s. Abb. 4. Das Resultat ist eine große Oberwellen-Streuinduktivität, welche den Spannungsbedarf im oberen Drehzahlbereich vergrößert. Zugleich wirkt die Streuung dämpfend auf Kurzschlussströme im Fehlerfall. Zuletzt müssen aufgrund des hohen Oberwellengehalts Geräusch- und Schwingungsphänomene genau betrachtet werden.



**Abb. 4:** Statorfeld für das Beispiel  $N = 5$  und  $2p = 4$

### 3 Designstudie mit integrierter Leistungselektronik

Abb. 5 zeigt die grobe Darstellung eines Konzepts, bestehend aus Motor und Leistungselektronik. Zur Vermeidung unnötiger Kabel- und Steckverbindungen werden die H-Brücken direkt an eine Wickelkopfseite der Zahnspulen angegliedert. Die gesamte Leistungselektronik bildet einen Ring, ähnlich dem Stator der E-Maschine. Zur kostengünstigen Bewicklung der Einzelzähne besteht das Statorblechpaket aus sogenannten Vollpolsegmenten. Jedes Vollpolsegment umfasst einen Zahn sowie den dahinterliegenden Jochbereich. Zwischen zwei Zähnen, im Bereich des Statorjochs, befindet sich eine Fügestelle. Bei der Tolerierung ist darauf zu achten, dass an diesen Stellen kein nennenswerter Luftspalt entsteht. Letztlich bildet ein Vollpolsegment samt H-Brücke eine modulare Aktuatoreinheit. Im Fehlerfall muss dafür gesorgt werden, dass innerhalb defekter Module kein Strom fließt. Gleichzeitig sieht das Konzept vor, die Bestromung intakter Module zur Aufrechterhaltung des Drehmoments zu modifizieren.



**Abb. 5:** E-Motor samt integrierter Leistungselektronik