

UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

**Systematischer Vergleich von BLDC-Motorkonzepten mit
Anwendung auf nass laufende Wasserpumpen kleiner
Leistung**

Heiko Hembach

Vorsitzender des Promotionsausschuss:	Prof. Dr.-Ing. S. Lindenmeier
1. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. D. Gerling
2. Berichterstatter:	Prof. Dr.rer.nat. S. Schäffler

Tag der Prüfung: 18.10.2007

Mit der Promotion erlangter akademischer Grad:
Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)

Neubiberg, den 28.11.2007

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit bei der Robert Bosch GmbH als Doktorand in dem Geschäftsbereich Energy and Body Systems. An dieser Stelle möchte ich allen Mitarbeitern des Standorts danken die mich während dieser Zeit unterstützen. Danken möchte ich zudem Herrn Dr.-Ing. S. Beyer für die Ermöglichung dieser Dissertation. Mein besonderer Dank gilt den Betreuern dieser Arbeit, Dr.-Ing. E. Nipp, Dr.-Ing. S. A. Evans sowie S. Evans. Sie trugen durch ihre stetige Unterstützung und die gegebenen Ratschläge maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit bei.

Herrn Prof. Dr.-Ing. D. Gerling danke ich für die Übernahme des Referates und das meiner Arbeit entgegen gebrachte Interesse. Zudem möchte ich mich auch für die wertvollen und freundlichen Treffen sowie die damit verbundene gute universitäre Betreuung bei technischen und organisatorischen Fragestellungen bedanken.

Danken möchte ich auch Herrn Prof. Dr.rer.nat. S. Schäffler für das Interesse an dieser Arbeit und das übernommene Koreferat. Herrn Prof. Dr.-Ing. S. Lindenmeier danke ich für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes.

Ausdrücklich danke ich S. Scheithauer für ihr Verständnis und ihre stetige Unterstützung während der Arbeit. Letztendlich möchte ich mich bei meinen Eltern für die Unterstützung während der gesamten Studienzeit bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
1.1 Inhaltliche Gliederung	2
1.2 Niedrigkostenkonzept	3
2 Kleinantriebe im Kraftfahrzeug (Kfz)	5
2.1 Verteilung der Kleinantriebe im Kfz	6
2.2 Allgemeine Anforderungen an Kleinantriebe	8
2.3 Anforderungen an bestimmte Kleinantriebe	9
2.3.1 Pumpen	10
2.3.2 Gebläse	11
2.3.3 Stellantriebe	11
2.3.4 Sonstige Kleinantriebe	12
3 BLDC-Motoren	15
3.1 Funktionsprinzip	15
3.2 Betriebsverhalten	18
3.3 Motoreigenschaften	21
3.4 Baugruppen	24
3.5 Motorkonzepte	25
3.5.1 Genuteter Stator	25
3.5.2 Klauenpolkonzept	26
3.5.3 Innenläuferausführung	27
3.5.4 Außenläuferausführung	27
4 Komponentenanalyse	29
4.1 Allgemeine Hinweise	29
4.2 Konzeptunabhängige Komponenten	30
4.2.1 Statorblechpaket	31
4.2.1.1 Material	31
4.2.1.2 Statorfertigung	32
4.2.1.3 Statorisolation	32
4.2.2 Verschaltung	34
4.2.3 Lager	36
4.2.4 Gehäuse	39

4.3 Konzeptabhängige Komponenten.....	41
4.3.1 Wicklung.....	41
4.3.1.1 Füllfaktor.....	41
4.3.1.2 Wicklungsfertigung.....	41
4.3.1.3 Wickeldraht.....	44
4.3.2 Statorsegmentierung.....	45
4.3.2.1 Statorsegmentierung mit Spulenwickeltechnik.....	46
4.3.3 Permanentmagnete.....	47
4.3.4 Rotorlageerfassung.....	50
4.3.5 Leistungselektronik.....	53
5 Konzeptabschätzungen für nass laufende Wasserpumpen.....	59
5.1 Bestromungsstrategie.....	59
5.2 Innen- und Außenläuferkonzept.....	59
5.3 Klauenpolkonzept und dessen Grenzen.....	62
6 Pumpenausführung mit dem Nutkonzept.....	71
6.1 Dreisträngige Ausführungen.....	71
6.1.1 Elektromagnetische Auslegung.....	71
6.1.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung.....	73
6.2 Zweisträngige Ausführungen.....	80
6.2.1 Elektromagnetische Auslegung.....	80
6.2.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung.....	83
6.3 Einsträngige Ausführungen.....	88
6.3.1 Elektromagnetische Auslegung.....	88
6.3.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung.....	91
7 Pumpenausführung in Klauenpolgeometrie.....	97
7.1 Elektromagnetische Auslegung.....	98
7.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung.....	112
8 Konzeptvergleich.....	123
8.1 22 W Wasserpumpen.....	123
8.2 Konzeptabschätzungen für Wasserpumpen abweichender Leistungen ..	128
9 Zusammenfassung & Ausblick.....	131
10 Literaturverzeichnis.....	135
 Anhang:	
A Verwendete Formelzeichen.....	139
B Auslegung des Dreifachklauenpolmotors.....	145

Kapitel 1

Einleitung

Die Weiterentwicklung von Kraftfahrzeugen führt zu einer stetigen Erhöhung der Anzahl eingesetzter Kleinantriebe im Automobil. Als Antriebstypen finden meist DC-Motoren („bürstenbehaftete Gleichstrommotoren“) und BLDC-Motoren („**B**rush**L**ess **D**irect **C**urrent“) Verwendung. Der Fokus dieser Arbeit ist auf BLDC-Motoren gerichtet. Weitere Bezeichnungen für diesen Typ sind EC-Motor („**E**lectronically **C**ommutated **M**otor“), BLPM-Motor („**B**rush**L**ess **P**ermanent-**M**agnet **M**otor“) oder Elektronikmotor.

Antriebe mit BLDC-Motoren können durch eine Vielzahl möglicher Konzepte realisiert werden. In Abhängigkeit des gewählten Konzepts ergeben sich technische und wirtschaftliche Unterschiede. Insbesondere der wirtschaftliche Vergleich stellt sich häufig schwierig dar. Ziel dieser Arbeit ist daher die Entwicklung eines Werkzeuges, mit dem eine Bewertung unterschiedlicher prinzipieller Motorkonzepte z.B. in frühen Stadien einer Projektentwicklung mit vergleichsweise geringem Aufwand möglich ist.

Die Anwendung dieses Vergleichs- und Bewertungssystems wird im weiteren Verlauf der Arbeit am Beispiel einer Wasserpumpenapplikation dargestellt. Die erarbeiteten Konzepte beinhalten dabei die grundsätzliche Konstruktion der Motorkomponenten, die Leistungselektronik sowie die Rotorlageerfassung. Die gesamte Steuerungselektronik des BLDC-Motors (beinhaltet z.B. die Auswertung der Rotorlage) wird aufgrund der Komplexität dieses Bereichs nicht mit in die Betrachtungen einbezogen.

Zur Wahrung vertraulicher Daten werden alle wirtschaftlichen Größen verschlüsselt dargestellt. Diese Darstellung ist relativ für verschiedene Motorkomponenten bzw. für den Gesamtaufwand der unterschiedlichen Konzepte aufgeführt. Ziel der Darstellung ist eine Erläuterung des Vorgehens zur Bewertung unterschiedlicher Motorkonzepte mit der anschließenden Anwendung am Beispiel einer gewählten Applikation.

1.1 Inhaltliche Gliederung

Im Kapitel 2 ist zunächst eine Darstellung der Anzahl eingesetzter elektrischer (el.) Kleinantriebe im Kraftfahrzeug aufgeführt. Durch eine Eingruppierung wird die Verteilung der Antriebe im Kfz entsprechend ihres Anwendungsgebietes gezeigt. Abschließend sind in diesem Kapitel allgemeine Anforderungen an Kleinantriebe und Anforderungen in einigen speziell gewählten Anwendungsgebieten aufgeführt.

Kapitel 3 beinhaltet allgemeine Beschreibungen zu dem BLDC-Motor. Im ersten Teil wird das Funktionsprinzip dieses Motortyps erläutert. Darauf aufbauend ist das allgemeine Betriebsverhalten mit grundsätzlichen Abhängigkeiten beschrieben. Hierbei wird auch kurz auf verschiedene, häufig verwendete Betriebsarten eingegangen. Im weiteren Verlauf werden Vor- und Nachteile im Vergleich zum DC-Motor aufgeführt. Mit Blick auf die folgenden Kapitel werden der allgemeine Aufbau sowie die erforderlichen Baugruppen (Komponenten) mit ihrer Funktion erläutert. Zum Abschluss dieses Kapitels erfolgt die Darstellung zweier grundlegender BLDC-Motorkonzepte.

Die Datenbasis zur wirtschaftlichen Bewertung verschiedener Motorkonzepte enthält Kapitel 4. In diesem Kapitel werden die wichtigsten Komponenten eines BLDC-Motors nach technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten analysiert. Um die Anwendbarkeit der einzelnen untersuchten Baugruppen in Hinsicht auf verschiedene Motorkonzepte zu vereinfachen, werden diese Komponenten konzeptabhängig betrachtet.

Als spezieller Anwendungsfall werden nass laufende Wasserpumpen mit einer mechanischen Leistung von 22 W betrachtet. Im Kapitel 5 sind allgemeine technische Konzeptabschätzungen für diesen Applikationsbereich aufgeführt. Hierbei wird der Einfluss der Bestromungsstrategie und die Wahl zwischen Innen- und Außenläufer erläutert. Zudem ist eine Abschätzung für das erreichbare innere Drehmoment bei Einsatz der Klauenpolgeometrie enthalten.

Wasserpumpen in Nutkonzeptausführung werden im Kapitel 6 erläutert. Hierbei werden die Konzepte zunächst mit technischen Daten und erwarteten Drehmoment-Drehzahlkennlinien entsprechend der elektromagnetischen Auslegung beschrieben. Im Anschluss findet eine konstruktive Gestaltung für die einzelnen Komponenten statt. Aus dieser Gestaltung wird der wirtschaftliche Aufwand der Konzepte über die Datenbasis im Kapitel 4 abgeleitet.

Kapitel 7 fokussiert Klauenpolkonzepte. Um eine konstruktive Gestaltung dieser Konzepte durchführen zu können wird zunächst eine elektromagnetische Motorauslegung erstellt. Die Anwendung dieser analytischen, iterativen Auslegungsverfahren ist im ersten Teil des Kapitels beschrieben. Die Auslegungen werden durch Messungen an aufgebauten Mustern verifiziert. Im Anschluss erfolgt eine konstruktive Gestaltung der gewählten Klauenpolvarianten. Letztlich werden diese Varianten wirtschaftlich bewertet.

Ein technischer und wirtschaftlicher Vergleich der entworfenen Motorkonzepte ist im Kapitel 8 aufgeführt.

Die erarbeiteten Ergebnisse werden abschließend im Kapitel 9 zusammengefasst.

1.2 Niedrigkostenkonzept

Ein „Niedrigkostenkonzept“ ist die wirtschaftlich günstigste Art, durch die Kombination verschiedener Komponenten einen Motor zu konzipieren, der vorgegebene spezifische Anforderungen erfüllt.

Eine Unterscheidung wirtschaftlicher Daten ergibt sich anhand der Begriffe „Kosten“ und „Preise“. Kosten sind ein „in Geld bewerteter Verzehr von wirtschaftlichen Gütern materieller und immaterieller Art zur Erstellung und dem Absatz betrieblicher Güter, sowie der Aufrechterhaltung der hierfür notwendigen Teilkapazitäten“ [59]. Unter Kosten sind demnach Aufwendungen finanzieller Art zu verstehen. Ein Preis ist die „Wertangabe eines Gutes in Anzahl von Geldeinheiten pro Mengeneinheit, z.B. 3€/kg; 3€/Stück“ [vgl. 62]. Der Preis gibt also den finanziellen Wert eines Gegenstandes wieder. Entsprechend dieser Definition wird der Wert eines Zukaufteils (z.B. ein Rohstoff) als Preis angegeben. Durch das Einbringen dieser Güter in den Fertigungsprozess wechselt sich der Begriff, es handelt sich dann um Kosten. Mit Fokus auf die Zusammenstellung verschiedener Komponenten zur Erstellung eines Motors werden in dieser Arbeit alle finanziellen Materialaufwendungen als Kosten dargestellt.

Für die Herstellung eines Motors fallen Kosten für Rohmaterialien bzw. zugekaufte Komponenten sowie Kosten für die Fertigung an. Um eine möglichst gute Bewertung unterschiedlicher Konzepte durchführen zu können werden beide Aspekte innerhalb dieser Arbeit berücksichtigt.

Kapitel 2

Kleinantriebe im Kraftfahrzeug (Kfz)

Die Anzahl eingesetzter elektrischer Kleinantriebe im Kraftfahrzeug steigt stetig. Abb. 2.1 zeigt die Menge eingesetzter Antriebe pro Personenkraftwagen (Pkw) nach Minett & Jonsson [17]. Demnach wurden 1950 durchschnittlich fünf Kleinantriebe eingesetzt, während sich die Prognose für das Jahr 2010 auf über 90 Stück je Pkw beläuft. Zudem stellt Abb. 2.1 die Entwicklung des Bestandes an Personenkraftwagen in der Bundesrepublik Deutschland von 1950 bis zum Jahr 2005 dar. Diese Statistik basiert auf der Datenbasis des Kraftfahrzeugbundesamtes [59]. Daraus lässt sich ableiten, dass die gesamte Stückzahl heute eingesetzter Kleinantriebe sich allein bei Pkw's in Deutschland im Milliardenbereich bewegt.

Wesentlicher Grund für die Erhöhung der Anzahl elektrischer Kleinantriebe ist vorrangig die Entwicklung, Kraftfahrzeuge mit immer mehr Zusatzausstattung zu

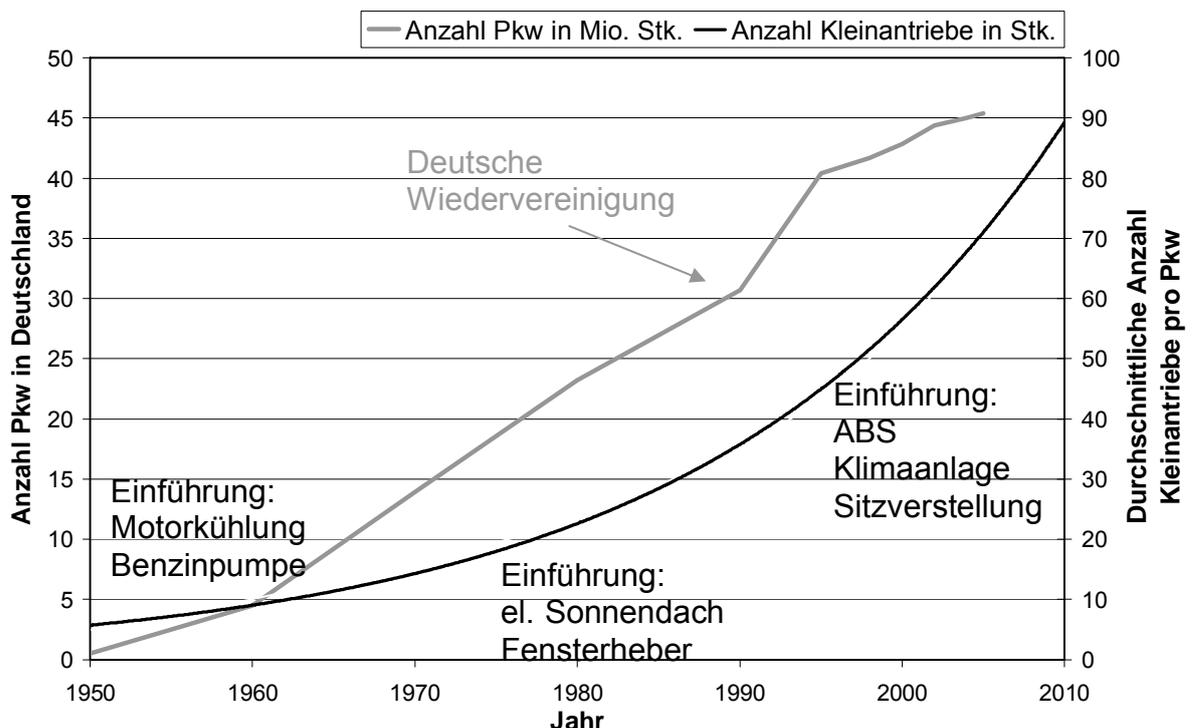


Abb. 2.1: Entwicklung der Anzahl von Pkw und el. Kleinantrieben [vgl. 17, 59]

Anwendungsbereich	Beispiele
Optimierung des Kraftstoffverbrauchs	<ul style="list-style-type: none"> • el. Wasserpumpen • el. Hydraulikpumpen • el. Ventilkappensteuerung • el. Abgasrückführklappe
steigender Sicherheitsbedarf	<ul style="list-style-type: none"> • elektromechanische Lenkunterstützung • elektrohydraulische Lenkung • aktive Fahrwerkskontrolle
erhöhtes Komfortangebot	<ul style="list-style-type: none"> • elektromechanisches Schaltgetriebe • automatische Klimatisierung

Tab. 2.1: Kleinantriebe in verschiedenen Anwendungsbereichen

versehen. Dies ist anhand einiger Beispiele in Abb. 2.1 für die Vergangenheit gezeigt. Zukünftig ist eine Erhöhung insbesondere durch den Einsatz neuer Antriebe in folgenden Anwendungsgebieten gegeben:

Optimierung des Kraftstoffverbrauchs: Gesetzliche Vorgaben sowie das Bestreben, die erschöpflichen Energieressourcen effizienter zu nutzen, erfordern neue Technologien, die Kraftstoffverbrauch, Abgase und Schadstoffausstoß reduzieren. Dieses Ziel hat unter anderem zu Bestrebungen geführt, riemengetriebene Antriebe, die direkt mit dem Verbrennungsmotor gekoppelt sind, durch elektrische zu substituieren. Dadurch ist es möglich, die Leistungsanforderung des jeweiligen Antriebs besser an den Fahrzustand zu koppeln [vgl. 18, 21].

Steigender Sicherheitsbedarf: Die Sicherheit eines Kraftfahrzeugs stellt ein bedeutendes Qualitätskriterium dar. In den kommenden Jahren werden die Anforderungen an die Sicherheit weiter steigen. Um diese Anforderungen erfüllen zu können werden zusätzliche Kleinantriebe benötigt. Ein bekanntes Beispiel hierfür ist der ABS-Motor, durch dessen Einsatz ein Blockieren der Räder verhindert wird.

Erhöhtes Komfortangebot: Ein erhöhter Bedarf an elektrischen Kleinantrieben besteht auch im Komfortbereich, da immer mehr manuelle Steuerungen bzw. Stellvorrichtungen durch elektrische ersetzt werden.

Tab. 2.1 zeigt eine Übersicht der genannten Anwendungsbereiche mit Kleinantriebsbeispielen.

2.1 Verteilung der Kleinantriebe im Kfz

In Anlehnung an die aufgeführten Anwendungsbereiche werden Kleinantriebe für die weiteren Erläuterungen in allgemeine Gruppen untergliedert:

- **Leistungsbezogene Antriebe:** Antriebe, die direkt mit dem Antriebsmotor bzw. -strang oder anderen Bereichen mit direkter Einwirkung auf den Fahrbetrieb des Kfz verknüpft sind.

Leistungsbezogen	Sicherheitsbezogen	Komfortbezogen
Motorkühlung	ABS-Pumpe	Fensterheber
Kraftstoffpumpe	ESP-Pumpe	Sitzverstellung
el. Wasserpumpe	Lenkunterstützungsantrieb	el. Schiebedach
Drosselklappensteller	Scheibenwischer	Innenraumgebläse
Umluftklappensteller	Leuchtweitenregulierung	Zentralverriegelung
el. Ölpumpe	Pumpe für Scheibenreini- gungsflüssigkeit	Stellmotoren für Belüftung, Heizung und Klimaanlage
Generator	Pumpe für Beleuchtungs- reinigungsflüssigkeit	Klimaanlagenkompressor
	Lenkwinkeladaptionsantrieb (Aktivlenkung)	el. Außenspiegelverstel- lung
		Standheizungspumpe
		Umlaufpumpe Heizkreis

Tab. 2.2: Eingliederung von Kleinantrieben im Kfz

- **Sicherheitsbezogene Antriebe:** Antriebe, die direkt oder indirekt zu einem sicheren Fahrverhalten bzw. der sicheren Handhabung des Fahrzeuges beitragen.
- **Komfortbezogene Antriebe:** Antriebe, die nicht wesentlich für die Funktion des Kfz sind, jedoch den Komfort des Fahrers und der Passagiere erhöhen.

Anhand dieser Einteilung können alle Kleinantriebe im Kfz, auch zukünftig auftretende Typen, eindeutig einer Gruppe zugewiesen werden.

Tab. 2.2 zeigt die Eingliederung am Beispiel einiger gewählter Kleinantriebe in die oben aufgeführten Gruppen.

Die Anzahl der im individuellen Fahrzeug eingesetzten Kleinantriebe ist sehr unterschiedlich und kann stark von dem Durchschnittswert in Abb. 2.1 abweichen. Anhand der Datenbasis in [56] stellt sich die Eingliederung bei einem Kraftfahrzeug der oberen Mittelklasse (Segmentierung siehe [59]) entsprechend Abb. 2.2 dar.

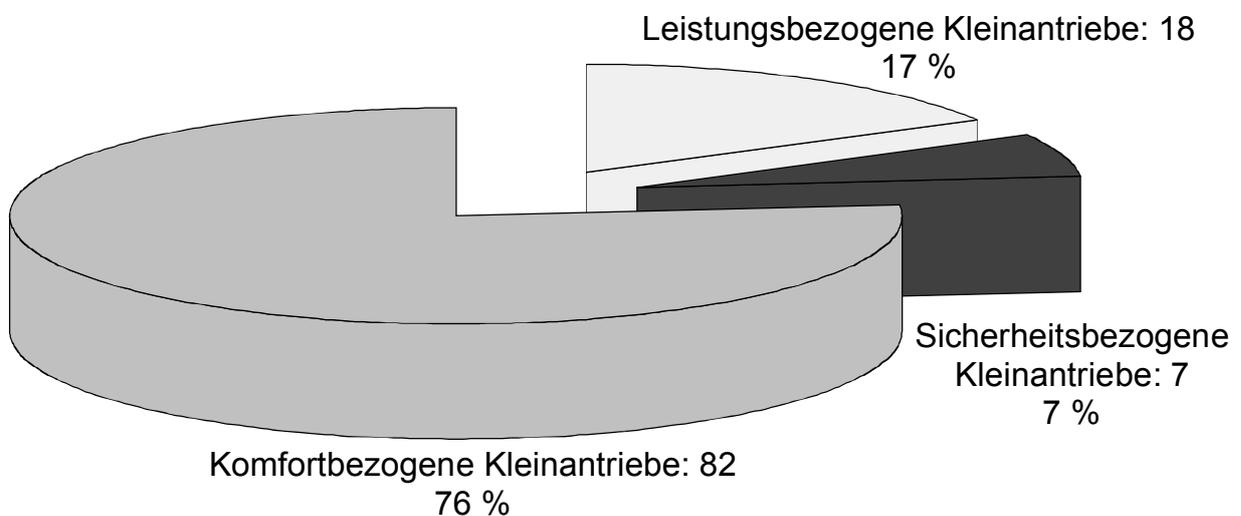


Abb. 2.2: Antriebsaufteilung bei einem Kfz der oberen Mittelklasse

2.2 Allgemeine Anforderungen an Kleinantriebe

Die Anforderungen an elektrische Kleinantriebe in Kraftfahrzeugen sind vielfältig und können, je nach Einsatzbereich, stark differieren.

Wichtige allgemeine Anforderungen für elektrische Antriebe sind:

Leistungscharakteristik:

Entsprechend der Anwendung, in welcher der Kleinantrieb eingesetzt werden soll, muss der Motor eine bestimmte Leistungscharakteristik bzw. einen vorgegebenen Arbeitspunkt aufweisen. Diese Anforderung kann durch die Motorkennlinie (vgl. Abb. 3.4) definiert und überprüft werden.

Betriebsart:

In Bezug auf die Betriebszeit lassen sich Antriebe in Dauer- und Kurzzeitläufer unterscheiden. Kurzzeitläufer haben im Vergleich zu Dauerläufern andere Anforderungen an Material und Entwärmung, da sie lediglich für eine kurze Betriebsdauer ausgelegt sind.

Preis-Leistungsverhältnis:

Im Gegensatz zu Applikationen in der Industrie, wo oftmals hochpräzise Antriebe eingesetzt werden, ist bei allen Kleinantrieben im Kfz-Bereich der Preis eine sehr wichtige Anforderung. Im Allgemeinen stellt diese Anforderung das entscheidende Auswahlkriterium zwischen verschiedenen Motoren dar, wenn diese die geforderten technischen Bedingungen (z.B. Leistungscharakteristik, Lebensdauer usw.) erfüllen. So ergibt sich insbesondere bei hohen Stückzahlen bereits bei geringen Preisunterschieden für den Einzelantrieb eine große Gesamtpreisdifferenz.

Lebensdauer:

Kleinantriebe werden typischerweise ohne Wartung betrieben. Einige Antriebsbaugruppen unterliegen einem Verschleiß. Bei Ausfall einer verschlissenen Baugruppe wird meist der gesamte Antrieb ersetzt, die Lebensdauer des Antriebs ist in diesem Falle erreicht.

Zuverlässigkeit:

Die Anforderungen an die Zuverlässigkeit eines Antriebs hängen sehr stark von der vorliegenden Anwendung ab. So ist diese Anforderung insbesondere bei Antrieben der sicherheitsbezogenen Gruppe, die sich im Bereich der Fahrzeugsteuerung oder des Fahrverhaltens befinden und dies beeinflussen können, entscheidend.

Temperaturempfindlichkeit:

Je nach Einbauort im Fahrzeug ist der Antrieb unterschiedlichen Umgebungstemperaturen ausgesetzt. Die verwendeten Materialien müssen den vorliegenden klimatischen Bedingungen widerstehen, ohne in ihrer Funktion aus dem geforderten Rahmen zu fallen oder irreversiblen Schaden zu nehmen.

Geräusentwicklung:

Die Geräusentwicklung eines Kleinantriebes kann von den Fahrzeuginsassen als störend empfunden werden. Daher haben besonders Antriebe, die sich nahe der Fahrzeuginsassen (z.B. im Fahrzeuginnenraum) befinden oder an geräuschverstärkenden Körpern befestigt sind, hohe Anforderungen an einen geräuscharmen Betrieb. Maßgeblichen Einfluss auf die Geräusentwicklung hat der erzeugte Drehmomentverlauf bzw. die Drehmomentwelligkeit des Antriebs. Die Bildung des Drehmoments sowie die Faktoren für die erzeugte Welligkeit für einen BLDC-Motor wird im Kapitel 3.1 erläutert.

Wirkungsgrad:

Anforderungen an einen hohen Wirkungsgrad ergeben sich typischerweise bei Antrieben mit einer hohen (Abgabe-) Leistung und in Applikationen, in denen die erzeugte Verlustwärme schlecht abgeführt werden kann.

EMV:

Unter EMV versteht man die **Elektro-Magnetische-Verträglichkeit**. Einige Antriebe erzeugen Störimpulse elektromagnetischer Art, welche andere Geräte, die empfindlich auf diese Impulse reagieren (z.B. Radio), in ihrer Funktion beeinträchtigen. Es bestehen in den verschiedenen Bereichen des Kraftfahrzeuges unterschiedlich hohe Anforderungen an die EMV eines Antriebes.

2.3 Anforderungen an bestimmte Kleinantriebe

Im Folgenden werden aus der Vielzahl möglicher Kleinantriebsanwendungen einige häufig verwendete Antriebe ausgewählt und hinsichtlich ihrer Anforderungen untersucht.

Hierbei wird zwischen Antrieb und Motor unterschieden. Ein Antrieb ist die Gesamtkomponente, also beispielsweise ein Gebläseantrieb bestehend aus dem Motor, dem Lüfterrad und der Elektronik. Bei dem Motor handelt es sich um den Energiewandler von elektrischer in mechanische Energie.

Für eine übersichtliche Gegenüberstellung der einzelnen Anforderungen werden Kleinantriebe, entsprechend ihrer Funktion, in folgende Gruppen untergliedert:

- Pumpen
- Gebläse
- Stellantriebe
- Sonstige Kleinantriebe

Für diese Funktionsgruppen werden allgemeine, grundsätzliche Eigenschaften und Anforderungen erläutert, die besonders wichtig sind. Zur genaueren Spezifikation der allgemeinen Forderungen sind in jeder Gruppe einzelne Antriebe tabellarisch mit technischen und geometrischen Daten bzw. Anforderungen aufgeführt. Bei diesen Antrieben handelt es sich um einige speziell ausgewählte Typen. Die aufgeführten Daten sind als Größenordnung zu verstehen und wurden aus

entsprechenden Anforderungen von Kfz-Herstellern erarbeitet. Da es sich um Angaben für spezielle Antriebe handelt, sind die Daten nicht allgemeingültig auf alle Antriebe des entsprechenden Typs übertragbar. Zudem besteht kein Anspruch auf Vollständigkeit der Datenbasis. Die Übersichten sollen lediglich eine Vorstellung der Größenordnung für die Anforderungen an den Antriebstyp in der entsprechenden Applikation geben.

2.3.1 Pumpen

Pumpen sind in allen Gruppen des Kraftfahrzeuges zu finden, d.h. im Leistungs-, Sicherheits- und Komfortbereich. Der mechanische Arbeitspunkt kann unmittelbar über die hydraulische Leistung unter Berücksichtigung des hydraulischen Wirkungsgrads ermittelt werden, da die Motorwelle bei diesen Antrieben typischerweise direkt mit dem Förderelement der Pumpe verbunden ist.

Pumpen können als Dauerläufer (z.B. Kraftstoffpumpe) oder als Kurzzeitläufer (z.B. ABS-Pumpe) ausgeführt sein. Je nach Betriebsart unterscheidet sich die Anforderung an die Lebensdauer (vgl. Tab. 2.3).

Aufgrund des weiten Einsatzfeldes von Pumpen im Kfz stellen sich die Anforderungen an Zuverlässigkeit, Temperatur, Geräuscentwicklung, Wirkungsgrad und EMV-Belastung sehr unterschiedlich dar. So ist beispielsweise die Temperaturanforderung an eine Kraftstoffpumpe im Vergleich zu einer Wasserpumpe geringer, da letztere direkt am Kühlkreislauf im temperaturintensiven Motorraum angebracht ist. Die Geräuschanforderungen sind dagegen bei der Kraftstoffpumpe höher, da diese in einem geräuschverstärkenden Körper (Kraftstofftank) untergebracht ist.

Eine wichtige spezielle Anforderung, die für alle Pumpen gilt, ist die Dichtheit des Förderkreislaufs. Um korrosionsanfällige aktive Baugruppen zu schützen ist

Motortyp	Kraftstoffpumpe	Zusatzwasserpumpe	ABS-Pumpe
Fördermenge	120...240 l/h	600...1800 l/h	500...1000 l/h
Förderdruck	600 kPa	10 kPa	< 200 MPa
Fördermedium	Kraftstoff	Kühlmittel	Bremsflüssigkeit
Motordrehmoment	0,1...0,15 Nm	ca. 0,02 Nm	0,3...0,75 Nm
Motordrehzahl	4500...6000 1/min	ca. 3000 1/min	1800 ...3000 1/min
Umgebungstemperaturbereich	-40°C...+80°C	-40°C...+120°C	-40°C...+120°C
Temperatur des Fördermediums	-40°C...+105°C	-40°C...+135°C	-40°C...+120°C
Antriebslänge	ca. 50 mm	100...170 mm	30...60 mm
Antriebsdurchmesser	< 70 mm	60...70 mm	ca. 70 mm
Antriebsgewicht	0,4...0,5 kg	0,2...0,4 kg	0,45...0,9 kg
Geräuscentwicklung	kritisch	≤ 45 dB (A)	keine Forderung bekannt
Lebensdauer	bis 10.000 h	bis 3000 h	bis 50 h

Tab. 2.3: Typische Anforderungen an ausgewählte Pumpen

diese Forderung auch innerhalb der Pumpe gegeben. Tab. 2.3 zeigt typische Anforderungen an ausgewählte Pumpen im Kfz.

2.3.2 Gebläse

Im Kraftfahrzeug gibt es zwei Haupteinsatzgebiete für Gebläse. Dabei handelt es sich um die Motorkühlung und die Innenraumklimatisierung. In beiden Anwendungen werden die Antriebe als Dauerläufer betrieben. Eine ähnliche Anforderung besteht daher in Bezug auf die Lebensdauerforderung bei diesen Gebläsetypen. Die Kraftübertragung an das Lüfterrad erfolgt direkt, ohne zwischengeschaltetes Getriebe.

Aufgrund der Einbauposition im Motorraum sind die Temperaturanforderungen an das Motorkühlgebläse im Vergleich höher. Weitere Unterschiede ergeben sich bei der Geräuschanforderung. Bei der Motorkühlung sind Anforderungen diesbezüglich geringer, wenn auch nicht vernachlässigbar. Klimagebläse werden in einem großen Drehzahlbereich betrieben. Da dieses Gebläse die pneumatische Leistung unmittelbar in den Fahrzeuginnenraum abgibt, existieren hohe Anforderungen an eine geringe Geräusentwicklung. Ein Dauerbetrieb des Klimagebläses findet meist im geringeren Drehzahlbereich statt, daher wird die Anforderung typischerweise in diesem Bereich definiert.

Ein weiteres wichtiges Qualitätskriterium ergibt sich bei Gebläsen im Wirkungsgrad, da diese Antriebe mit einer, im Vergleich zu den meisten anderen Kleinantrieben, hohen Leistung ausgeführt werden. Um erzeugte Verluste im Rahmen zu halten und so eine unnötig hohe Belastung des Bordnetzes bzw. eine starke Antriebserhitzung zu vermeiden, müssen sie einen hohen Wirkungsgrad aufweisen.

Tab. 2.4 stellt einen Vergleich typischer Anforderungen an Motorkühl- und Klimagebläse dar.

2.3.3 Stellantriebe

Der Einsatzbereich von Stellantrieben im Kfz ist vielfältig. Sie sind in allen erläuterten Gruppen des Kraftfahrzeuges zu finden, im Leistungs-, Sicherheits-

Motortyp	Motorkühlung	Klimagebläse
Fördermenge	1800...5400 m ³ /h	400...600 m ³ /h
Motornendrehmoment	0,6...2,2 Nm	≤ 0,45 Nm
Motornendrehzahl	2000...2700 1/min	2000...5500 1/min
Umgebungs- temperaturbereich	-40°C...+120°C	-40°C...+80°C
Motorlänge	100...130 mm	ca. 110 mm
Motordurchmesser	50...70 mm	ca. 75 mm
Motorgewicht	≤ 5,5 kg	0,8...1,3 kg
Wirkungsgrad	70...85 %	> 70 %
Geräusentwicklung	75...80 dB(A)	ca. 50 dB(A) bei 1500 1/min
Lebensdauer	2000...3000 h	ca. 2500 h

Tab. 2.4: Typische Anforderungen an ausgewählte Gebläsemotoren

Motortyp	Sitzverstellung	Fensterheber	Schiebedach
Antriebsdrehmoment im Anlauf	3,5...20 Nm	8 ...15 Nm	4...16 Nm
Antriebsdrehzahl	10...900 1/min	50...80 1/min	50...150 1/min
Motordrehmoment im Anlauf	0,4...0,75 Nm	0,35...0,4 Nm	0,25...0,6 Nm
Motornendrehzahl	3000...5000 1/min	ca. 5800 1/min	2000...4200 1/min
Umgebungs-temperaturbereich	-40°C...+80°C	-40°C...+80°C	-40°C...+90°C
Antriebslänge	95...135 mm	150...180 mm	165...200 mm
Antriebsbreite	35...45 mm	100...180 mm	ca. 90 mm
Antriebsgewicht	0,45...0,6 kg	0,5...0,7 kg	0,66...0,75 kg
Motorlänge	75...90 mm	100...130 mm	ca. 100 mm
Motordurchmesser	30...42 mm	30...40 mm	39...42 mm
Lebensdauer	15.000...25.000 Zyklen	10.000...20.000 Zyklen	10.000...20.000 Zyklen

Tab. 2.5: Typische Anforderungen an ausgewählte Stellantriebe

und Komfortbereich. Sie werden als Kurzzeitläufer betrieben und haben die Funktion bestimmte Stellglieder in eine gewünschte Position zu befördern. Aufgrund dieser Betriebsart wird die Lebensdauer von Stellantrieben in Zyklen angegeben. Stellantriebe können grundsätzlich mit oder ohne Getriebe ausgeführt sein. Bei integriertem Getriebe vergrößern sich die Antriebsabmessungen entsprechend der Getriebegröße.

Eine allgemeine Aussage hinsichtlich der Anforderungen an die Zuverlässigkeit, die Temperaturempfindlichkeit, die Geräuschentwicklung, den Wirkungsgrad und die EMV-Belastung kann wegen des weiten Einsatzgebietes dieser Antriebe nicht gegeben werden. Aus diesem Grund unterscheidet sich auch die Priorität der Anforderungen für Stellantriebe je nach Applikation.

Tab. 2.5 zeigt eine Übersicht typischer Anforderungen für einige ausgewählte Stellantriebe.

2.3.4 Sonstige Kleinantriebe

In der Gruppe „Sonstige Kleinantriebe“ sind alle Antriebe eingegliedert, die nicht einer der bereits beschriebenen Funktionsgruppen zuzuordnen sind.

Aufgrund der Vielzahl unterschiedlichster Anwendungen, in denen diese Typen zu finden sind, kann auch hier keine allgemeine Aussage zu den Anforderungen aus Kapitel 2.2 getroffen werden.

Als Beispiele für sonstige Kleinantriebe werden im Folgenden ein Kraftfahrzeuganlasser sowie ein Scheibenwischerantrieb betrachtet. Damit sind zwei grundsätzlich verschiedene Typen aufgeführt. Während der Anlasser im Kurzzeitbetrieb eine sehr hohe Antriebsleistung erzeugt, ist der Scheibenwischer als Dauerläufer mit mehreren Drehzahlstufen (und somit Leistungsstufen) konzipiert.

Motortyp	Pkw-Anlasser	Pkw-Scheibenwischer
Antriebsdrehmoment	80...130 Nm	2...6 Nm
Antriebsdrehzahl	80...115 1/min	≤ 160 1/min
Motordrehmoment	5...9 Nm	ca. 0,06 Nm
Motordrehzahl	1000...1600 1/min	≤ 4000 1/min
Umgebungs- temperaturbereich	-40°C...+120°C	-40°C...+80°C
Antriebslänge	147...200 mm	ca. 180 mm
Antriebsdurchmesser	ca. 70 mm + Steckeranschluss	60...70 mm
Antriebsgewicht	2,5...3,5 kg	≤ 1 kg
Motorlänge	100...130 mm	ca. 100 mm
Motordurchmesser	70 mm	60 mm
Lebensdauer	ca. 40.000...50.000 Startungen	ca. 1,5 Mio. Wischzyklen

Tab. 2.6: Typische Anforderungen an ausgewählte sonstige Kleinantriebe

Beide betrachteten Antriebe besitzen ein Getriebe. Die jeweiligen typischen technischen und geometrischen Daten bzw. Anforderungen sind in Tab. 2.6 aufgeführt.

Mit den Erläuterungen in diesem Kapitel wurde aufgezeigt, dass bei verschiedenen Anwendungen unterschiedliche Prioritäten hinsichtlich der Anforderungen an Kleinantriebe bestehen. Die Forderung nach einem guten Preis-Leistungsverhältnis wurde hierbei nicht explizit erwähnt, sie besteht jedoch für alle Kleinantriebe im Kfz. In den meisten Fällen stellt diese Anforderung, sofern es sich nicht um eine Applikation in einem besonderen (z.B. sehr sicherheitskritischen) Bereich handelt, das entscheidende Kriterium bei der Auswahl eines Kfz-Kleinantriebes dar.

Kapitel 3

BLDC-Motoren

3.1 Funktionsprinzip

Bei BLDC-Motoren wird die Kommutierung elektronisch mittels einer Motorelektronik durchgeführt. Abb. 3.1 zeigt eine häufig verwendete Kombination zwischen elektronischer Stromwendung und dem elektromagnetischen Teil des BLDC-Motors.

Die Motorelektronik setzt sich aus einer Leistungs- und einer Steuerelektronik zusammen. Funktion der Steuerelektronik ist die Betätigung der elektronischen Schalter. Die Leistungselektronik, in Abb. 3.1 dargestellt, setzt sich aus den Hauptkomponenten elektronische Schalter S und dem Betriebskondensator C_B zusammen. Als Schalter werden typischerweise Transistoren des Typs IGBT oder MOSFET [7] eingesetzt, sie schalten die einzelnen Motorstränge ein bzw. aus und bestromen auf diesem Wege die zugehörigen Wicklungen. Der Betriebskondensator sorgt für die erforderliche Netzstabilität, er kompensiert vorhandene Spannungsschwankungen und leitet Wechselstromanteile, die im Betrieb erzeugt werden.

Im Gegensatz zu DC-Motoren findet die magnetische Erregung dieser Motoren auf der Rotorseite statt und erfolgt praktisch ausschließlich mit Hilfe von Perma-

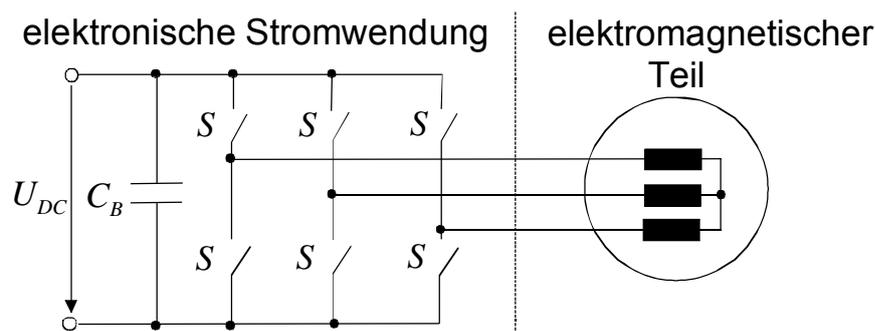


Abb. 3.1: Stromwendungsprinzip bei dem BLDC-Motor

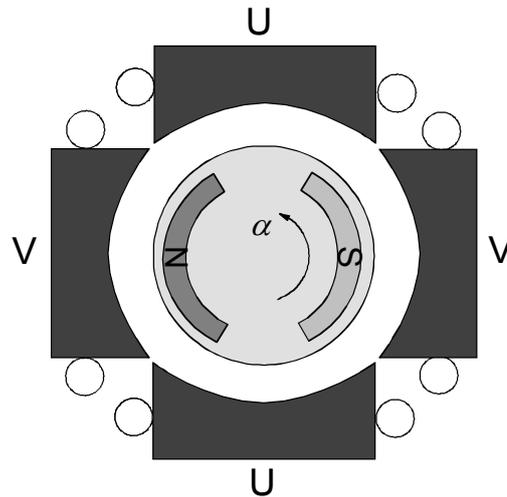


Abb. 3.2: Zweisträngiger BLDC-Motor

nentmagneten, während der Stator mit einer Wicklung versehen ist. Die elektronische Kommutierung findet beim BLDC-Motor auf der Statorseite statt.

Um ein Betriebsverhalten mit einem möglichst hohen und konstanten Drehmoment zu erzeugen muss die Statorwicklung, das Erregerfeld der Permanentmagnete und der Bestromungsverlauf bei dem BLDC-Motor sorgfältig aufeinander abgestimmt werden. Diese Abstimmung hat einen entscheidenden Einfluss auf die Kosten des Motors, daher wird sie im Folgenden am Beispiel eines zweisträngigen BLDC-Motors entsprechend Abb. 3.2 erläutert.

Die beiden gebräuchlichsten Bestromungsverläufe sind Block- und Sinusbestromung. Bei der Blockbestromung werden die Wicklungen zyklisch im Bereich zwischen $+i_{s,max}$ und $-i_{s,max}$ geschaltet, wobei $i_{s,max}$ dem Maximalwert des vorhandenen Strangstroms entspricht. Bei einem mehrsträngigen Motor werden die einzelnen Wicklungen phasenverschoben angesteuert, um ein umlaufendes Statorfeld zu erzeugen, dem der Permanentmagnet des Rotors folgt. Abb. 3.3 a) zeigt die Blockbestromung für den zweisträngigen BLDC-Motor.

Bei der Sinusbestromung werden die Stränge nicht ein- und ausgeschaltet, sondern dauerhaft mit einem sinusförmigen Verlauf bestromt (Abb. 3.3 Teil b)).

Der Bestromungszeitpunkt der einzelnen Stränge (Index s) ist bestimmend für das innere Drehmoment des Motors, was auch aus folgender Gleichung hervorgeht [16]:

$$M_i = \frac{1}{2} \cdot \sum_{s=1}^v \frac{d\Psi_{E,s}}{d\alpha} \cdot i_s \quad (3.1)$$

In dieser Gleichung entspricht $d\Psi_{E,s}/d\alpha$ der Änderung der magnetischen Flussverkettung in Abhängigkeit vom Rotorlagewinkel α und i_s dem Strangstrom.

Aus der Berechnung folgt, dass ein maximales Drehmoment existiert, wenn die Erregerflussverkettungsänderung in der Wicklung mit dem Bestromungsverlauf in Phase liegt. Dieser Zusammenhang in Abhängigkeit von der Rotorlage α ist in Abb. 3.3 dargestellt ($\alpha = 0$ entspricht der Rotorposition in Abb. 3.2).

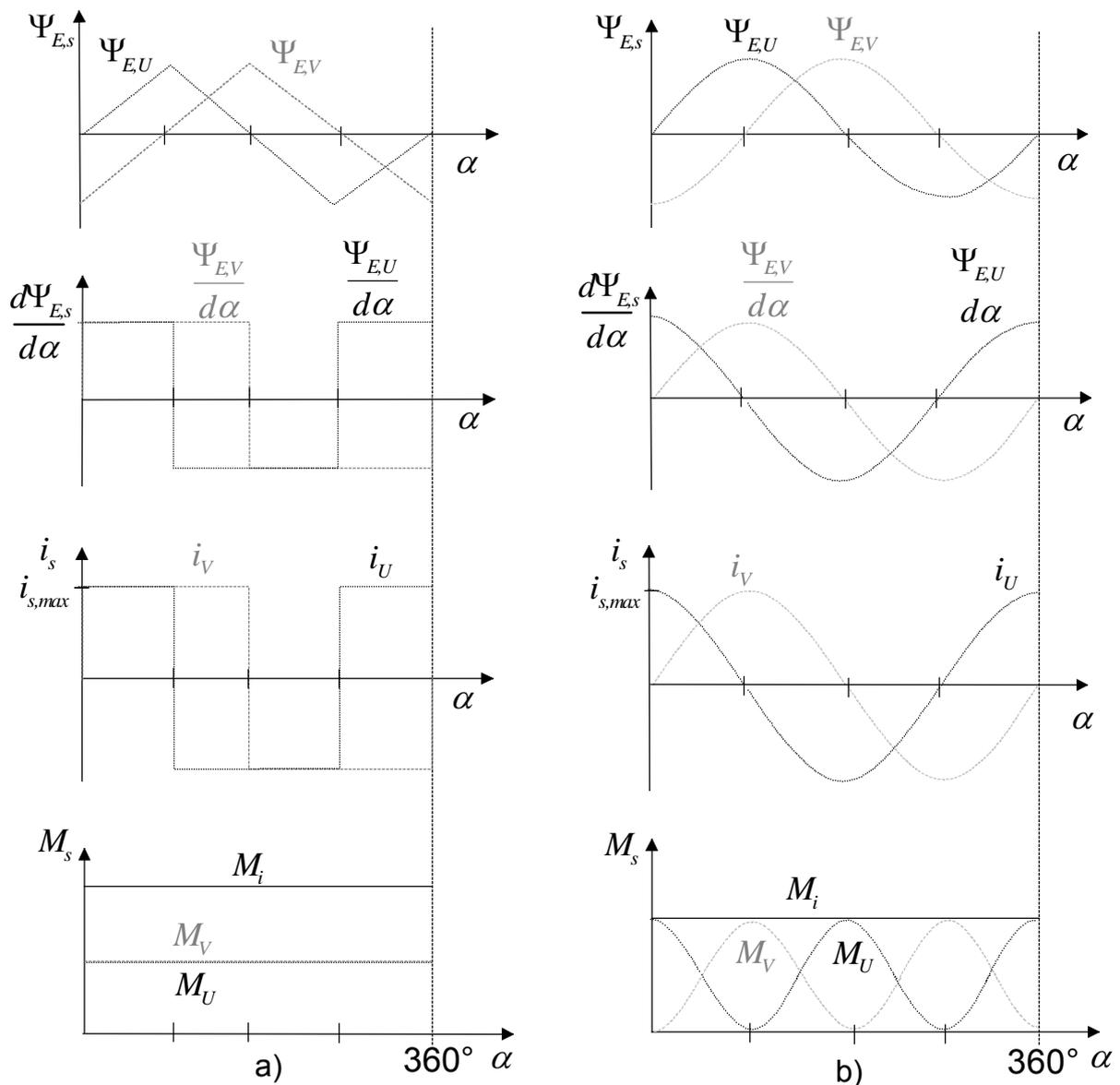


Abb. 3.3: Idealisiert betrachtete Flussverkettung, Flussverkettungsänderung und Bestromung bei einem zweisträngigen BLDC-Motor
a) Blockbestromung b) Sinusbestromung

Die in Abb. 3.3 gezeigte Abstimmung zwischen Flussverkettung des Permanentmagneten ($\Psi_{E,s}$), Änderung der Flussverkettung über die Rotorlage im Wicklungsstrang ($d\Psi_{E,s}/d\alpha$) und dem Bestromungsverlauf wird praktisch wie folgt für die beiden dargestellten Bestromungsstrategien durchgeführt:

Der dreieckige Flussverkettungsverlauf wird typischerweise durch radial aufmagnetisierte Permanentmagnete erzeugt. Ein sinusförmiger Flussverkettungsverlauf nach Teil b) wird dagegen durch eine parallele (diametrale) Aufmagnetisierung der Permanentmagnete erreicht [vgl. 14,16].

Die Wicklung wird in Hinblick auf die dargestellten Verläufe der Flussverkettungsänderung optimiert. Als Maß für die Wirkung der Wicklung dienen im Allgemeinen die sog. Wicklungsfaktoren, welche die Amplitude und das Vorzeichen der einzelnen Harmonischen ermitteln [vgl. 2; 12].

Letztlich ist die Wicklung zur Erzeugung des dargestellten Drehmomentverlaufs in der gezeigten Form zu bestromen (Abb. 3.3). Bei Blockbestromung ergibt sich vor allem bei hohen Drehzahlen häufig ein Problem durch die vorhandenen Stranginduktivitäten. Diese Induktivitäten haben eine Stromanstiegszeit zur Folge, die sog. Kommutierungszeit. Aus dem gezeigten rechteckigen Stromverlauf wird ein trapezformähnlicher Verlauf. Als Folge ist das Erregerfeld nicht mehr genau mit dem Bestromungsverlauf abgestimmt, es ergibt sich ein Betrieb mit Drehmomentwelligkeiten. Dies führt unter Anderem zu einer erhöhten Geräuschentwicklung des Antriebs (vgl. Kap.2.2).

Der dargestellte sinusförmige Bestromungsverlauf im Teil b) der Abbildung ist vergleichsweise aufwändiger, bei gegebener Versorgungsspannung U_{DC} , zu erzeugen. Zudem ist im Vergleich zur Blockbestromung eine genauere Rotorlagerfassung erforderlich, um den Winkel zwischen Erregerflussänderung und dem Bestromungsverlauf zu synchronisieren.

3.2 Betriebsverhalten

Bei einem symmetrischen Aufbau der einzelnen Stränge, d.h. es liegen gleiche magnetische, elektrische und geometrische Eigenschaften vor, ergibt sich für das innere Drehmoment M_i eines BLDC-Motors [vgl. 7; 11; 13; 14]:

$$M_i = I_{DC} \cdot c_M \cdot \Phi_E, \quad (3.2)$$

wobei c_M der Drehmomentkonstante des Motors und Φ_E dem Erregerfeld, welches durch die Permanentmagnete des Rotors erzeugt wird, entspricht. Das Drehmoment eines BLDC-Motors steigt proportional zum Motorstrom I_{DC} und hat damit einen prinzipiell vergleichbaren Verlauf zum DC-Motor mit Permanentmagnetanregung [vgl. 5; 7; 11; 13].

Entsprechend diesem Drehmomentverlauf weist die Drehzahl n , die mechanische Leistung P_{mech} und der Wirkungsgrad η einen analogen Verlauf zum DC-Motor auf. Für die Drehzahl gilt nach [5; 7]:

$$n = n_0 \cdot \left(1 - \frac{M_{mech}}{M_A} \right). \quad (3.3)$$

Die Leerlaufdrehzahl n_0 beschreibt die Drehzahl ohne Belastung ($M_{Last} = 0$) und lässt sich durch die Verknüpfung [11; 13]

$$n_0 = \frac{U_{DC}}{c_{ui}} \quad (3.4)$$

über die Versorgungsspannung des Motors U_{DC} und der Motorkonstante für die induzierte Spannung c_{ui} berechnen. Das mechanische Drehmoment M_{mech} folgt aus der Differenz zwischen dem inneren Moment M_i und dem Reibungsmoment M_{Reib} . Das Anlaufmoment M_A ($M_A = M_{(n=0)}$) ist das maximale Drehmoment, welches der Motor abgeben kann. Dieses Drehmoment wird durch

$$M_A = c_M \cdot I_A = c_M \cdot \frac{U_{DC}}{R_W} \quad (3.5)$$

mit dem Anlaufstrom I_A , der sich aus dem Verhältnis der Versorgungsspannung zum Wicklungswiderstand R_W ergibt, ermittelt [11; 13].

Die Berechnung für die mechanische Abgabeleistung des BLDC-Motors lautet

$$P_{mech} = 2 \cdot \pi \cdot n_0 \cdot \left(M_{mech} - \frac{M_{mech}^2}{M_A} \right) \quad (3.6)$$

und hat ihren Maximalwert bei halben Anlaufmoment [5].

Weiterhin kann der Motorwirkungsgrad nach [5] wie folgt abgeschätzt werden:

$$\eta_{Mot} = \left(1 - \frac{M_i}{M_A} \right) \cdot \left(1 - \frac{M_{Reib}}{M_i} \right). \quad (3.7)$$

Abb. 3.4 stellt entsprechende motortypische Belastungskennlinien eines BLDC-Motors dar. Diese Motorkennlinien weisen, entsprechend den oben aufgeführten Erläuterungen, einen prinzipiell vergleichbaren Verlauf zum Betriebsverhalten des DC-Motors mit Permanenterregung auf. Durch die zugehörige Ansteuerungselektronik können die Kennlinien verändert werden wenn diese Elektronik zusätzliche Steuerungsmerkmale beinhaltet:

Strombegrenzung: Die Strombegrenzung dient zum Schutz des BLDC-Motors und seiner Elektronik vor thermischer Überlastung. Dies wird praktisch mittels einer Pulsweitenmodulation (PWM) der Strangspannung durchgeführt [vgl. 13]. Der Einfluss dieser Steuerung ist in Abb. 3.5 im 1) gekennzeichneten Bereich abgebildet.

Mit dieser Regelung kann eine beliebige Stromstärke im Strang vorgegeben werden. Dadurch handelt es sich bei den dargestellten Kennlinien um Grenzkenn-

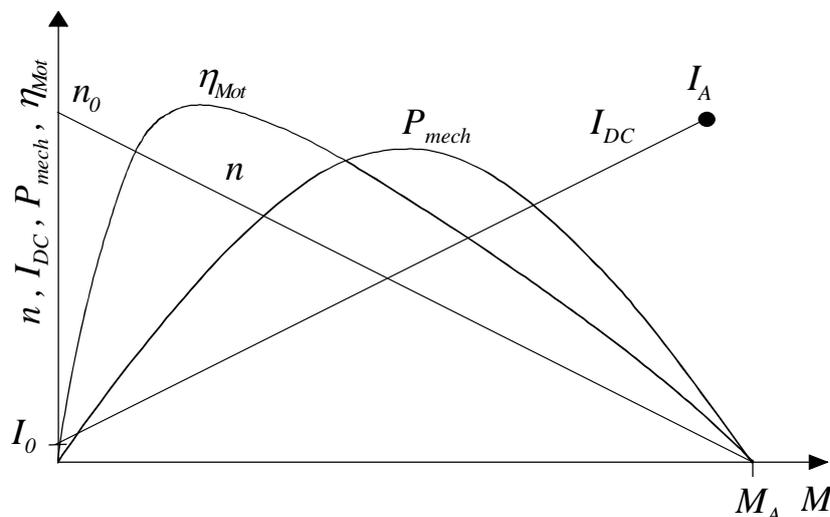


Abb. 3.4: Typische Belastungskennlinien eines BLDC-Motors [vgl. 5]

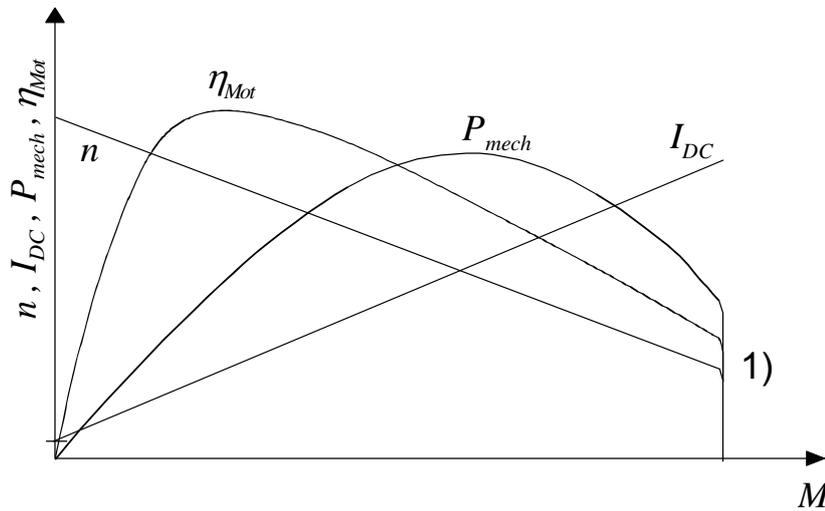


Abb. 3.5: Typische Belastungskennlinien mit Strombegrenzung

linien, d.h. es ist ein Betrieb im Teillastbereich mit beliebig vielen Betriebspunkten unterhalb diesen Kennlinien möglich.

Vorkommutierung: Im Vorkommutierungsbetrieb wird die Bestromung nicht genau, wie in Abb. 3.3 dargestellt, auf die Flussverkettungsänderung in der Wicklung abgestimmt. Sie wird früher vorgenommen. Dadurch ergibt sich ein typischer Feldschwächbetrieb, ein geringeres Drehmoment bei größerer Drehzahl [13]. Die Drehzahl-Drehmomentkennlinie hat eine andere Steigung, sie ist in Abb. 3.6 im 1) gekennzeichneten Bereich dargestellt.

Um eine möglichst vorteilhafte Betriebskennlinie zu erhalten wird die Vorkommutierung im Allgemeinen drehzahlabhängig gesteuert, dies ist in der Abbildung mit dem mit 2) bezeichneten Teil gezeigt. Voraussetzung zur Durchführung dieses Betriebes ist, dass die Rotorlage für alle Kommutierungszeitpunkte bekannt sein muss. Dies führt unter Umständen zu einem erhöhten finanziellen Aufwand für die Rotorlageerfassung.

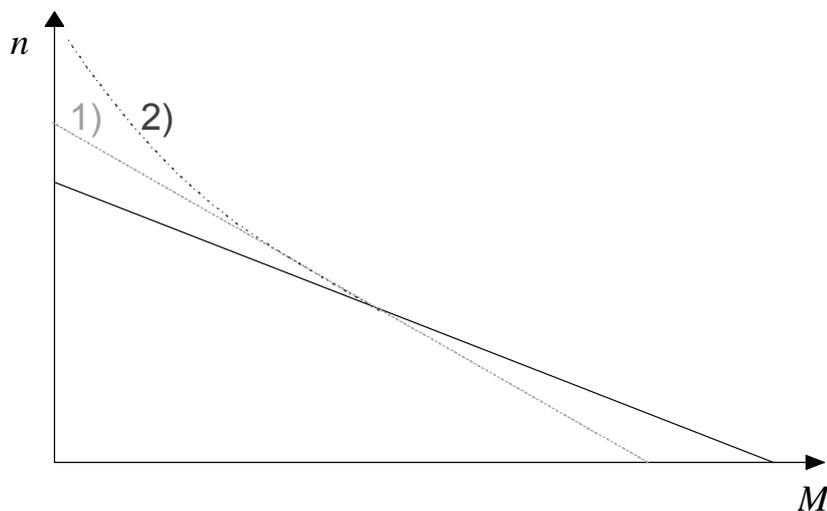


Abb. 3.6: Vorkommutierung im Drehzahl-Drehmomentverlauf

3.3 Motoreigenschaften

Für einen Kleinantrieb im Kfz-Bereich wird zumeist ein DC-Motor mit Permanentenerregung oder ein BLDC-Motor eingesetzt. Daher wird im Folgenden ein Vergleich dieser beiden Maschinentypen durchgeführt.

Aus dem grundsätzlichen Aufbau des BLDC-Motors, der elektronischen Kommutierung bzw. dem Wegfall des mechanischen Kommutatorsystems, ergeben sich Vor- und Nachteile entsprechend Tab. 3.1 im Vergleich zum DC-Motor. Die aufgeführten Vorteile werden im Folgenden näher erläutert:

Lebensdauer: Während die Lebensdauer des DC-Motors mit Kommutator im Kfz-Bereich generell durch den Bürstenverschleiß bestimmt wird, sind beim BLDC-Motor die Lager oder die Elektrolytkondensatoren der Motorelektronik lebensdauerbestimmend. Üblicherweise ist die Lebensdauer dieser Komponenten im Vergleich zur Bürstenstandzeit weitaus höher [vgl. 18; 21; 23].

Kein Bürstenfeuer im Betrieb: Aufgrund der elektronischen Kommutierung bei dem BLDC-Motor entfällt das Bürstenfeuer im Betrieb, daher kann dieser Typ problemlos in explosionsgefährdeten Räumen eingesetzt werden. Zudem entsteht durch das Bürstenfeuer ein Geräuschpegel, der beim BLDC-Motor prinzipbedingt nicht auftritt [vgl. 23].

Baulänge: Durch den Wegfall des Kommutatorsystems kann der BLDC-Motor mit einer geringeren axialen Länge ausgeführt werden. Die Baugröße des Kommutators ist vor allem von der Bestromungsstärke des DC-Motors abhängig [vgl. 21]. Für die Motorelektronik des BLDC-Motors gilt dagegen, dass sie keines bestimmten Einbauorts bedarf, sie kann je nach vorhandenem Raum angeordnet werden.

Steuerbarkeit: Eine erweiterte Steuerung im Teillastbereich (z.B. mehrere Drehzahlstufen eines Gebläsemotors) ist bei dem BLDC-Motor mit integrierter PWM-

Vorteile	Nachteile
Lebensdauer	Kostenvergleich
kein Bürstenfeuer im Betrieb	Verbreitung der Motortypen
Baulänge	EMV-Problematik
Steuerbarkeit	
Robuster Aufbau	
Wärmeabfuhr	
Polpaarzahl	
42V-Bordnetz	
Reibung	
Dynamik	
Wirkungsgrad	

Tab. 3.1: Eigenschaften des BLDC-Motors im Vergleich zum DC-Motor

Spannungssteuerung möglich. Bei dem DC-Motor muss, wenn hohe Verluste durch die Steuerung mit einem Vorwiderstand oder einem Linearregler vermieden werden sollen, eine zusätzliche Steuerung aufgebaut werden [vgl. 18; 21; 23].

Robuster Aufbau: Insbesondere die Motorelektronik eines BLDC-Motors ist empfindlich gegen äußere Einflüsse. Wenn diese Elektronik nicht unmittelbar am Motor angebracht ist, ergibt sich durch den Wegfall des Kommutatorsystems eine größere Robustheit. In diesem Falle ist der BLDC-Motor z.B. unempfindlicher gegen Verschmutzungen und besitzt eine höhere Schüttelfestigkeit.

Wärmeabfuhr: Die Wicklungs- sowie Eisenverluste stellen einen Großteil der Gesamtverluste dar, welche in Wärme umgewandelt werden. Diese Wärme entsteht beim BLDC-Motor im Stator und kann, bei außen liegendem Stator, gut über die vorhandene Oberfläche abgeführt werden. Bei dem DC-Motor entsteht die meiste Wärme im Anker, also im Rotor, und muss größtenteils über die Welle und die Lager oder durch eine entsprechende Durchlüftung abgeführt werden [vgl. 23].

Polpaarzahl: Eine Erhöhung der Polzahl führt, wenn die Anzahl der Lamellen nicht entsprechend erhöht wird, bei DC-Motoren zu einer Erhöhung der Lamellenspannung. Daraus folgt in den meisten Fällen ein erhöhter Bürstenverschleiß. Dies beschränkt übliche Gleichstromkleinantriebe auf eine Polpaarzahl von vier [vgl. 18; 23]. Beim BLDC-Motor können dagegen größere Polpaarzahlen realisiert werden.

42V-Bordnetz: Die Einführung des 42 V Netzes begünstigt den Einsatz von BLDC-Motoren, da die Auslegung der elektronischen Bauteile vor allem von der Stromstärke abhängt. Diese reduziert sich bei gleicher Leistung um den Faktor drei. Ein erhöhter finanzieller Aufwand entsteht für die Motorsteuerung durch das 42 V Bordnetz. Zur Erzeugung der benötigten 5V Spannung wird im Allgemeinen ein zusätzlicher Spannungswandler eingesetzt, da die Verluste einer Steuerung über Vorwiderstand bzw. Linearregler mit dieser Spannung besonders hoch sind. Bei DC-Motoren führt die höhere Lamellenspannung zu einem vermehrten Bürstenfeuer, eine Reduzierung der Bürstenstandzeit ist die Folge [vgl. 18; 23].

Reibung: Für einen guten elektrischen Kontakt zwischen Stator und Kommutator werden die Kohlebürsten beim DC-Motor über ein Federsystem auf den Kommutator gedrückt. Dadurch entsteht im Betrieb eine Reibung zwischen den Komponenten, entsprechende Verluste werden erzeugt und das nutzbare mechanische Drehmoment verringert.

Dynamik: Die Dynamik eines Motors ist das Verhältnis zwischen mechanischem Drehmoment und Massenträgheitsmoment des Rotors. Der Anker eines DC-Motors, welcher Kupferwicklungen und den Kommutator trägt, besitzt ein geringeres Leistungsgewicht bei gleichem Bauraum und hat häufig eine geringere Dynamik als der BLDC-Motor in Innenläuferausführung [vgl. 18].

Wirkungsgrad: Während beim DC-Motor das Kommutatorsystem verlustbehaftet ist, erzeugt der BLDC-Motor in der Motorelektronik zusätzliche Verluste. Bei der Ermittlung des Gesamtwirkungsgrades müssen diese Verlustmechanismen beim jeweiligen Motortyp mit berücksichtigt werden. Oft sind die zusätzlichen Verluste moderner Motorelektroniken geringer als Kommutatorverluste. Da dies jedoch nicht generell gilt, ist im individuellen Anwendungsfall zu überprüfen, welcher Motortyp sich mit einem günstigeren Gesamtwirkungsgrad darstellt [vgl. 18; 21].

Durch die elektronische Kommutierung ergeben sich jedoch nicht nur Vorteile, sondern auch die nachfolgend aufgeführten Nachteile:

Kostenvergleich: Können die Anforderungen an den Kleinantrieb in bestimmten Anwendungsgebieten durch beide Motortypen gleichermaßen erfüllt werden, stellt sich der DC-Motor in weiten Bereichen bisher als kostengünstiger dar. Der Bau eines Kommutators hat also gegenüber der elektronischen Kommutierung einen Kostenvorteil, weil neben der aufwändigen Ansteuerung des BLDC-Motors auch die Rotorlage erfasst werden muss. Dieser Vorteil kann sich jedoch bei Anwendungen mit einer geforderten Teillaststeuerung verringern bzw. unter Umständen sogar relativieren, da in diesem Fall zusätzliche Kosten meist nur für den DC-Motor entstehen.

Verbreitung der Motortypen: Direkt aus dem Kostenvorteil des DC-Motors abgeleitet ergibt sich eine große Verbreitung der DC-Motoren für Kleinantriebe im Kfz-Bereich. Demnach existiert bei vielen Motoren bezüglich Aufbau und Motorverhalten bereits eine langjährige Erfahrung. Häufig können leicht modifizierte „Standardmotoren“ in neuen Applikationen eingesetzt werden, wodurch sich die Entwicklungszeit bis zur Serienreife reduziert. Die Verbreitung von BLDC-Motoren ist dagegen im Kfz-Bereich nicht so groß, daher muss vielfach eine Neuentwicklung für geforderte Anwendungen durchgeführt werden. Dies ist mit entsprechend hohem Aufwand verbunden [vgl. 18; 21].

EMV-Problematik: Bei dem BLDC-Motor ergibt sich durch die Ansteuerung eine EMV-Problematik. Dieser Motortyp erzeugt vor allem bei Blockbestromung aufgrund der hohen Oberwellenfrequenzen, neben der Abstrahlung elektrischer Energie, leitungsgebundene Störungen. Bei dem DC-Motor entsteht durch das Bürstenfeuer während der Kommutierung eine EMV-Problematik. Zur Reduzierung dieser Problematik sind geeignete Entstörmaßnahmen einzusetzen.

Anhand der Anforderungen an einen elektrischen Kleinantrieb sowie der aufgeführten Eigenschaften ist im Einzelfall zu prüfen, ob sich der BLDC-Motor für einen vorliegenden Anwendungsfall eignet.

3.4 Baugruppen

In diesem Kapitel wird eine Übersicht der Baugruppen (Komponenten) sowie eine kurze Erläuterung deren Funktion gegeben. Diese Komponenten lassen sich durch das Funktionsprinzip ableiten. Abb. 3.7 zeigt die Baugruppen eines BLDC-Motors anhand eines häufig verwendeten Motoraufbaus.

Gehäuse: Die „äußere Hülle“ des Motors stellt das Gehäuse dar. Das Gehäuse hat die Funktion, die innen liegenden Baugruppen in der gewünschten Position zu befestigen und diese Gruppen, je nach Anwendung, vor äußeren Einflüssen zu schützen. Zudem wird der Motor am Gehäuse in seiner Arbeitsposition fixiert.

Der Stator setzt sich aus den Hauptkomponenten Statorblechpaket, Wicklung und dem Verschaltungselement zusammen.

Statorblechpaket: Das Statorblechpaket besteht aus einem magnetisch leitenden Material, welches die Funktion hat, den magnetischen Fluss gebündelt mit möglichst wenig Verlusten definiert zu leiten.

Wicklung: Die Wicklung sitzt beim BLDC-Motor im Stator und erzeugt das umlaufende Statormagnetfeld.

Verschaltungselement: Mit Hilfe des Verschaltungselements werden die einzelnen Spulen zu einer Wicklung zusammengeschaltet. Durch diese Komponente wird die Anzahl der am Motor herausgeführten elektrischen Anschlüsse reduziert.

Lager: Lager sind das mechanische Verbindungsglied zwischen dem Stator und dem Rotor. Da sich diese beiden Gruppen relativ zueinander bewegen, haben sie die Funktion, einen reibungsarmen Lauf über einen langen Zeitraum zu sichern.

Motorwelle: Die Motorwelle sitzt meist direkt auf den Lagern und bewegt sich mit der Rotordrehzahl. In diesem Fall wird die rotatorische Leistung des Motors

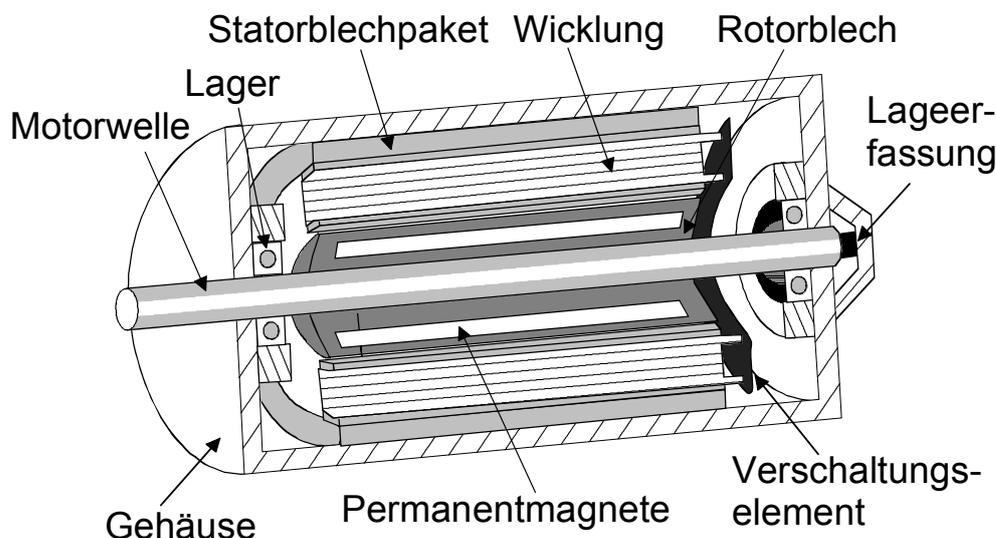


Abb. 3.7: Baugruppen eines BLDC-Motors

an dem, aus dem Motor ragendem, Wellenende z.B. an ein Getriebe oder Lüfterrad abgegeben. Alternativ kann die Motorwelle am Gehäuse fixiert sein, die erzeugte Leistung wird hierbei unmittelbar über den Rotor abgegeben. Dieser Aufbau wird bei den Wasserpumpenkonzepten in den Kapiteln 6 und 7 verwendet.

Der Rotor besteht aus den Hauptkomponenten Permanentmagnete und ggf. dem Rotorblech.

Permanentmagnete: Permanentmagnete erzeugen das magnetische Erregerfeld. Sie haben über den erzeugten Rotorfluss einen direkten Einfluss auf das Drehmoment und somit auf das Betriebsverhalten des Motors.

Rotorblech: Über das Rotorblech verläuft der magnetische Rückschluss im Rotor. Die Funktion dieser Komponente ist (analog zu dem Statorblechpaket), den magnetischen Fluss mit geringen Verlusten zu leiten.

Lageerfassung: Die Rotorwinkellageerfassung ist bei dem BLDC-Motor erforderlich, um die Wicklungsstränge bei Blockkommutierung zum richtigen Zeitpunkt bestromen bzw. die Ströme entsprechend der Rotorlage sinusförmig regeln zu können.

Motorelektronik: Diese Baugruppe ist in Abb. 3.7 nicht aufgeführt, da sie nicht direkt am Motor angebracht sein muss. Die Motorelektronik besteht aus der Leistungs- und Steuerelektronik. Diese Kombination hat die Funktion, die einzelnen Stränge entsprechend der gewünschten Bestromungsform zu bestromen.

3.5 Motorkonzepte

Grundsätzlich können BLDC-Motoren mit unterschiedlichen Motorkonzepten realisiert werden. In dieser Arbeit wird das Nut- und Klauenpolkonzept sowie die Ausführungsformen Innen- und Außenläufer berücksichtigt. Nachfolgend werden sie kurz erläutert.

3.5.1 Genuteter Stator

Bei diesem Konzept handelt es sich um die „klassische“ BLDC-Motorbauform. Unter einer Nut wird die „längliche Vertiefung in einem Werkstück zur Einpassung eines in der Form korrespondierenden Teils“ verstanden [27]. Dieses korrespondierende Teil ist die Wicklung, sie befindet sich in den Nuten. Aufgrund des Statoraufbaus ist das Konzept auch als „Zahnkonzept“ bekannt. Abb. 3.8 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines BLDC-Motors mit genutetem Ständer.

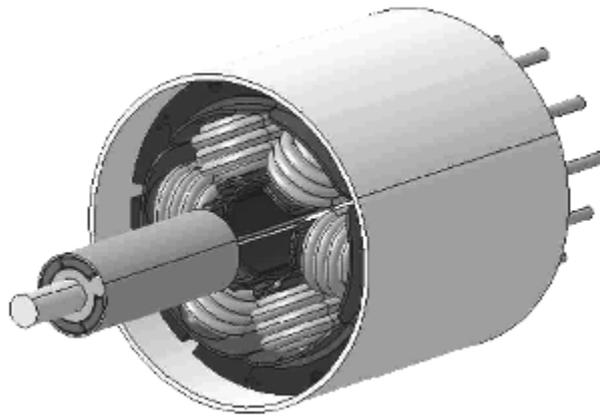


Abb. 3.8: Prinzipaufbau des BLDC-Motors mit genutetem Ständer

3.5.2 Klauenpolkonzept

Das Klauenpolkonzept ist eine Sonderbauform des BLDC-Motors. Bei diesem Konzept befindet sich die Klauenpolanordnung im Stator. Der Begriff Klaue ist als „die Packende, die Geballte, die Zusammendrückende, die Umfassende“ definiert [27]. Entsprechend dieser Definition umfasst das Statorblechpaket die Wicklung klauenartig. Jede Klaue erzeugt bei stromdurchflossener Wicklung einen magnetischen Pol.

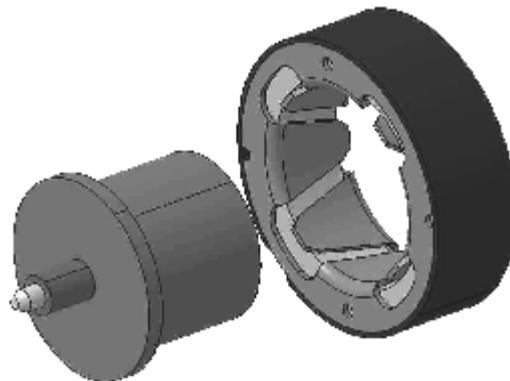


Abb. 3.9: Prinzipieller Aufbau einer Klauenpolmaschine

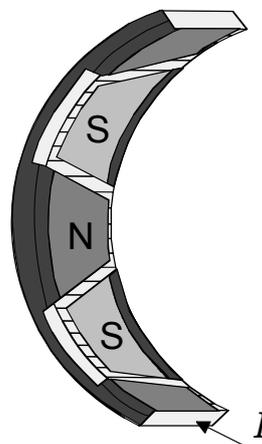


Abb. 3.10: Statorpolbildung der Klauenpolmaschine

Abb. 3.9 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Klauenpolmaschine. Bei diesem Aufbau können viele Statorpole mit einer einzelnen, einfachen Wicklung erzeugt werden. Je nach Stromrichtung in der Wicklung ergibt sich die Polorientierung der einzelnen Klauen. Abb. 3.10 stellt die Statorpolbildung der Klauenpolmaschine dar.

3.5.3 Innenläuferausführung

Bei der Innenläuferausführung befindet sich der Rotor im Inneren der Maschine. Anhand der allgemeinen Berechnung [vgl. 10] ergibt sich das Massenträgheitsmoment J von rotierenden Körpern über den Radius r , der Masse m , der Materialdichte ρ und dem Volumen V wie folgt:

$$J = \int_{(m)} r^2 * dm = \int_{(V)} \rho * r^2 * dV . \quad (3.8)$$

Bei einem Rotor, der eine konstante Dichte über den Radius und die Länge l besitzt, kann das Trägheitsmoment über

$$J_R = \frac{1}{2} * \pi * \rho * l_R * r_R^4 \quad (3.9)$$

bestimmt werden [vgl. 51]. In diesem Falle steigt das Massenträgheitsmoment mit der vierten Potenz zum Rotorradius. Aus diesem Zusammenhang lässt sich der Vorteil eines geringen Trägheitsmoments bei innen liegenden Rotoren ableiten, da der Radius vergleichsweise geringer ist.

Ein weiter Vorteil ergibt sich bei der Innenläuferausführung aufgrund der Statoranordnung in Bezug auf die Entwärmung (vgl. Erläuterungen im Kapitel 3.3).

3.5.4 Außenläuferausführung

Bei dem Außenläuferkonzept liegt der Rotor außen am Motor, er wird häufig direkt an der Last befestigt. Ein Beispiel dafür ist das Lüfterrad, das meist unmittelbar über den Rotor gespannt wird.

Durch den größeren Rotorradius hat diese Ausführung nach Gleichung (3.9) eine, im Vergleich zum Innenläufer, größere Massenträgheit. Als Folge besitzen Außenläufer im Allgemeinen eine größere Laufruhe und einen besseren Rundlauf. Zudem werden Drehzahl- und Drehmomentschwankungen besser geglättet.

Kapitel 4

Komponentenanalyse

4.1 Allgemeine Hinweise

In diesem Kapitel werden einzelne Komponenten nach technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten analysiert. Als Grundlage für die Konzeptentwürfe in den Kapiteln 6 und 7 werden die Komponenten nachfolgend in Abhängigkeit des Motorkonzepts betrachtet. Diese Betrachtungsweise bezieht sich auf BLDC-Motoren in Innen- und Außenläuferausführung sowie für die beiden Ansteuerungsstrategien Block- und Sinusbestromung.

Technische und wirtschaftliche Vergleiche zwischen einzelnen Materialien und Fertigungsverfahren sind als typische Größenordnungen zu verstehen, sie können in bestimmten Anwendungsfällen aufgrund unterschiedlicher Randbedingungen abweichen.

Die folgende wirtschaftliche Bewertung der einzelnen Komponenten wurde durch Anfragen bei Zulieferern sowie aus firmeninternen Erfahrungswerten bzw. Datenquellen ermittelt. Zur Darstellung der Daten ohne Verletzung der erforderlichen Vertraulichkeit wird ein sog. Kostenfaktor k für jede einzelne Komponente eingeführt. Jeweils die wirtschaftlich günstigste Komponente erhält den Kostenfaktor eins, alle anderen werden entsprechend ihres wirtschaftlichen Aufwandes mit einem Faktor größer eins bewertet. Das Verhältnis der Kostenfaktoren zwischen verschiedenen Komponenten (z.B. Elektroblech & Wickeldraht) kann aus Vertraulichkeitsgründen nicht angegeben werden. Aus diesem Grund werden auch allgemeine Fertigungskostenanteile, die hier nicht als Investitionen für speziell erläuterte Maschinen aufgeführt sind, zwar berücksichtigt, jedoch zahlenmäßig nicht angegeben.

Die grundsätzliche Unterscheidung der Kostenfaktoren material- und investitionsbezogen stellt sich wie folgt dar:

Ein materialbezogener Faktor bewertet das zugekaufte Material. Dieser wird, entsprechend einer sinnvollen Darstellung, auf verschiedene Größen bezogen:

- Massenbezogener Kostenfaktor: $1/\text{kg}$
- Volumenbezogener Kostenfaktor: $1/\text{m}^3$
- Flächenbezogener Kostenfaktor: $1/\text{m}^2$
- Stückkostenfaktor: $1/\text{Stk}$

Ein investitionsbezogener Kostenfaktor bezieht sich auf den Aufwand, der durch die Fertigungseinrichtung anfällt. Diese Kosten beinhalten den Invest für die Fertigungstechnik und werden wie folgt unterteilt:

- Jährlicher Investitionskostenfaktor: $1/a$
- Stückkostenfaktor: $1/\text{Stk}$

Diese Unterscheidung berücksichtigt die erforderliche Fertigungstaktzeit. Ist ein Fertigungsschritt näherungsweise unabhängig von der Geometrie der zu fertigen Komponente, können die Kosten unmittelbar auf die produzierte Stückzahl im Jahr umgerechnet werden. Im Falle einer hohen Geometrieabhängigkeit kann lediglich der jährliche Investitionskostenfaktor für eine Produktionsmaschine angegeben werden. Über die individuelle Anzahl erforderlicher Maschinen zur Fertigung der erwünschten Produktionsmenge kann der jeweilige Stückkostenfaktor im vorliegenden Anwendungsfall ermittelt werden.

Um verschiedene Konzepte aus wirtschaftlicher Sicht miteinander vergleichen zu können, werden alle nicht stückkostenbezogenen Faktoren über die jeweilige Bezugsgröße in einen sog. Kostenindex K umgewandelt. So führt beispielsweise die Multiplikation eines massebezogenen Faktors mit der erforderlichen Masse zu einem Kostenindex. Stückbezogene Faktoren werden über die Anzahl eingesetzter Komponenten in einen Kostenindex gewandelt.

Zu beachten ist, dass es sich bei diesem Index nicht um eine reale Währungsangabe handelt und unterschiedliche Faktoren zwischen den einzelnen Indizes bestehen (siehe Erläuterungen zum Kostenfaktor). Kostenindizes können also nicht ohne diese Faktoren addiert werden um eine Aussage über den wirtschaftlichen Gesamtaufwand eines Motors zu erhalten. Die Einführung des Kostenindex dient ausschließlich zur Erläuterung des grundsätzlichen Vorgehens zur wirtschaftlichen Vergleichbarkeit verschiedener Motorkonzepte.

Alle Kostenfaktoren und -indizes sind auf eine Produktionsmenge von einer Million Antrieben pro Jahr bezogen.

4.2 Konzeptunabhängige Komponenten

Im Folgenden werden Baugruppen analysiert, die keine unmittelbare Konzeptabhängigkeit aufweisen.

4.2.1 Statorblechpaket

4.2.1.1 Material

Das weichmagnetische Material des Statorblechpakets soll eine möglichst hohe magnetische Leitfähigkeit aufweisen. Diese Leitfähigkeit wird durch das materialabhängige Verlustverhalten und erforderliche Geometriebedingungen beeinflusst. Die im Statorblechpaket erzeugten Verluste unterteilen sich in Hysterese- und Wirbelstromverluste. Eine Berechnungsmethode zur Bestimmung der Einzelverluste ist beispielsweise in [12] aufgeführt. Beide Verlustanteile hängen, neben Faktoren für den Maschinentyp und fertigungstechnischen Einflüssen, von der Flussdichte im Material sowie der Ummagnetisierungsfrequenz ab.

Die Flussdichte kann durch eine vorteilhafte Geometriegestaltung beeinflusst werden. Die Ummagnetisierungsfrequenz ergibt sich bei einem geforderten Arbeitspunkt durch die Drehzahl und die Polpaarzahl des Motors [vgl.12].

Im Rahmen dieser Arbeit werden als Material für das Statorblechpaket nicht-kornorientierte, schlussgeglühte Elektrobleche nach DIN EN 10106 betrachtet.

Die, in Abb. 4.1 aufgeführten massebezogenen Kostenfaktoren beziehen sich auf Elektroblech, das auf Coils aufgerollt ist. Da die Blechdicke (z.B. 50) lediglich eine untergeordnete Rolle bei dem Einkaufspreis spielt, werden sie anhand der Verlustkennziffer (z.B. M400) gruppiert und dargestellt.

Entsprechend dieses spezifischen Kostenfaktors k_{Sb} lässt sich der Kostenindex $K_{Sb,Mat}$ über die vorliegende Masse des Statorblechpakets m_{Sb} wie folgt bestimmen:

$$K_{Sb,Mat} = k_{Sb} \cdot m_{Sb} \quad (4.1)$$

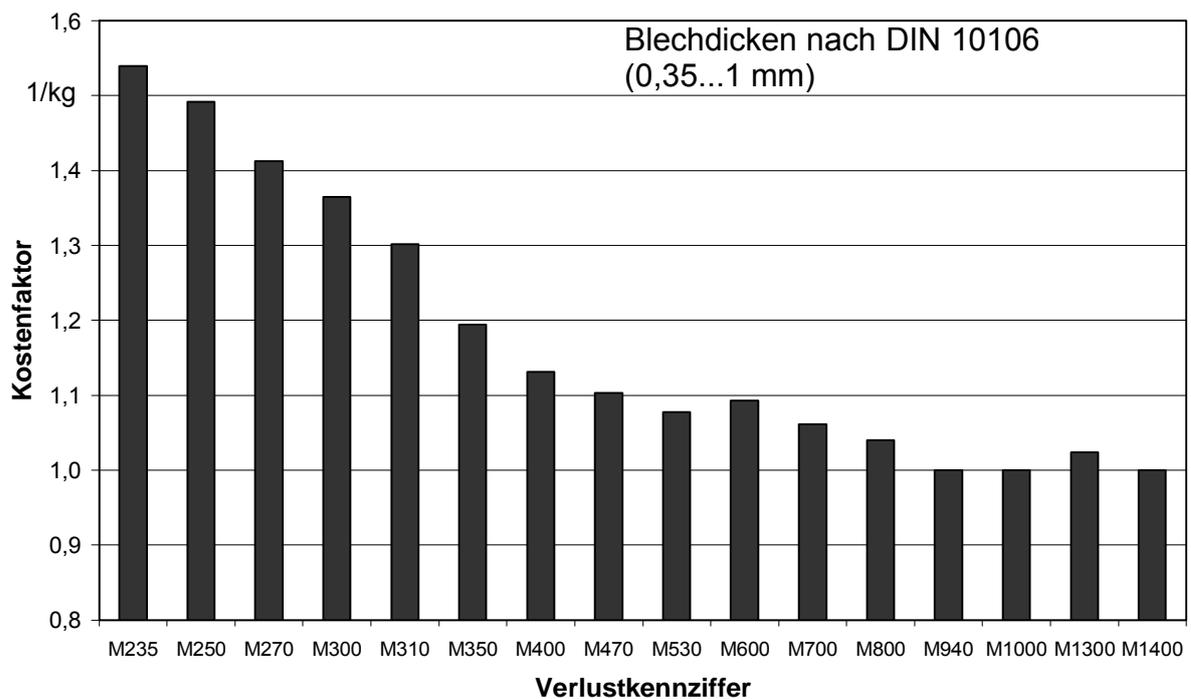


Abb. 4.1: Kostenfaktoren für Elektrobleche

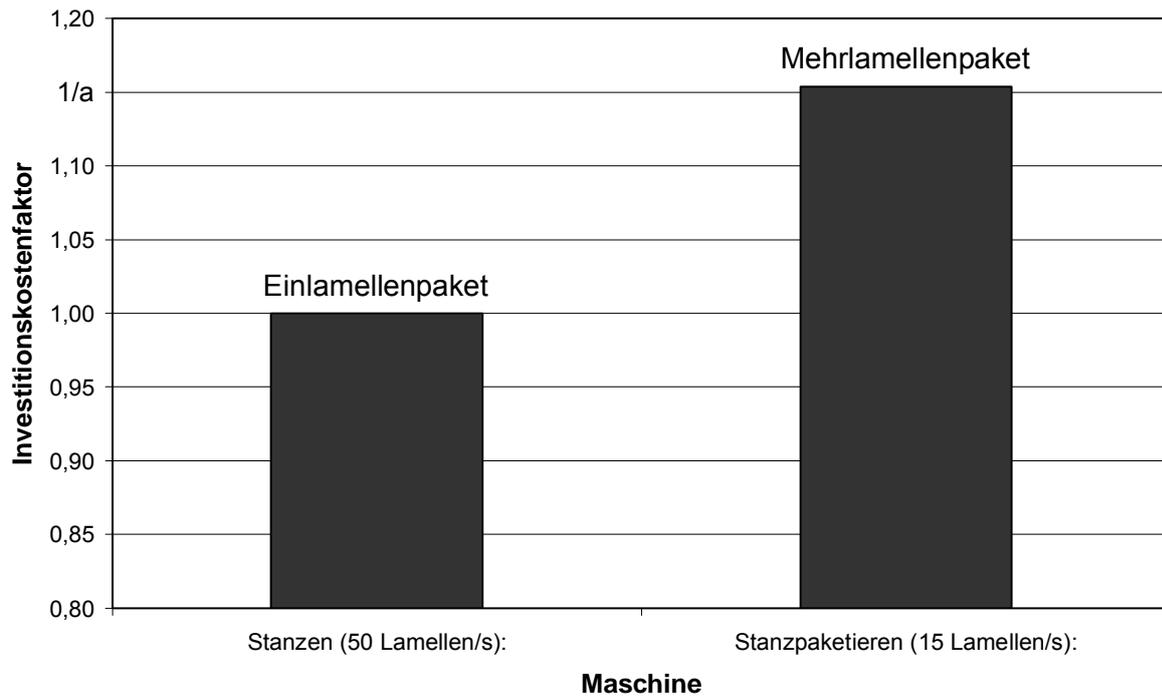


Abb. 4.2: Investitionskostenfaktor der Statorfertigung

4.2.1.2 Statorfertigung

Die Statorfertigung beinhaltet den Stanzvorgang sowie ggf. das Zusammenfügen der einzelnen Lamellen zu einem Statorblechpaket, das sog. Paketieren.

Die wirtschaftliche Bewertung des Fertigungsaufwandes erfolgt anhand einer Investitionsschätzung für eine Stanz- sowie eine kombinierte Stanz-Paketiermaschine. Die Abhängigkeit der Geometrie für das Statorblech hat nach Aussage eines namenhaften Blechpaketherstellers keinen nennenswerten Einfluss auf die Fertigungstaktzeit. Abb. 4.2 zeigt die Investitionskostenfaktoren. Die aufgeführte Stanzmaschine dient zur Fertigung von Einlamellenpaketen, wie sie beispielsweise beim Klauenpolstator verwendet werden. Über die Menge der erforderlichen Lamellen kann der angegebene jährliche Investitionskostenfaktor in einen Stückkostenfaktor umgewandelt werden. Dieser Faktor entspricht dem Fertigungskostenindex $K_{Sb,Fert}$ für das Statorblechpaket.

Damit kann der Kostenindex für das gesamte Statorblechpaket K_{Sb} über den Material- und Fertigungsaufwand wie folgt bestimmt werden:

$$K_{Sb} = K_{Sb,Fert} + K_{Sb,Mat} \quad (4.2)$$

4.2.1.3 Statorisolation

Die Statorisolation befindet sich zwischen dem Statorblechpaket und der Wicklung mit der Aufgabe, die Wicklung vor Beschädigung zu schützen. Um einen hohen Füllfaktor und eine gute Wärmeleitfähigkeit zu erreichen (Abführung der erzeugten Stromwärme), sollte die Isolation eine möglichst geringe Schichtdicke aufweisen.

Isolationstechnik	Basis-material	Isolations-stärke	max. Stator-schrägung	max. Paket-länge
Isolationspapier	Pressspan	0,5...0,7 mm	10 %	≤ 50 mm
Elektrostatisches Pulverbeschichten	Epoxid-harzpulver	0,3...0,4 mm	keine Ein-schränkung	keine Ein-schränkung
Kunststoff-umspritzen	Polyamid	0,5...0,6 mm	keine Ein-schränkung	~ 40 mm
Kunststoffmaske	Polyamid	0,5...0,6 mm	0 %	≤ 40 mm

Tab. 4.1: Technischer Vergleich der Statorisolationstechniken

In Anlehnung an die Erläuterungen in [15] werden folgende für Kleinantriebe übliche Isolationstechniken betrachtet:

- Isolationspapier
- Elektrostatisches Pulverbeschichten (elektrostatisches Aufstäuben)
- Kunststoffumspritzen
- Kunststoffmaske

Unterschiede ergeben sich, neben der Isolationsstärke, auch in der zulässigen Statorschrägung und der maximalen Paketlänge bei den einzelnen Verfahren:

Die maximale Statorschrägung beträgt bei Verwendung der Papierisolation ungefähr 10%, da sich die Isolationsstreifen bei einer größeren Schrägung in der maschinellen Serienfertigung nicht sicher im Statorblechpaket positionieren lassen. Kunststoffmasken können ausschließlich auf Geometrien ohne Statorschrägung aufgesteckt werden.

Die Paketlänge ist vor allem bei dem Kunststoffumspritzen kritisch. Bei langen Statoren kühlt der Kunststoff im Spritzprozess aus und legt sich nicht gleichmäßig um den Stator. Die maximal zulässige Paketlänge ist stark abhängig von der Geometrie. Als Größenordnung wird ein Wert von 40 mm angegeben, der jedoch im speziellen Anwendungsfall stark variieren kann. Für die Papierisolation und die Kunststoffmaske sind übliche Erfahrungswerte aufgeführt.

Tab. 4.1 fasst die technischen Eigenschaften zusammen.

Bei der Statorisolation fällt ein wirtschaftlicher Aufwand durch Investitions- und Materialkosten an, die entsprechenden Faktoren stellt Abb. 4.3 dar.

Die Materialkosten sind in Gleichung (4.3) als flächenbezogener Kostenfaktor $k_{Sb,Iso,Mat}$ angegeben. Der ermittelte Materialkostenindex ist direkt proportional zur Isolationsfläche $A_{Sb,Iso}$. Da die Fertigungszeiten für alle betrachteten Isolationstechniken nahezu unabhängig von der Statorgeometrie und -größe sind, kann ein Stückkostenfaktor für die Produktionseinrichtung angegeben werden. Dieser Faktor entspricht unmittelbar dem Fertigungskostenindex $K_{Sb,Iso,Fert}$ pro Stator.

Damit kann der Kostenindex für die Statorisolation $K_{Sb,Iso}$ folgendermaßen bestimmt werden:

$$K_{Sb,Iso} = K_{Sb,Iso,Fert} + k_{Sb,Iso,Mat} \cdot A_{Sb,Iso} \cdot \quad (4.3)$$

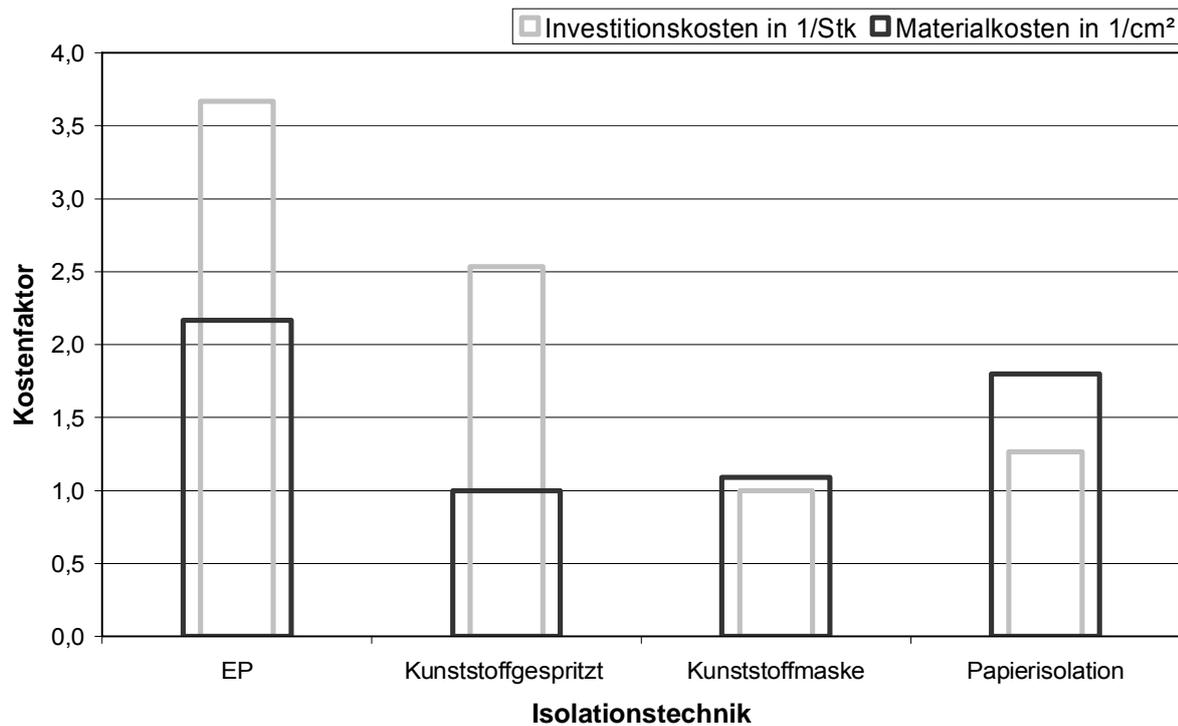


Abb. 4.3: Statorisolationenkostenfaktor

4.2.2 Verschaltung

Bei der Verschaltung werden die einzelnen Spulen entsprechend des vorliegenden Wicklungsschemas miteinander verbunden.

In Abhängigkeit dieses Wicklungsschemas können unterschiedliche Verschaltungsmethoden verwendet werden. Bei einer Reihenschaltung kann die Wicklung entweder durchgewickelt oder ein Verschaltungselement eingesetzt werden. Liegt eine Parallelschaltung zugrunde, ist die Verwendung eines Verschaltungselements erforderlich. Dieses kann mit dem Durchwickelprozess kombiniert werden.

Wird der Wickeldraht nach Beendigung des Wicklungsvorgangs einer Spule nicht getrennt, sondern am Statorblechpaket entlang geführt und als Beginn der

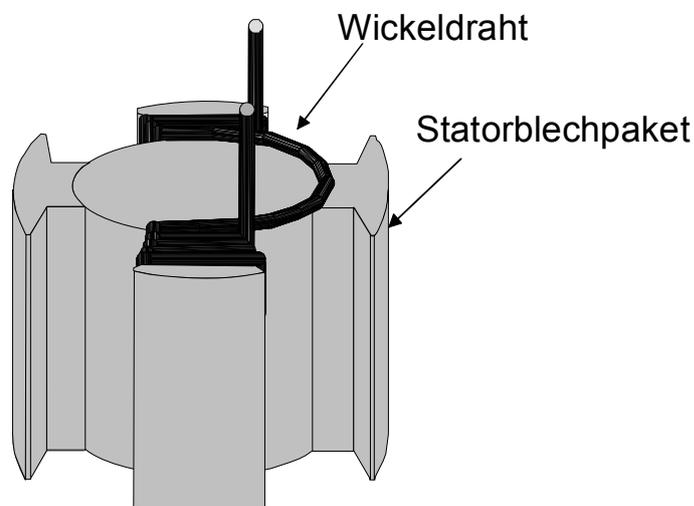


Abb. 4.4: Verschaltungsmethode Durchwickeln

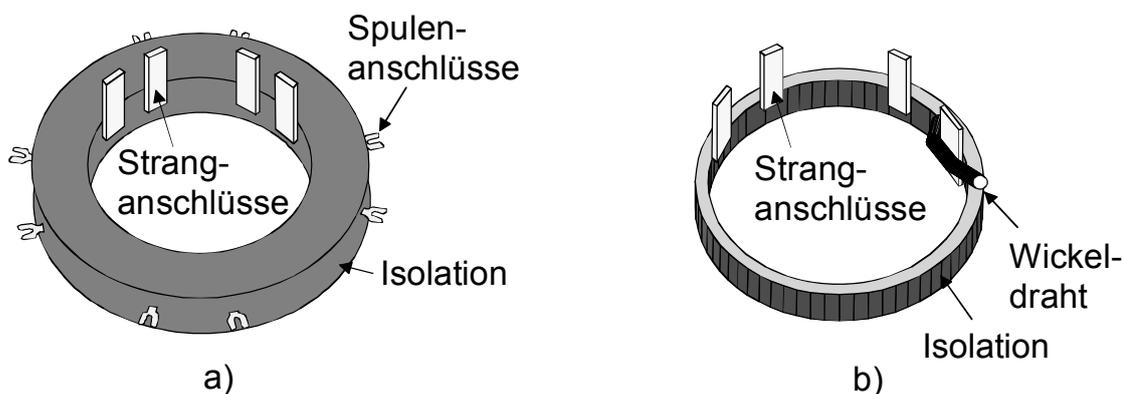


Abb. 4.5: Beispiele für Verschaltungselemente
 a) mit Spulenanschlüssen b) Kombination mit dem Durchwickeln

folgenden Spule verwendet, handelt es sich um einen so genannten Durchwickelprozess. Abb. 4.4 zeigt das grundsätzliche Prinzip.

Ein finanzieller Aufwand für diesen Prozess entsteht für den Wickeldraht und, soweit erforderlich, einem konstruktivem Funktionselement „Leiterführung“ am Stator. Zudem wird bei dem Herstellungsvorgang eine zusätzliche Statorumdrehung benötigt, welche die Taktzeit der Wicklungsfertigung erhöht.

Die Palette einsetzbarer Verschaltungselemente ist groß. Grundsätzlich bestehen alle Verschaltungselemente aus elektrischen Leitern, die gegeneinander isoliert sind. Als Leitermaterial wird typischerweise Kupfer eingesetzt während die Isolation durch eine Kunststoffschicht (hier mit Polyamid) realisiert wird. Bei Einsatz dieser Methode werden alle zu verbindenden Spulenanschlüsse unmittelbar mit dem Verschaltungselement verknüpft. Als Verbindungstechnik wird das Widerstandsschmelzschweißen betrachtet, welches u. a. in [15] erläutert ist.

Eine Kombination zwischen einem Verschaltungselement und dem Durchwickelprozess ist gegeben, wenn der Kupferlackdraht während der Wicklungsfertigung um eine Kupferfahne gelegt und im Anschluss verschweißt wird.

Abb. 4.5 zeigt jeweils ein Beispiel für die beschriebenen Verschaltungselemente.

Aufgrund der Vielzahl möglicher Ausführungen für Verschaltungselemente wird der finanzielle Aufwand dieser Baugruppe allgemein durch den erforderlichen Materialaufwand sowie den Investitionskostenfaktor der Produktionseinrichtung abgeschätzt. Der Kostenfaktor ist volumenbezogen für das Material bzw. stückbezogen für die Fertigungsinvestition in Abb. 4.6 dargestellt.

Weitere Verschaltungskosten entstehen durch die Bestückung des Verschaltungselements auf dem Stator und die Ausrichtung der Spulenenden.

Letztlich entstehen Kosten durch den Verschweißprozess zwischen Spulenanschluss und dem Verschaltungselement.

Damit ergibt sich für den gesamten Kostenindex des Verschaltungselements K_{Ve} :

$$K_{Ve} = \sum_v k_{Ve,Fert,v} + k_{Ve,Mat,v} \cdot V_{Ve,v} \quad (4.4)$$

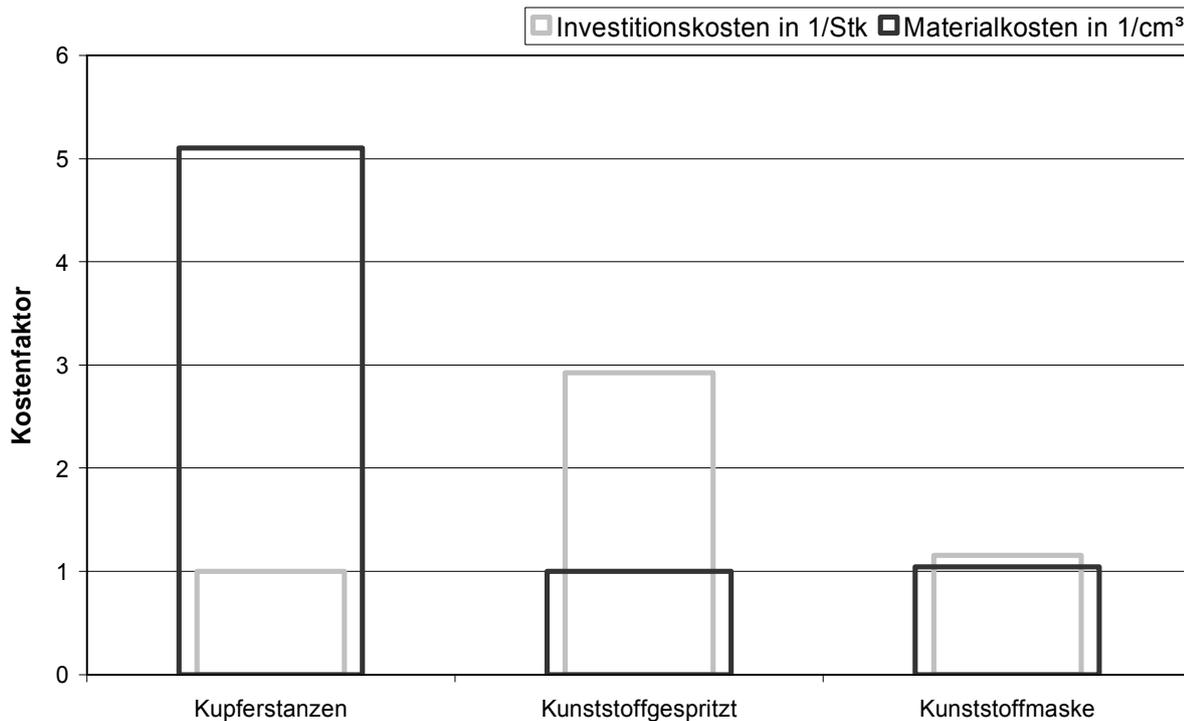


Abb. 4.6: Kostenfaktoren des Verschaltungselements

Der Kostenindex für das Verschaltungselement setzt sich demnach aus der Summe (Zählvariable ν) der anfallenden Fertigungsfaktoren $k_{Ve,Fert,\nu}$ und den Materialfaktoren $k_{Ve,Mat,\nu}$ in Verbindung mit den eingesetzten Volumen $V_{Ve,\nu}$ zusammen.

4.2.3 Lager

Lager sind das mechanische Verbindungsglied zwischen Stator und Rotor. Allgemeine technische Anforderungen an Lager sind:

Belastungskraft: Die zulässige Belastungskraft kann aus dem Datenblatt des jeweiligen Herstellers entnommen werden. Anhand dieser Belastungskraft ist das Lager mit den Erfordernissen des jeweiligen Motors abzustimmen.

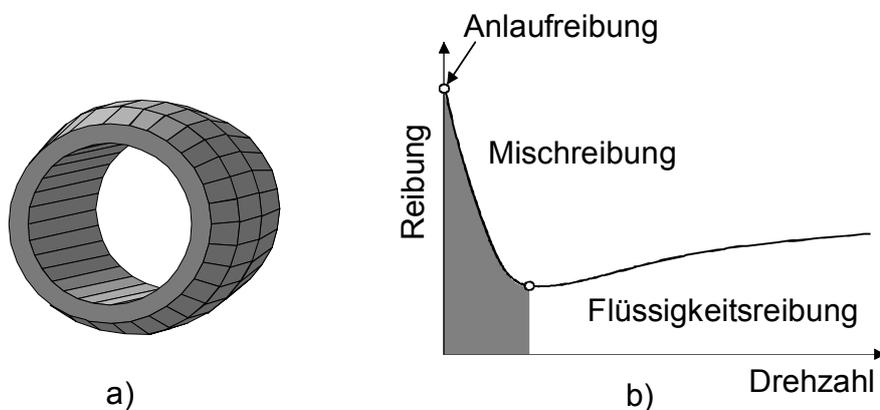


Abb. 4.7: Gleitlager
a) Kalottenlager

b) Reibungsverhalten

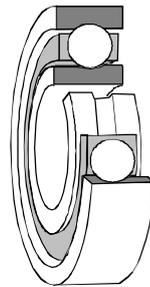


Abb. 4.8: Einreihiges Rillenkugellager

Reibung: Reibung verursacht Verluste, welche in Wärme umgewandelt werden. Neben der unmittelbaren Beeinflussung des Wirkungsgrades ergibt sich durch die Lagerreibung der Nachteil, dass die erzeugte Wärme abzuführen ist.

Lebensdauer: Lager werden bei Kleinantrieben im Kfz-Bereich grundsätzlich nicht gewartet. Bei Ausfall eines Lagers ist die Funktion des Antriebes nicht mehr gegeben, wodurch diese Komponente die Lebensdauer eines BLDC-Motors beeinflussen kann.

Bei Kfz-Kleinantrieben werden meist radiale Gleitlager in der Ausführungsform eines Kalottenlagers (Abb. 4.7 a)) oder Wälzlager in der Form eines einreihigen Rillenkugellagers (vgl. Abb. 4.8) verwendet.

Da das Reibungsverhalten eines Gleitlagers einen großen Einfluss auf das Einsatzgebiet dieses Lagertyps hat, wird im Folgenden kurz darauf eingegangen:

Die Reibung eines Gleitlagers lässt sich nach [37] in die Bereiche Anlauf-, Misch-, und Flüssigkeitsreibung untergliedern. Abb. 4.7 b) zeigt das Reibungsverhalten.

Im Bereich der Anlauf- und Mischreibung findet eine Berührung zwischen der Rotorwelle und dem Lager statt, ein verhältnismäßig hoher Verschleiß ist die Folge. Bei der Flüssigkeitsreibung erfolgt eine völlige Trennung zwischen den Gleitflächen durch die viskose Schmierschicht. Hier arbeitet das Gleitlager theoretisch verschleißfrei.

Bei den betrachteten einreihigen Rillenkugellagern des Typs 2Z (2 Deckscheiben) nach DIN 625 Teil 1 sorgen neben der viskosen Schmierschicht auch Kugeln für einen reibungsarmen Lauf. Dadurch ergeben sich insbesondere bei häufigen Anläufen und Betrieben mit geringen Drehzahlen vergleichsweise längere Lebensdauern.

Vorteile Wälzlager	Vorteile Gleitlager
geringere Reibung (insbesondere beim Anlauf)	geringerer radialer Platzbedarf durch Entfall des Wälzkörpers
geringerer Verschleiß bei häufigen Anläufen und geringen Drehzahlen	unempfindlicher gegen dynamische Belastungen
radiale, axiale oder kombi- nierte Belastung möglich	Kostengünstiger
geringerer Schmiermittelbedarf	

Tab. 4.2: Lagervergleich

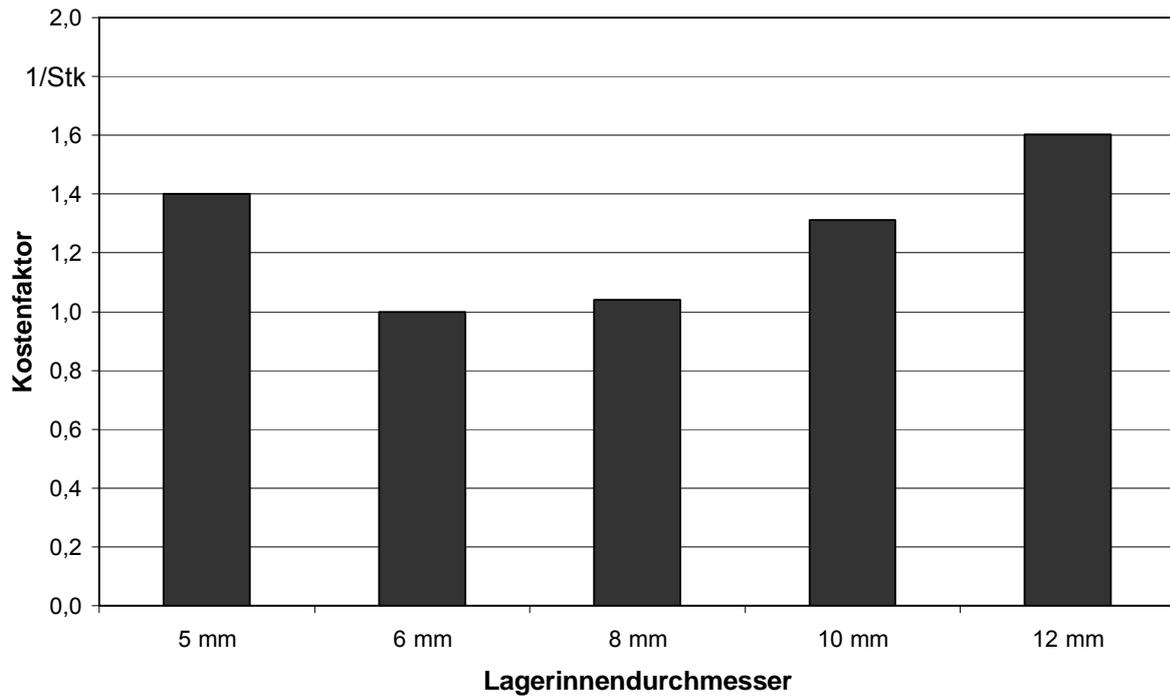


Abb. 4.9: Lagerkostenfaktoren für Rillenkugellager

Eine Beschreibung des Betriebsverhaltens und der Eigenschaften für die betrachteten Lager enthält beispielsweise [37]. Tab. 4.2 stellt einen Vergleich dieser beiden Lagertypen dar.

Lager werden in großen Mengen von Herstellern zugekauft. In der Preisbildung spielen Lagerlänge, Außendurchmesser und eingesetzter Schmierstoff im Gegensatz zum Innendurchmesser eine untergeordnete Rolle. Daher wird der Kosten-

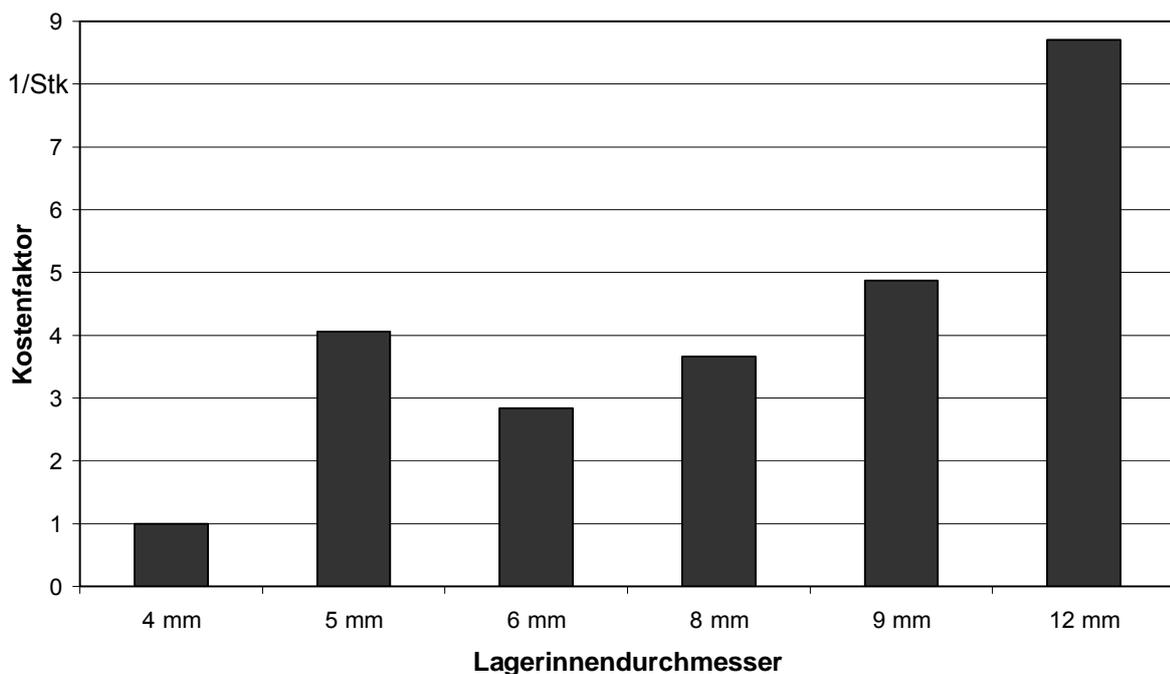


Abb. 4.10: Lagerkostenfaktoren für Kalottenlager

faktor auf den Lagerinnendurchmesser bezogen und ist in Abb. 4.9 bzw. Abb. 4.10 dargestellt. Aufgrund des einfacheren Aufbaus sind Kalottenlager günstiger zu beziehen als einreihige Rillenkugellager.

Der gesamte Lagerkostenindex K_{Lag} ergibt sich aus der Anzahl eingesetzter Lager in Verbindung mit deren Einzelaufwendungen $k_{Lag,v}$:

$$K_{Lag} = \sum_v k_{Lag,v} \cdot \quad (4.5)$$

4.2.4 Gehäuse

Aus der Fülle möglicher einsetzbarer Gehäusematerialien werden folgende betrachtet:

- Tiefgezogener Stahl
- Gerollter Stahl
- Aluminium-Gusslegierung
- Kunststoffgespritzte Gehäuse (PA 66 & PPS)

Für tief gezogene Stahlgehäuse wird das Material DX54D in Sondertiefziehgüte betrachtet, welches in der DIN EN 10142 spezifiziert ist.

Gehäuse aus gerolltem Stahl werden aus zwei verschiedenen Materialien zusammengesetzt. Das Polgehäuse besitzt Maschinenfalzgüte und besteht aus DX 51D. Die Deckel sind tief gezogen und bestehen aus dem Material DX54 D. Beide Materialtypen sind in der oben genannten Norm spezifiziert.

Als Gehäusematerial für die Aluminium-Gusslegierung wird EN AC-46000 gewählt, eine Legierung, die vor allem Silizium (8...11 %) und Kupfer (2...4 %) enthält. Dieser Stoff ist in DIN EN 1706 spezifiziert.

Kunststoffgespritzte Gehäuse werden hier in Verbindung mit den Materialien Polyamid (PA 66) und Polyphenylensulfid (PPS) nach DIN EN ISO 1043 mit einer Glasfaserverstärkung von bis zu 40 % berücksichtigt.

Technische Anforderungen an Gehäuse sind vor allem eine hohe mechanische Festigkeit. Insbesondere die Zugfestigkeit bei den Kunststoffen variiert stark mit Temperatur und Luftfeuchte. Eine weitere Forderung ist die Fähigkeit, die er-

Werkstoff	Dichte in kg/dm ³	Zugfestigkeit in N/mm ²	Wärmeleitfähigkeit in W/mK
Stahl DX 51 D (Maschinenfalzgüte)	7,85	270...500	50...55
Stahl DX 54 D (Sondertiefziehgüte)	7,85	270...350	50...55
Aluminiumlegierung (EN AC-46000)	2,75	240	110...120
Kunststoff (PA & PPS)	1,3...1,7	40...200	~ 0,3

Tab. 4.3: Technische Gehäusewerkstoffeigenschaften

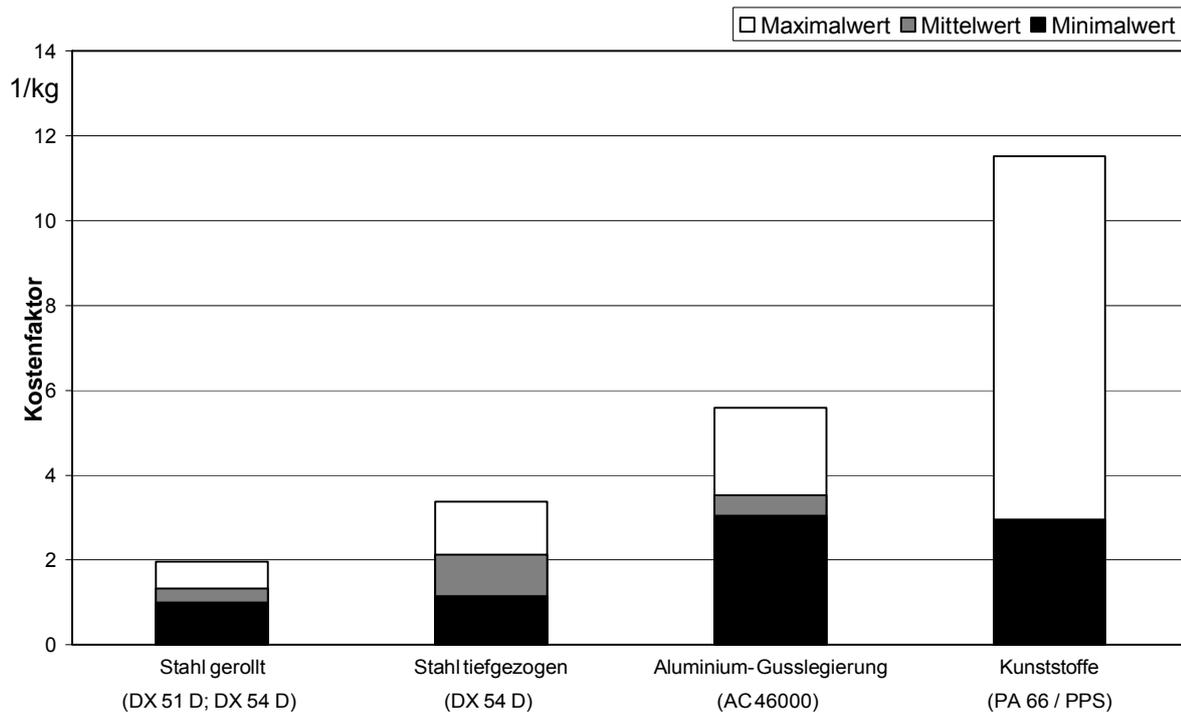


Abb. 4.11: Gehäusekostenfaktoren

zeugte Verlustwärme des Motors ableiten zu können, also eine hohe Wärmeleitfähigkeit aufzuweisen. Tab. 4.3 zeigt eine Übersicht der erläuterten Materialien mit technischen Eigenschaften.

Die Auswertung der Kosten basiert auf einer Analyse zugekaufter Gehäuse für verschiedene Motortypen und Leistungsklassen. Die in Abb. 4.11 dargestellten massebezogenen Faktoren beinhalten Material- und Fertigungskosten. Ein mittlerer Kostenfaktor für Kunststoffgehäuse kann aufgrund der mannigfaltigen Kombinationsmöglichkeiten zwischen Materialzusammensetzung und Formgebung nicht sinnvoll bestimmt werden.

Damit lässt sich der Gehäusekostenindex K_{Geh} über den dargestellten massebezogenen Materialkostenfaktor k_{Geh} in Verbindung mit der Gehäusemasse m_{Geh} wie folgt abschätzen:

$$K_{Geh} = m_{Geh} \cdot k_{Geh} \cdot \quad (4.6)$$

4.3 Konzeptabhängige Komponenten

4.3.1 Wicklung

4.3.1.1 Füllfaktor

Ein grundsätzliches Qualitätskriterium für die Bewertung unterschiedlicher Wickeltechniken ist der erreichbare Füllfaktor κ . Da dieser Faktor nicht einheitlich definiert ist, wird nachfolgende Definition verwendet:

Unter Füllfaktor ist der Kupferfüllfaktor in der Nut zu verstehen. Die Statorisolation sowie die Isolation des Wickeldrahtes sind in der Nutfläche enthalten. Gleichung (4.7) stellt diese Definition in Verbindung mit Abb. 4.12 dar:

$$\kappa = \frac{N \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_{Wdr}}{2}\right)^2}{A_{Nut}} \quad (4.7)$$

4.3.1.2 Wicklungsfertigung

Folgende Wicklungsfertigungstechniken werden betrachtet:

- Flyerwickeltechnik
- Nadelwickeltechnik
- Spulenwickeltechnik

Bei der Flyerwickeltechnik wird der Leiter mittels eines rotierenden Arms (dem sog. Flyer) um den Statorzahn gelegt. Abb. 4.13 zeigt die Wickeltechnik. Prinzipbedingt können mit dieser Technik nur außen liegende Zähne, wie sie beim Außenläuferkonzept vorhanden sind, bewickelt werden.

Die Nadelwickeltechnik besteht aus einer Vorrichtung, auf der eine Leiterdurchführung (Nadel) angebracht ist, durch die der Draht zugeführt wird. Diese Vorrichtung rotiert in einer Hub-Schwenkbewegung durch die Nut um den Zahn. Dadurch eignet sich die Wickeltechnik besonders für das Innenläuferkonzept. Das Prinzip ist in Abb. 4.14 dargestellt.

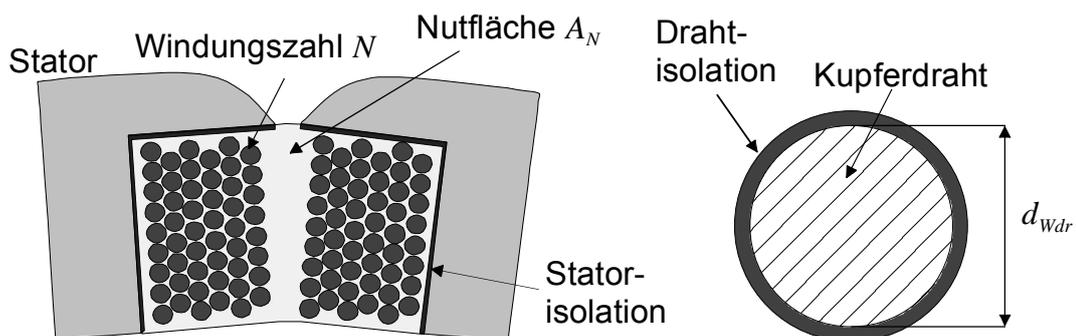


Abb. 4.12: Füllfaktordefinition

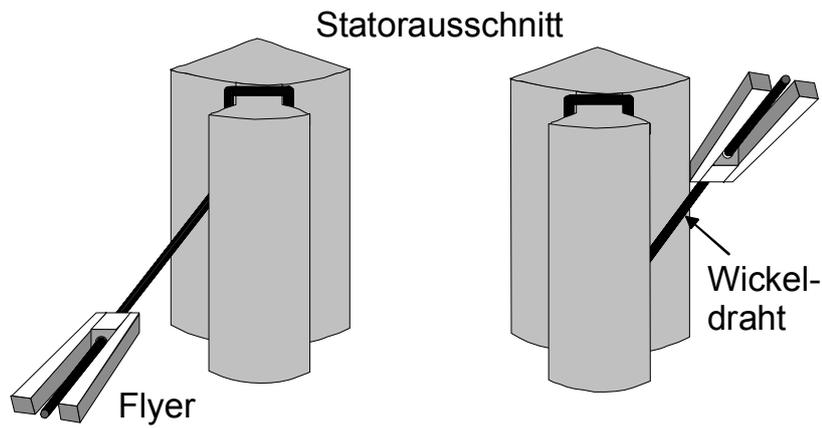


Abb. 4.13: Flyerwickeltechnik

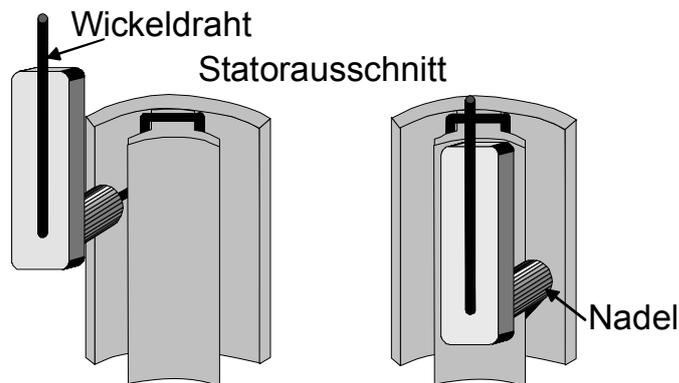


Abb. 4.14: Nadelwickeltechnik

Sowohl bei der Flyer- wie auch bei der Nadelwickeltechnik handelt es sich um eine direkte Wickeltechnik, d.h. das Statorblechpaket wird unmittelbar umwickelt.

Bei der Spulenwickeltechnik wird der Draht auf einen rotierenden Spulenträger gewickelt. Abb. 4.15 zeigt den beschriebenen Fertigungsprozess. Hierbei handelt es sich um eine indirekte Fertigung, d.h. die Bestückung Stator mit dem Spulenträger erfolgt im Anschluss an den Wickelprozess.

Ein Vergleich typischer technischer Größenordnungen für die Wickelgeschwindigkeit, den erreichbaren Füllfaktor (abhängig von Geometriebedingungen und dem Drahtdurchmesser) sowie dem max. wickelbaren Drahtdurchmesser für die

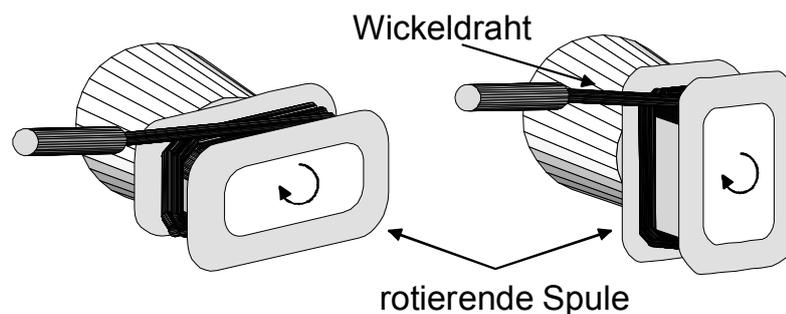


Abb. 4.15: Spulenwickeltechnik

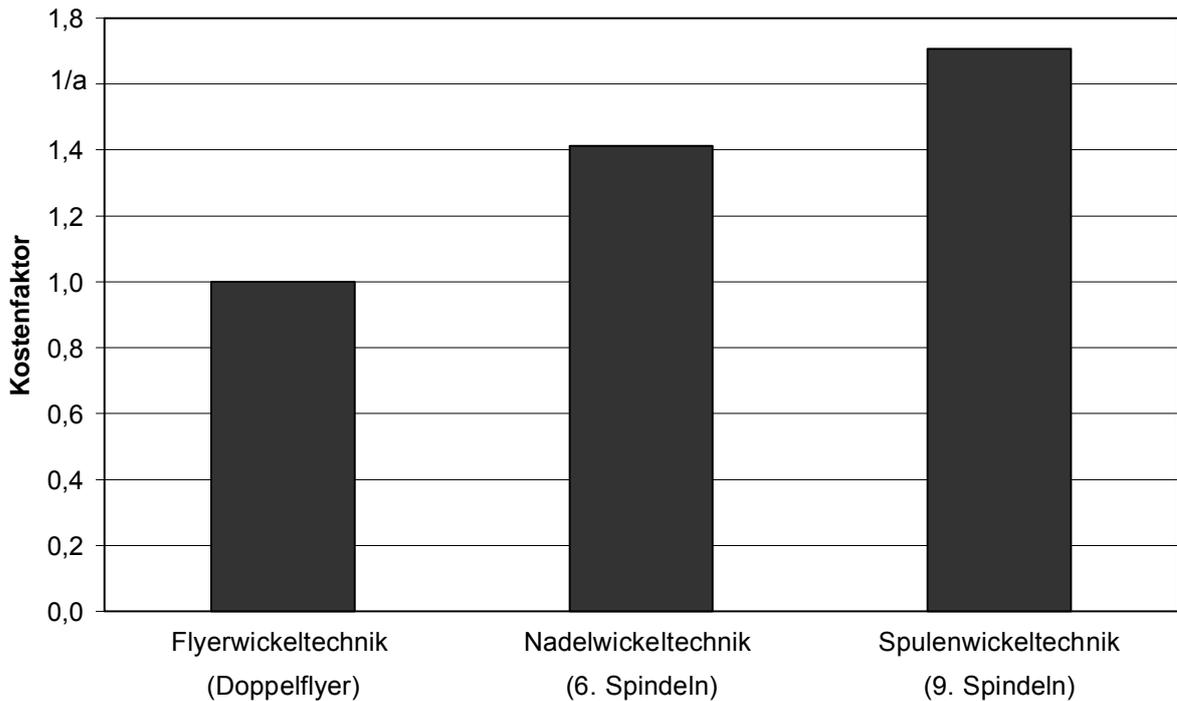


Abb. 4.16: Investitionskostenfaktor für Wickelmaschinen

beschriebenen Wicklungstechniken zeigt Tab. 4.4. Die Wickelgeschwindigkeit ist als Orientierungsgröße zu verstehen und kann je nach Geometrie und Wickeldrahtdurchmesser deutlich von den angegebenen Werten abweichen. So nimmt die Geschwindigkeit tendenziell bei allen Wickeltechniken aufgrund einer Erhöhung der Zugspannung mit steigendem Drahtdurchmesser ab.

Die Kosten der Wicklungsfertigung werden anhand eines jährlichen Investitionskostenfaktors für drei unterschiedliche Wickelmaschinen $k_{W,Masch}$ mit Bezug auf die genannten Technologien in Abb. 4.16 dargestellt. Die Spindelzahl gibt die Anzahl der einzelnen Wicklungsvorrichtungen an (z.B. neun Spulen bei der Spulenwickelmaschine); bei dem Doppelflyer sind zwei rotierende Arme vorhanden.

Der tatsächlich auftretende Fertigungskostenindex $K_{W,Fert}$ ergibt sich individuell durch die Anzahl der benötigten Wickelmaschinen $v_{W,Masch}$ und der jährlichen Anzahl produzierter Antriebe $v_{Prod,J}$:

$$K_{W,Fert} = \frac{v_{W,Masch} \cdot k_{W,Masch}}{v_{Prod,J}} \quad (4.8)$$

	Nadelwickeltechnik	Flyerwickeltechnik	Spulenwickeltechnik
Wickelgeschwindigkeit	150...300 Wdg./min	1500...2500 Wdg./min	≤ 3000 Wdg./min
Füllfaktor	20...30 %	22...26 %	30...50 %
max. Drahtdurchmesser	≤ 1,5 mm	≤ 1mm	≤ 2mm

Tab. 4.4: Technischer Vergleich von Wickeltechniken

	Kupferlackdraht	Backlackdraht
DIN-Norm	Runddraht nach DIN EN 60317-13	Runddraht nach DIN EN 60317-36
Leitermaterial	Kupfer Cu-ETP nach DIN EN 13602	Kupfer Cu-ETP nach DIN EN 13602
Isolierung	Polyester und darüber Polyamidimid	Polyester und darüber Polyamid- imid, Backlack: Polyamidharz
Isolations- schichtdicke	Grad 1 nach DIN EN 60317-0-1	Grad 1 B nach DIN EN 60317-0-1

Tab. 4.5: Wickeldrähte

4.3.1.3 Wickeldraht

Ein Materialaufwand entsteht bei Wicklungsfertigung durch den benötigten Wickeldraht. Tab. 4.5 zeigt die technischen Daten der beiden berücksichtigten Drahttypen. Während Kupferlackdraht für alle beschriebenen Wickeltechniken verwendet werden kann, wird Backlackdraht ausschließlich für die Spulentechnik in Verbindung mit einer bestimmten Ausführung eingesetzt. Diese Anwendung wird im Kapitel 4.3.2.1 erläutert.

Den massebezogenen Kostenfaktor für Wickeldrähte enthält Abb. 4.17, wobei der Faktor für Backlackdraht als Mittelwert aller Drahtdurchmesser im angegebenen Bereich mit gleicher Gewichtung berücksichtigt ist. Damit wird die Größenordnung für den finanziellen Mehraufwand der zusätzlichen Backlackschicht

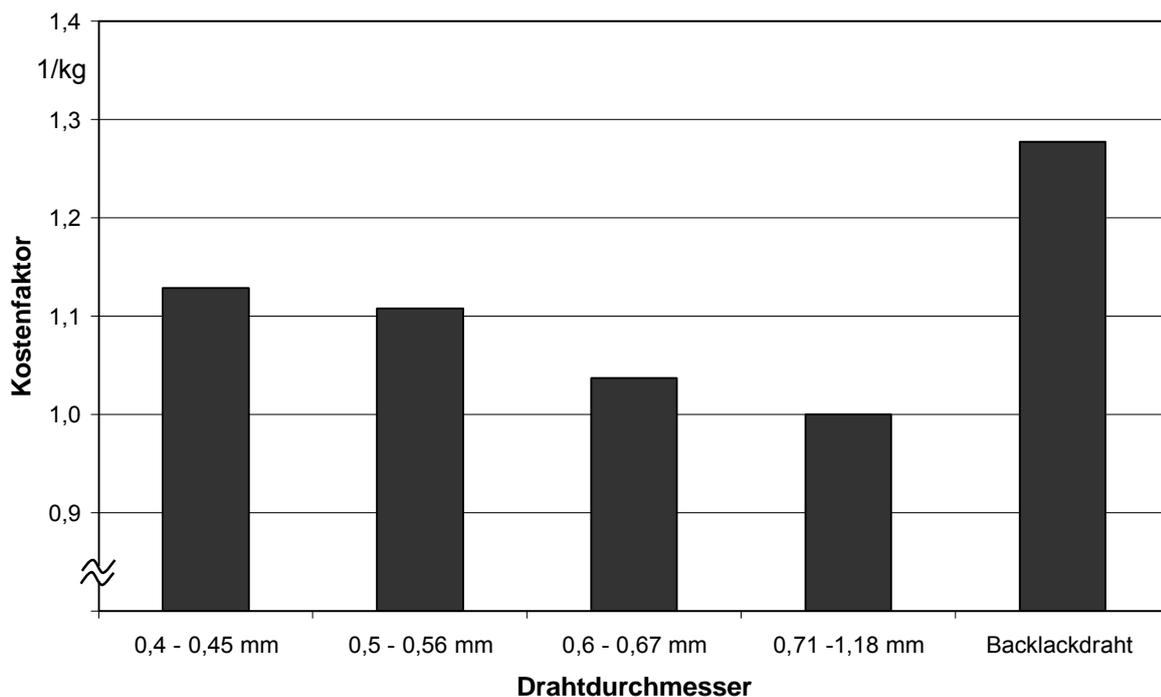


Abb. 4.17: Kostenfaktor für Wickeldrähte

gezeigt. Der Materialkostenindex für die Wicklung K_{Wdr} lässt sich über die eingesetzte Drahtmasse m_{Wdr} und den dargestellten Kostenfaktor k_{Wdr} wie folgt berechnen:

$$K_{Wdr} = m_{Wdr} \cdot k_{Wdr} \quad (4.9)$$

4.3.2 Statorsegmentierung

Unter Statorsegmentierung wird die Auftrennung des Stators in mehrere Teile verstanden. Die Segmentierung wird ausschließlich für Innenläufer betrachtet.

Ziel der Segmentierung ist eine Erhöhung des Kupferfüllfaktors (höhere Leistungsdichte), da die nicht nutzbare Nutfläche bei der Wicklungsfertigung minimiert werden kann. Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die freie Wahl der Wicklungstechnik, d.h. es kann die jeweils günstigste Variante gewählt werden.

Als Segmentierungsstrategie wird die Stern- und Rückschlussring-Segmentierung fokussiert. Der grundsätzliche Fertigungsvorgang stellt sich wie folgt dar:

Im ersten Fertigungsschritt wird das Statorblechpaket für den Stern- und Rückschlussring einzeln ausgestanzt und paketiert. Im Anschluss wird die Wicklung auf dem Sternring aufgebracht. Abschließend werden die beiden Segmente zu einem bewickelten Statorblechpaket verpresst. Abb. 4.18 zeigt den grundsätzlichen Fertigungsvorgang.

Ein Verpressen zwischen Stern- und Rückschlussring ist aus technischer Sicht nur bis zu einer maximalen axialen Statorlänge l_{St} (im Verhältnis zum Statoraußendurchmesser $d_{St,a}$) von:

$$l_{St} \approx 1,2 \cdot d_{St,a} \quad (4.10)$$

möglich, da sonst ein Verkanten des Sternrings während des maschinellen Verpressvorgangs nicht auszuschließen ist.

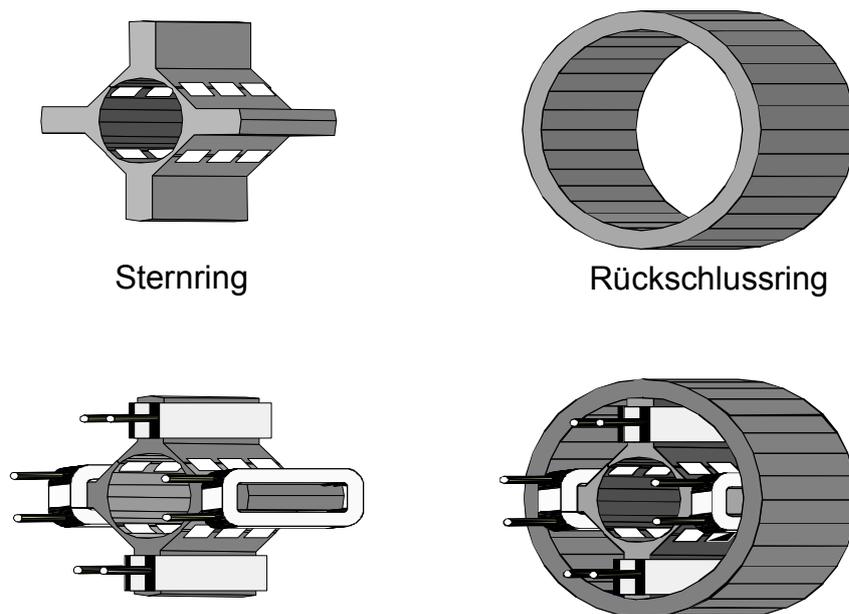


Abb. 4.18: Fertigungsstufen bei segmentiertem Stator

Kostenseitig ergibt sich durch die Segmentierung ein erhöhter Aufwand für die Fertigung der einzelnen Statorteile. Dieser Aufwand kann entsprechend der Erläuterungen aus Kapitel 4.2.1 ermittelt werden. Weitere zusätzliche Kosten ergeben sich durch den Verpressungsvorgang der beiden Elemente zu einem Stator. Diese Kosten sind bei der Segmentierung als fester Faktor zu berücksichtigen.

4.3.2.1 Statorsegmentierung mit Spulenwickeltechnik

Bei der Segmentierung mit Spulenwickeltechnik wird in Wicklungen mit- und ohne Spulenkörper unterschieden. Vorteil dieser Technologie ist der hohe erreichbare Füllfaktor. So ist bei einer Wicklung, die auf einen vorgefertigten Spulenkörper gewickelt wird, ein Füllfaktor von maximal 35 bis 40 % erreichbar. Eine Spule ohne Spulenkörper kann mit max. 45 bis 50 % gewickelt werden. Die angegebenen Füllfaktoren stehen nicht über alle Statorgeometrien in einem festen Verhältnis. Während Spulenkörper aufgrund der Zugbelastung bei dem Wickelvorgang mindestens eine Stärke von ca. 1 mm aufweisen müssen, können Wicklungen ohne Spulenkörper mit einer Papierisolation von ca. 0,5 mm Stärke isoliert werden. Diese Differenz schlägt sich vor allem bei kleinen Statorn im Füllfaktor nieder, da hier ein vergleichsweise größerer Anteil der Nutfläche bereits für die Isolierung benötigt wird (vgl. Abb. 4.12). Tendenziell lohnt sich ein Einsatz der Wickeltechnik ohne Spulenkörper also eher für kleine Statorgeometrien, da die Differenz zwischen den erreichbaren Füllfaktoren hier größer ist.

Der grundlegende Fertigungsprozess für die Spulenwicklungen bei Segmentierung stellt sich wie folgt dar:

Die Wicklung mit Spulenkörper wird im Anschluss an den Wicklungsprozess, in dem der Kupferlackdraht auf einen vorgefertigten Spulenkörper gewickelt wird,

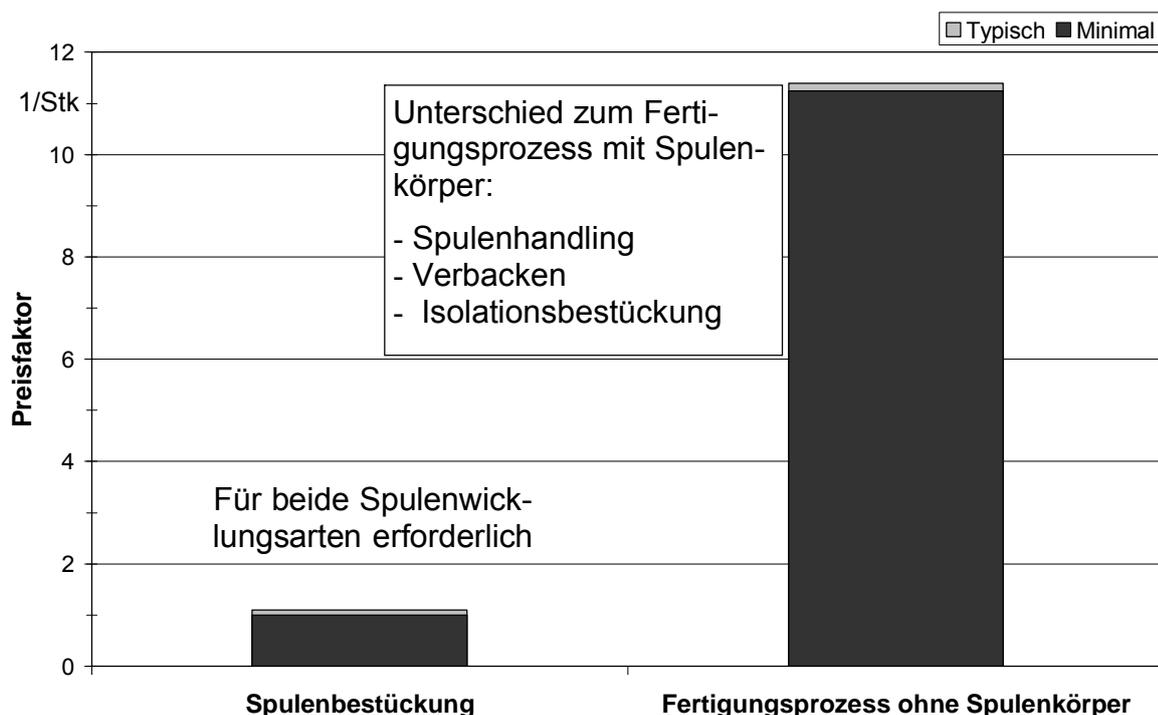


Abb. 4.19: Kosten der Statorsegmentierung mit Spulenwickeltechnik

am Sternring aufgebracht. Bei Einsatz dieser Technologie kann auf eine zusätzliche Statorisolation (vgl. Kap. 4.2.1.3) verzichtet werden, da der Spulenkörper diese Funktion erfüllt.

Die Wicklung ohne Spulenkörper wird mit einem Backlackdraht gefertigt. Dieser wird nach Beendigung des Wickelvorganges zum Verbacken erhitzt. Im Anschluss wird eine Papierisolation um die einzelnen Spulen gelegt. Abschließend wird der Stator mit den vorgefertigten selbsttragenden Spulen bestückt.

Bei Einsatz der Spulenwickeltechnik fallen, neben den Kosten für die Wickeltechnik (vgl. Kap. 4.3.1.2), weitere Investitionskosten für die Spulenbestückung am Stator sowie die Fertigung der Wicklung ohne Spulenkörper (z.B. Verbackprozess) an. Diese sind in erster Näherung unabhängig von der Statorgeometrie und lassen sich anhand Abb. 4.19 abschätzen. Der entsprechende Kostenfaktor ist in Addition zu dem übrigen finanziellen Aufwand der Segmentierung zu berücksichtigen.

4.3.3 Permanentmagnete

Die konzeptabhängige Betrachtung der Permanentmagnete leitet sich aus der vorhandenen Fläche und den Geometriebedingungen des Innen- und Außenläufers ab.

Der Außenläufer stellt aufgrund des vergleichsweise größeren Rotorradius mehr Raum für die Permanentmagnete zur Verfügung. Daher sind häufig Magnetwerkstoffe mit geringerer Energiedichte ausreichend.

Innenläufer besitzen wegen des innen liegenden Rotors einen kleineren Rotorradius, dies führt zu einem geringeren verfügbaren Magnetvolumen. Eine Unterscheidung des Innenläufers hinsichtlich der Anforderungen an die Permanentmagnete kann anhand der Dynamikforderung abgeleitet werden. Motoren mit sehr hohen Dynamikforderungen (das Massenträgheitsmoment steigt entsprechend Gleichung (3.9) in vierter Potenz zum Rotorradius) sind mit sehr kleinen Radien ausgeführt, eine Forderung nach Magneten mit höchster Energiedichte ist

Werkstoff	Typ	B_R in T	$-H_{CJ}$ in kA/m	$-(BH)_{max}$ in kJ/m ³	T_K für B_R in %/K	T_K für H_{CJ} in %/K
Ferrit 6. Generation	s, a	0,38...0,45	240...410	27...36	-0,2	0,3
Ferrit 9. Generation	s, a	0,43...0,47	260...440	33...41	-0,2	0,3
Ferrit	p, i	0,14...0,16	190...220	3,5...4,5	-0,2	0,5
Ferrit	p, a	0,165...0,275	210...260	5,3...15	-0,2	0,5
NdFeB	s, a	1...1,4	1000...2400	200...400	-0,06...-0,12	-0,48...-0,65
NdFeB	p, i	0,5...0,55	510...740	41...45	-0,13	-0,4
NdFeB	p, a	0,9...1,1	880...1400	130...200	-0,12...-0,14	-0,44...-0,61

Tab. 4.6: Technische Magnetwerkstoffdaten

Typ: s: gesintert; p: kunststoffgebunden; i: isotrop; a: anisotrop;

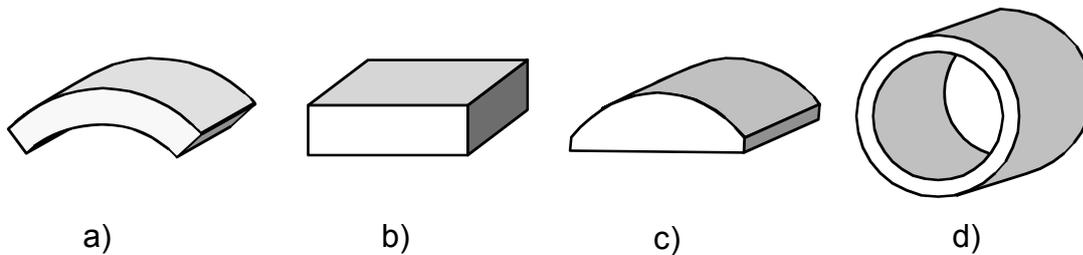


Abb. 4.20: Betrachtete Magnetgeometrien

a) Schale b) Block c) Brotlaib d) Ring

dann häufig gegeben. Bei geringeren Dynamikforderungen kann der Rotorradius erhöht werden, was zu einer Vergrößerung des Magnetvolumens führt. Hierbei existiert eine weite Palette sinnvoll einsetzbarer Permanentmagnetmaterialien.

In dieser Arbeit werden die Magnetwerkstoffe

- gesintertes, anisotropes Ferrit
- kunststoffgebundenes, isotropes Ferrit
- kunststoffgebundenes, anisotropes Ferrit
- gesintertes, anisotropes Neodym-Eisen-Bor (NdFeB)
- kunststoffgebundenes, isotropes Neodym-Eisen-Bor (NdFeB)
- kunststoffgebundenes, anisotropes Neodym-Eisen-Bor (NdFeB)

mit den technischen Daten in Tab. 4.6 betrachtet [vgl. 31-35].

Neben dem Magnetmaterial besitzt die Grundformabhängigkeit einen großen Anteil in Bezug auf den finanziellen Aufwand eines Permanentmagneten. Abb. 4.20 zeigt in Kleinantrieben häufig verwendete Magnetgeometrien. Während bei Innenläufern der Einsatz unterschiedlicher Geometrien denkbar ist, werden Außenläufer überwiegend mit Schalenmagneten (am Rotor innen liegend) bestückt.

Die Grundformen lassen sich mit den verschiedenen Materialien unterschiedlich gut realisieren.

Nach Aussage eines namenhaften Herstellers können die Kostenunterschiede bei den erläuterten, einfachen Grundformen für kunststoffgebundene Magnete in guter Näherung vernachlässigt werden. Häufig werden komplexe Geometrien gespritzt, die entsprechend aufwändig zu fertigen sind. In diesem Falle können die anteilmäßigen Fertigungskosten um ein Vielfaches höher als die reinen Materialkosten ausfallen. Die in Abb. 4.22 dargestellten Materialkosten für kunststoffgebundene Magnetwerkstoffe beinhaltet sowohl Material- als auch Fertigungsaufwendungen für die gezeigten Einfachgeometrien ebenso wie für komplexere Geometrien, wie sie im Kapitel 7.2 bei dem Pumpenrotor für ein Klauenpolkonzept Verwendung finden. Geringfügige Kostenunterschiede ergeben sich zudem durch den verwendeten Füllstoff. Als Füllstoffe werden hier Polyamid (PA) und Polyphenylsulfid (PPS) nach DIN 1043 berücksichtigt.

Gesinterte Ferrite werden hauptsächlich in Schalenform hergestellt, daher ist diese Form wirtschaftlich günstig.

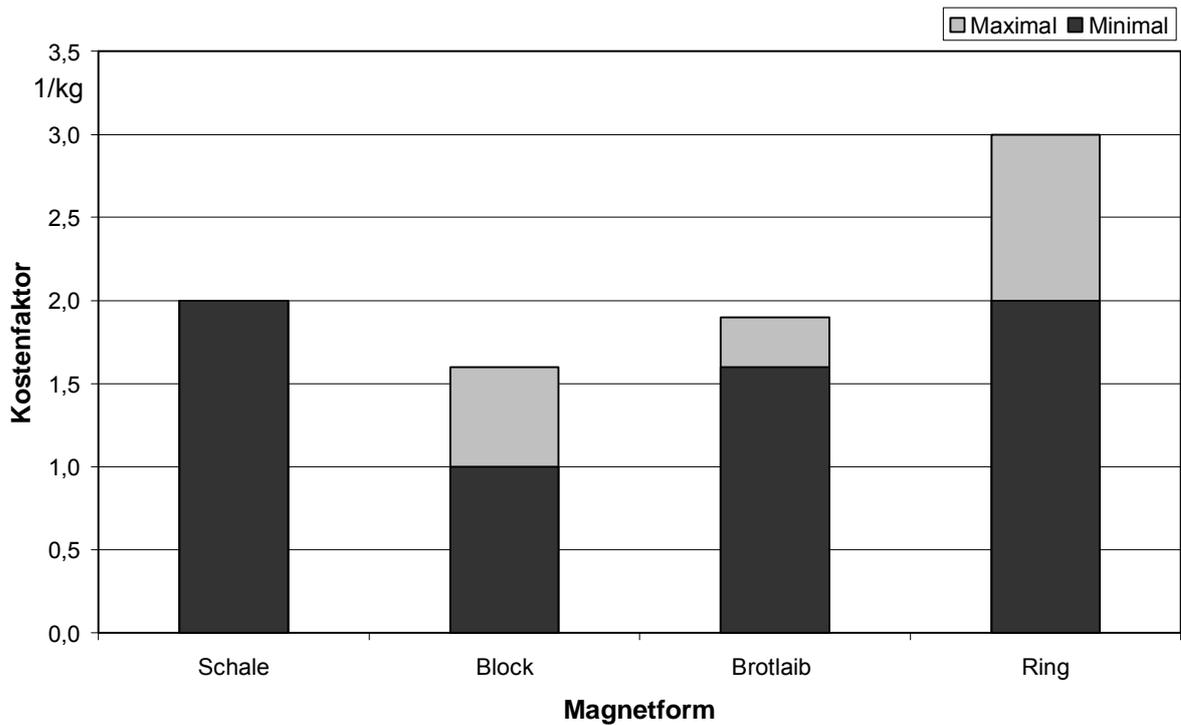


Abb. 4.21: Grundformgeometrieabhängigkeit bei gesinterten NdFeB-Magneten

Gesintertes Neodym-Eisen-Bor ist in allen betrachteten Grundformen beziehbar. Hierbei existiert eine hohe Abhängigkeit von Form und Größe. Die Formabhängigkeit wird entsprechend Abb. 4.21 abgeschätzt und bezieht sich auf die Materialgrundkosten für gesintertes NdFeB in Abb. 4.22.

Die Größenabhängigkeit der Magnetkosten kann nicht allgemein beschrieben werden, da sie sich je nach Herstellungsprozess und Hersteller unterschiedlich

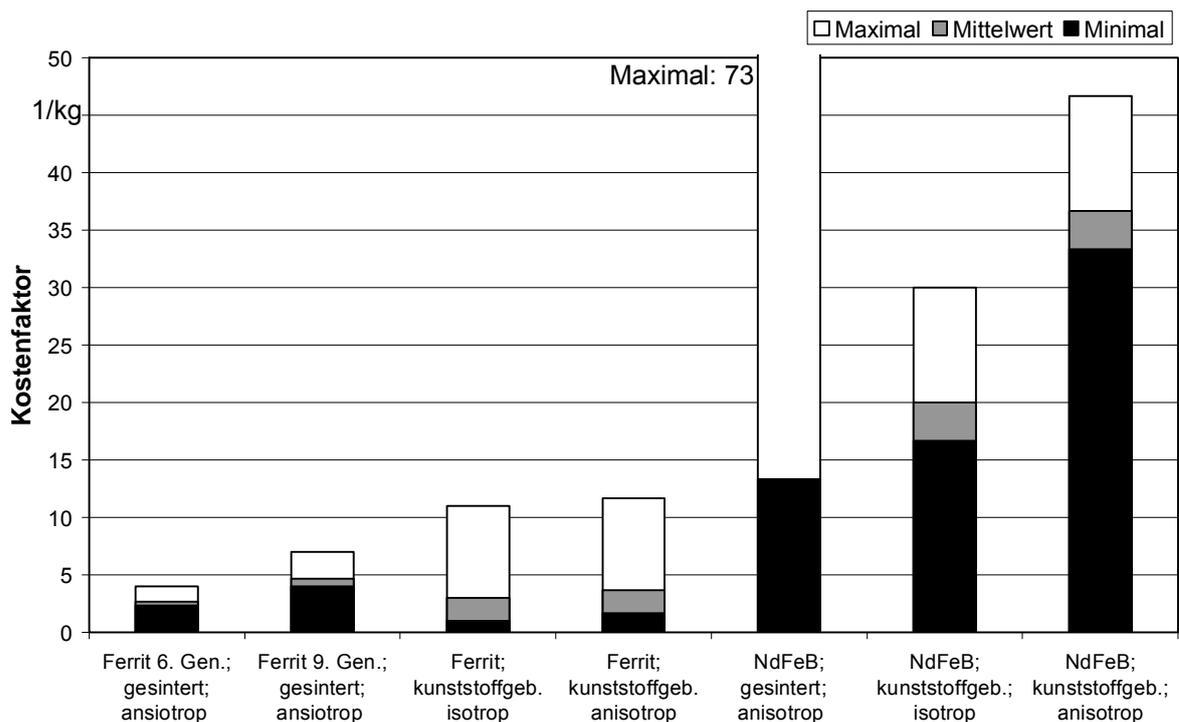


Abb. 4.22: Magnetkostenfaktoren für betrachtete Geometrien

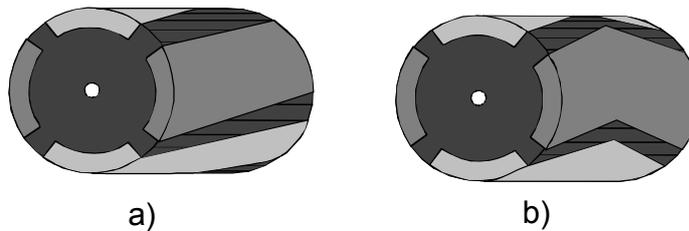


Abb. 4.23: Geschrägte Magnete
a) geschrägte Schalen

b) Butterflymagnete

darstellt. Grundsätzlich steigt der massebezogene Magnetpreis mit Verringerung der Magnetgröße, da der Fertigungsaufwand (z.B. Schneiden, Schleifen, Erodieren) bezogen auf das Magnetgewicht anteilmäßig zunimmt.

Abb. 4.22 stellt eine Übersicht typischer Magnetkosten dar. Dieser massebezogene Kostenfaktor beinhaltet die Material- und Geometrieabhängigkeit der verschiedenen hartmagnetischen Materialien. Da gesintertes, anisotropes NdFeB für die beschriebenen Geometrien in verschiedensten Größen Verwendung findet, kann kein sinnvoller mittlerer Kostenfaktor angegeben werden. So kann der massebezogene Faktor von großen gesinterten NdFeB-Blöcken beispielsweise geringer sein als für kunststoffgebundenes NdFeB. Aufgrund der unterschiedlichen Dichte (kunststoffgebundenes NdFeB ca. 5-6 g/cm³; gesintertes NdFeB ca. 7,5 g/cm³) [vgl. 31;32] ist im Einzelfall zu prüfen, welches Material sich für die vorliegende Anwendung wirtschaftlich günstiger darstellt.

Ein Fertigungsaufwand entsteht durch die Bestückung und Befestigung der Permanentmagnete auf dem Rotor.

Auf Grundlage von Abb. 4.22 kann der Magnetkostenindex K_{Mag} über die eingesetzte Magnetmasse aller Magnete m_{Mag} , dem masseabhängigen Magnetkostenfaktor k_{Mag} sowie dem Fertigungskostenfaktor $k_{Mag,Fert}$ abgeschätzt werden:

$$K_{Mag} = m_{Mag} \cdot k_{Mag} + k_{Mag,Fert} \cdot \quad (4.11)$$

Aufbauend auf diesem Kostenindex kann der wirtschaftliche Aufwand für geschrägte Magnete abgeschätzt werden. Hierbei wird zwischen Schalen- und Butterflymagneten unterschieden. Der grundsätzliche Aufbau ist in Abb. 4.23 gezeigt. Bezogen auf die Kosten für eine gerade Schale ergibt sich ein Aufschlagfaktor $k_{Mag,schr}$ für geschrägte Schalenmagnete von ca. 1,5 bis 2, für Butterflymagnete lediglich 1 bis 1,2.

4.3.4 Rotorlageerfassung

Die konzeptabhängige Betrachtung der Rotorlageerfassung bezieht sich auf die vorhandene Bestromungsstrategie.

Bei der Blockbestromung ist die Rotorlageerfassung zu dem jeweiligen Kommutierungspunkt erforderlich, eine diskrete oder inkrementelle Erfassung ist daher ausreichend. Die Anzahl der Inkremente hängt von der Strangzahl, der Polpaar-

zahl und, sofern vorgesehen, einem Vorkommutierungsbetrieb mit mehreren Stufen ab.

Für die Sinusbestromung ist theoretisch in jedem Zeitpunkt ein Abgleich der Bestromung mit der Rotorlage vorzunehmen. Während bei Motoren mit geringen Anforderungen an die Dynamik und die Drehmomentwelligkeit häufig eine hohe inkrementelle Erfassung ausreicht, ist bei höheren Anforderungen typischerweise eine Absolutrotorlageerfassung erforderlich.

Im Folgenden werden die Erfassungskonzepte, die hier berücksichtigt werden, kurz erläutert. Eine detaillierte Beschreibung enthält beispielsweise das kraftfahrzeugtechnische Taschenbuch [50].

Inkrementelle Rotorlageerfassungskonzepte sind:

Sensorlos: Bei der sensorlosen Rotorlageerfassung dient die induzierte Polradspannung im jeweils unbestromten Strang als Auswertungsgrundlage. Dieses Konzept kann nicht bei jedem Motor verwendet werden. Wenn der Nulldurchgang der Spannung beispielsweise zu flach verläuft ist eine sensorlose Auswertung nicht durchführbar. Ein weiterer Nachteil ergibt sich im Stillstand und bei geringen Drehzahlen, hier ist im Allgemeinen keine Erfassung möglich.

Hallsensor: Hallsensoren erzeugen eine zur magnetischen Flussdichte proportionale Spannung. Diese Spannung kann unmittelbar als Auswertungsgrundlage für die Steuerung der Blockbestromung im Mikroprozessor verwendet werden.

Absoluterfassungskonzepte sind:

Planarhallsensor: Analog zum Hallsensor erzeugen Planarhallsensoren ebenfalls eine Spannung in Abhängigkeit zur anliegenden magnetischen Flussdichte. Durch eine geeignete Anordnung wird eine sinus- und cosinusförmige Spannung in Abhängigkeit der Rotorlage erzeugt, die Auswertung erfolgt über eine Arcustangensfunktion. Damit ist eine über 360° eindeutige Rotorlageerfassung möglich. Die Auswertung erfolgt im Sensor.

AMR-Sensor: AMR (**A**nisotrop **M**agneto **R**esistive)-Sensoren bestehen aus magnetfeldabhängigen Widerständen. Diese Widerstände werden zu zwei planaren Vollbrücken verschaltet, die gegeneinander winkelfersetzt angeordnet sind. Aus dem Verhältnis von zwei erzeugten Spannungen (sinus- und cosinusförmiger Verlauf) zueinander kann die Winkellage durch eine Arcustangensfunktion eindeutig bestimmt werden, jedoch nur über 180° . Eine Auswertung im Sensor ist nicht verfügbar, sie muss separat durchgeführt werden.

Tab. 4.7 zeigt einen Vergleich typischer technischer Größen für die erläuterten Sensortypen.

Die bei der sensorlosen Erfassung und der Rotorlageerfassung mittels AMR erforderliche Auswertung kann grundsätzlich auf unterschiedliche Weise durchgeführt werden. Sie kann in einem ASIC (**A**pplication **S**pecific **I**ntegrated **C**ircuit) oder als diskret aufgebaute Logik erfolgen. Als Aufwand einer Auswertung im

Sensortyp	Hall	Planarhall	AMR
Sensorprinzip	diskret	absolut	absolut
Messbereich α_{mech}	360°	360°	180°
Auflösung α_{mech}	~ 0,5°	~ 0,1°	~ 0,1°
Temperaturbereich	-40°C...125°C	-40°C...110°C	-40°C...150°C
max. Drehzahl (1 Polpaar)	1,5 * 10 ⁶ U/min	1,5 * 10 ⁶ U/min	30.000 U/min
Auswertung	im Sensor	im Sensor	separat erforderlich
typ. erforderliche Flussdichte	~ 40 mT	~ 550 mT	~ 550 mT

Tab. 4.7: Technischer Vergleich Rotorlagesensoren

ASIC wird nicht der gesamte Kostenfaktor für dieses Bauelement berücksichtigt, sondern ausschließlich der Mehraufwand für die Lagerfassungsauswertung.

Einen wirtschaftlichen Vergleich der gesamten Komponente (Sensor, Auswertung & Fertigung) stellt Abb. 4.24 für die erläuterten Erfassungskonzepte dar.

Weitere Kosten entstehen, wenn ein zusätzlicher Sensormagnet zur Erfassung der Rotorlage erforderlich ist. Entsprechend der angegebenen typischen Flussdichte (Tab. 4.7) werden bei Inkrementalsensoren meist kunststoffgebundene Ferrite und bei Absolutsensoren meist kunststoffgebundenes NdFeB (vgl. Tab. 4.6) eingesetzt. Dementsprechend stellt sich der wirtschaftliche Aufwand für diese Magnete beim Hall-Sensor günstiger dar als beim Planarhall- bzw. dem AMR-Sensor.

Der Kostenindex K_{RI} ergibt sich aus dem Faktor für die Rotorlageerfassung (Sensor, Auswertung, Fertigung) $k_{RI, Erf}$ sowie für den Sensormagneten $k_{RI, Mag}$:

$$K_{RI} = k_{RI, Erf} + k_{RI, Mag} \quad (4.12)$$

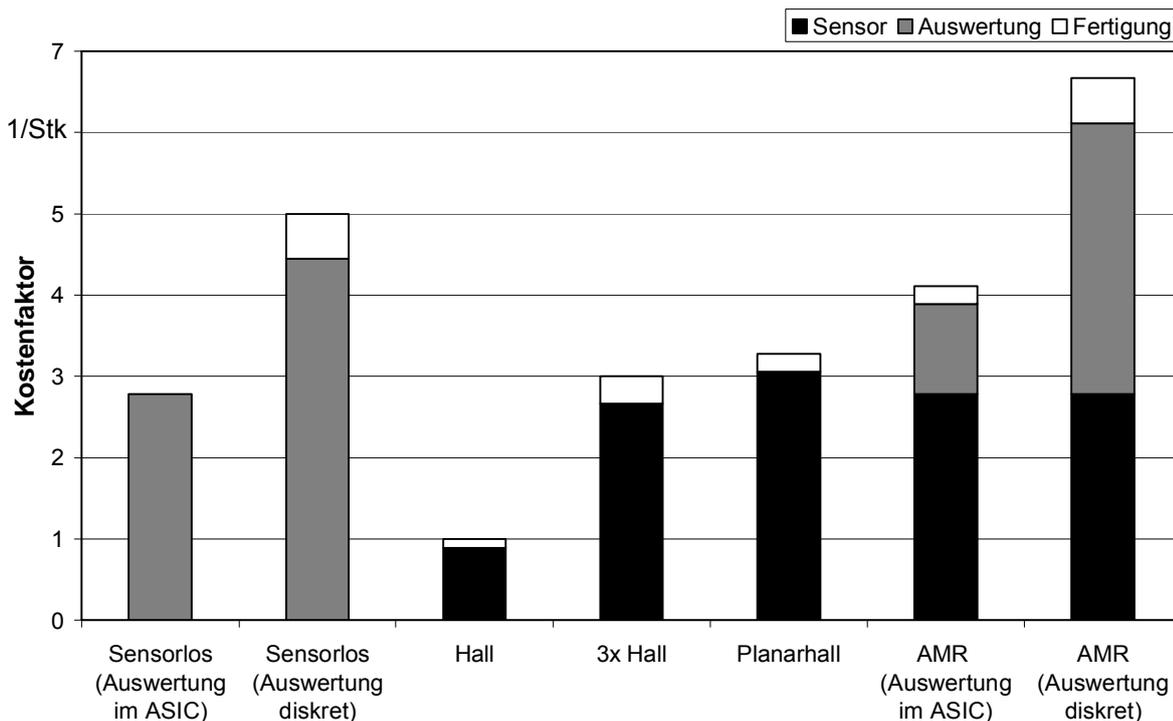


Abb. 4.24: Kostenfaktoren der Lageerfassungskonzepte

4.3.5 Leistungselektronik

Die Leistungselektronik übernimmt die Bestromung der Motorstränge. Hier werden folgende, für Kleinantriebe übliche Schaltungen betrachtet:

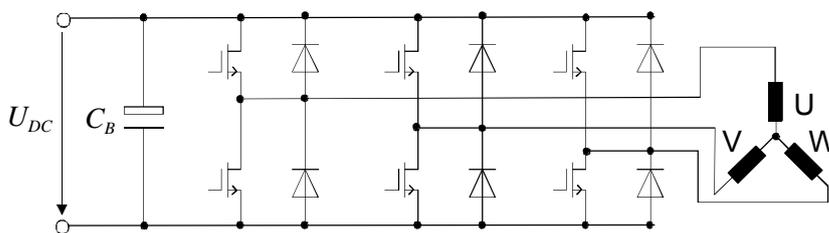
- Brückenschaltung (B-Schaltung)
- Vollbrückenschaltung (H-Schaltung)
- Mittelpunktschaltung (M-Schaltung)

Die Brückenschaltung wird in Verbindung mit einem dreisträngigen BLDC-Motor verwendet, wobei die Wicklungen im Stern oder Dreieck verschaltet werden. Abb. 4.25 a) zeigt eine B6-Sternschaltung.

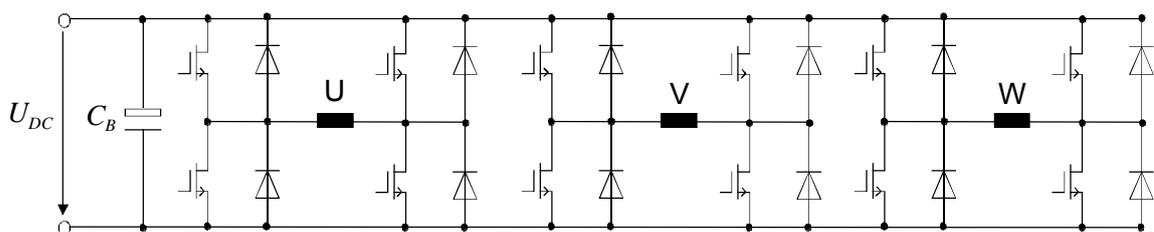
Bei der H-Schaltung wird jedes Strangende separat aus dem Motor geführt, die Wicklungsstränge können bei der Vollbrückenschaltung in beliebiger Richtung bestromt werden. Abb. 4.25 b) stellt eine dreisträngige H-Brücke dar.

Die Mittelpunktschaltung wird in Kombination mit einer bifilaren Wicklung eingesetzt [vgl. 14]. Hierbei wird die Stromwendung durch einen unterschiedlichen Wickelsinn der beiden Teilwicklungen (z.B. U_1 / U_2) bewerkstelligt. Dieses Prinzip ist in Abb. 4.25 c) für drei Motorstränge illustriert. Entsprechend der Aufteilung der Motorstränge auf die Teilwicklungen wird das abgebildete Konzept als dreisträngige bifilare Wicklung mit sechsheisiger Ansteuerung bezeichnet.

a) B-Schaltung:



b) H-Schaltung:



c) M-Schaltung:

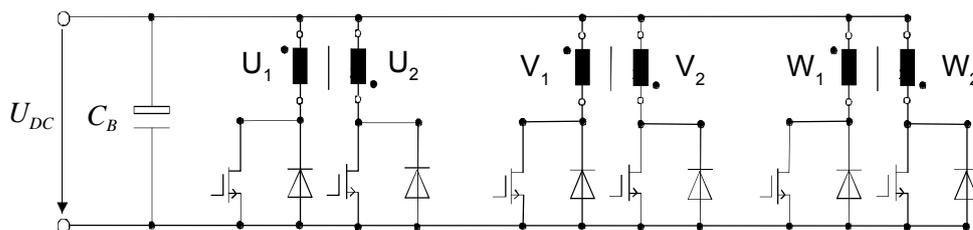


Abb. 4.25: Schaltungskonzepte der Leistungselektronik

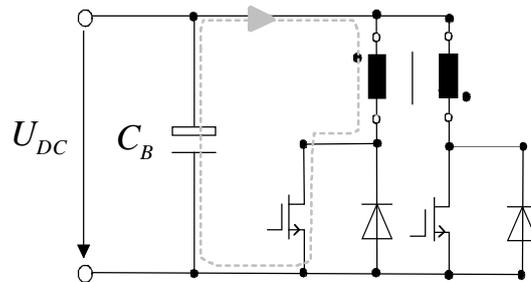


Abb. 4.26: Avalanche-Durchbruch bei der M-Schaltung

Praktisch wird die Vollbrücken- und Mittelpunktschaltung nicht nur (wie gezeigt) mit drei Motorsträngen realisiert, auch ein- und zweisträngige Ausführungen sind bei BLDC-Kleinantrieben üblich.

Die konzeptabhängige Betrachtungsweise (vgl. Kap. 4.1) bezieht sich auf die M-Schaltung in Verbindung mit der Bestromungsstrategie und wird kurz erläutert: Die Kopplung zwischen den bifilaren Wicklungen hat praktisch einen Wert, der kleiner als 100 % ist. Aufgrund dieser nicht idealen Kopplung ist eine Streuinduktivität vorhanden, welche im Ausschaltmoment eine hohe Spannungsspitze erzeugt. Diese Spannung ist höher als die Durchbruchspannung des Transistors, es erfolgt ein so genannter Avalanche-Durchbruch [vgl. 57]. Der auf diese Weise geschlossene Stromkreis ist in Abb. 4.26 gezeigt.

Als Folge dieses Avalanche-Effekts ergeben sich Nachteile für die M-Schaltung:

- Jeder Avalanche-Durchbruch erzeugt Verluste im Transistor. Die daraus entstehende Wärme muss zusätzlich abgeführt werden.
- Die Anforderungen an die Spannungsfestigkeit steigt bei den Transistoren von 40 V auf 55 V und dem Betriebskondensator von 25 V auf ≥ 35 V.

Eine kontinuierliche PWM-Stromsteuerung (vgl. Kap. 3.2) ist aufgrund der hohen Schaltfrequenzen in Verbindung mit der M-Schaltung nicht geeignet, da bei jedem Abschaltvorgang Avalancheverluste entstehen. Neben der starken (häufig unzulässigen) Erwärmung der Transistoren reduziert sich die verfügbare Motorleistung. Eine Berechnung dieser Verluste wird im Kapitel 7.1 mit den Gleichungen (7.29) und (7.30) ohne PWM-Ansteuerung durchgeführt. Die genaue Höhe variiert je nach Anwendung und ist von dem Kopplungsfaktor, der Schaltfrequenz und dem Abschaltstrom in der Spule abhängig. Die Folge dieses Effektes ist eine Reduzierung des Wirkungsgrades sowie der Leistungsdichte. Die Sinusbestromung wird im Allgemeinen durch eine PWM-Steuerung erzeugt. Aufgrund der erläuterten Nachteile (insbesondere in Bezug auf die Transistoren) wird diese Bestromungsart in Verbindung mit der M-Schaltung nicht berücksichtigt.

Folgende Komponenten der Leistungselektronik werden betrachtet:

- Transistoren: Feldeffekttransistor (FET)
- Kondensatoren: Elektrolytkondensator (ELKO) oder Folienkondensator
- Shunt für die Strommessung

Diese Elektronikkomponenten werden in großen Mengen von Zulieferern zugekauft. Für die folgende Auswertung wurden die Preise der einzelnen Baugruppen mit vergleichbaren technischen Eigenschaften bei verschiedenen Herstellern angefragt und eine gemittelte Tendenzfunktion erfasst. Eventuelle Abweichungen des ermittelten Kostenfaktors zu diesen Tendenzen sind durch „strategische“ Preise zu erklären, d.h. einzelne spezifische Bauteile (z.B. bestimmte Kapazitätswerte bei Kondensatoren) können aufgrund fertigungstechnischer Randbedingungen (z.B. Auslastung einer Fertigungslinie) vergleichsweise günstiger angeboten werden als andere.

Die grundsätzliche Abhängigkeit des Kostenfaktors für Transistoren lässt sich über den Durchgangswiderstand herleiten. Dieser ist mit dem spezifischen Drain-Source Widerstand ρ_{DS_on} , der Leitkanallänge im FET $l_{FET,Leit}$ und der Siliziumfläche A_{Si} wie folgt zu berechnen:

$$R_{DS_on} = \frac{\rho_{DS_on} \cdot l_{FET,Leit}}{A_{Si}} \quad (4.13)$$

Die Kosten für einen FET hängen maßgeblich von der eingesetzten Siliziummenge ab. Unter der Annahme eines konstanten spezifischen Widerstandes und einer konstanten minimalen Leitkanallänge steigt dieser Materialeinsatz proportional zur Siliziumfläche. Es stellt sich die grundsätzliche Kostenabhängigkeit nach Gleichung (4.14) von dem Durchgangswiderstand ein.

$$k_{FET} \sim A_{Si} \sim \frac{1}{R_{DS_on}} \quad (4.14)$$

Abb. 4.27 zeigt den Stückkostenfaktor für Feldeffekttransistoren bezogen auf den Durchgangswiderstand mit der beschriebenen Abhängigkeit.

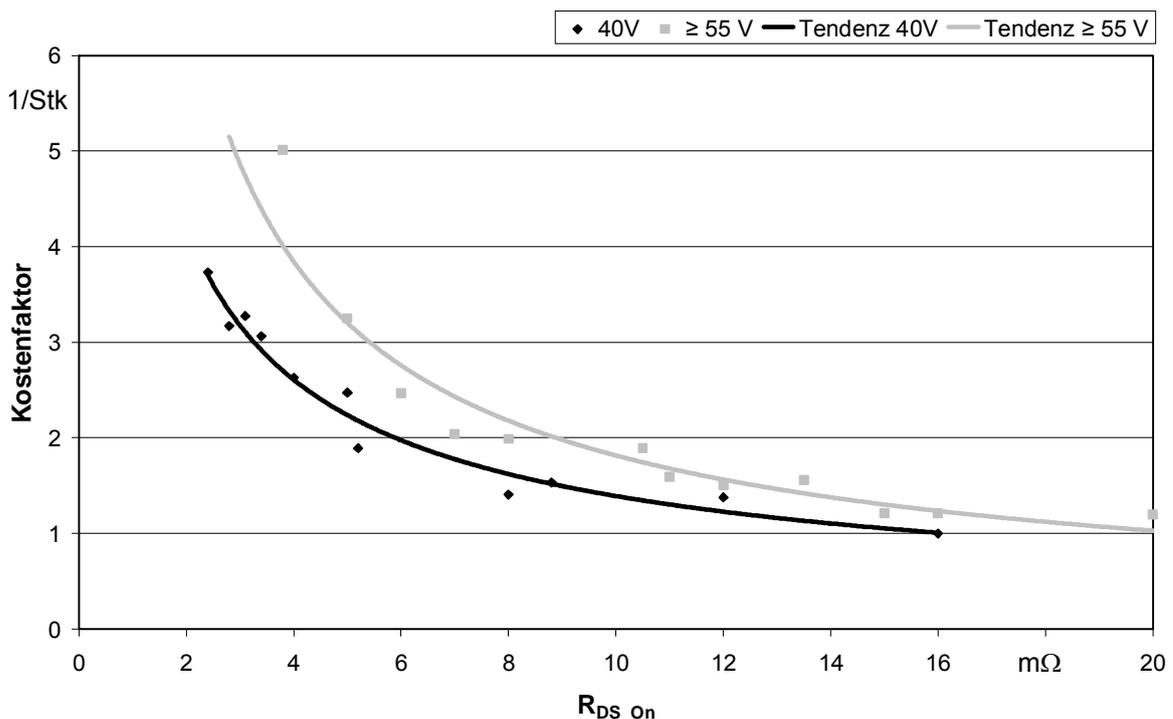


Abb. 4.27: Kostenfaktor für Feldeffekttransistoren

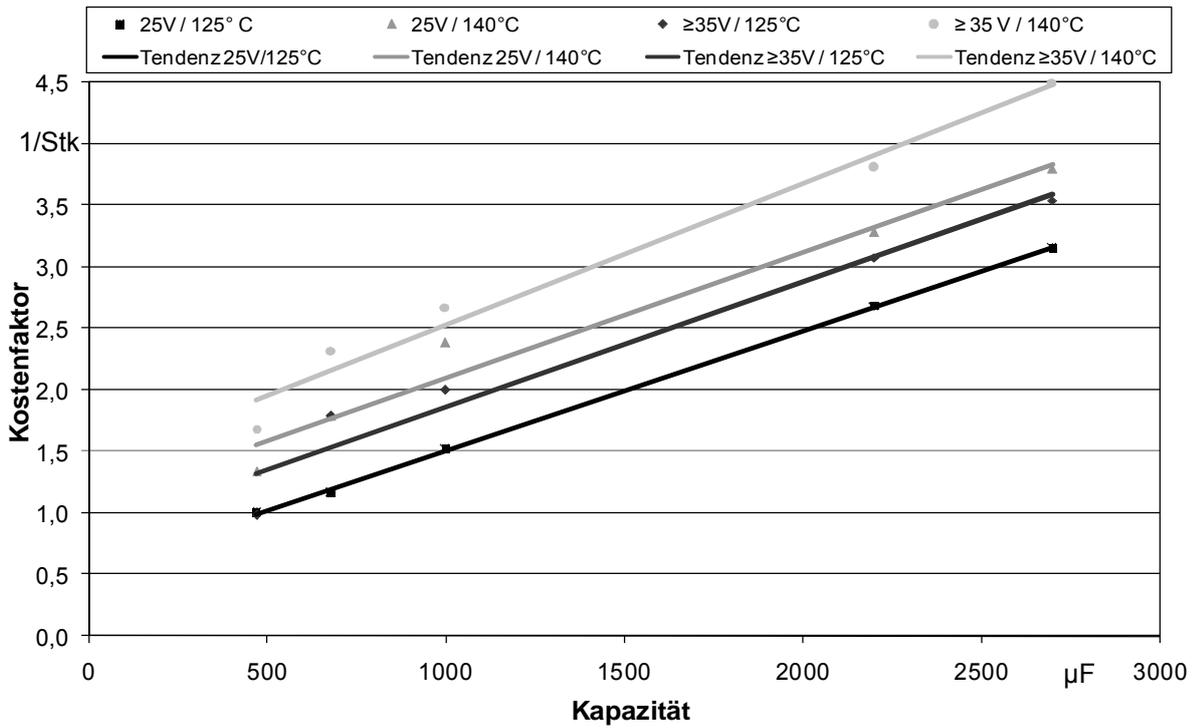


Abb. 4.28: Kostenfaktoren für Elektrolytkondensatoren

Der finanzielle Aufwand für Kondensatoren steigt proportional zu der Baugröße. Diese wird durch die Kapazität, die Spannungs- und die Temperaturfestigkeit bestimmt. Abb. 4.28 und Abb. 4.29 zeigen die Kostenfaktoren für ELKO's und Folienkondensatoren.

Bei dem Shunt, der zur Strommessung in der Zuleitung bzw. im Strang dient, ist vor allem die zulässige Verlustleistung preisbestimmend. Die für die Auswertung

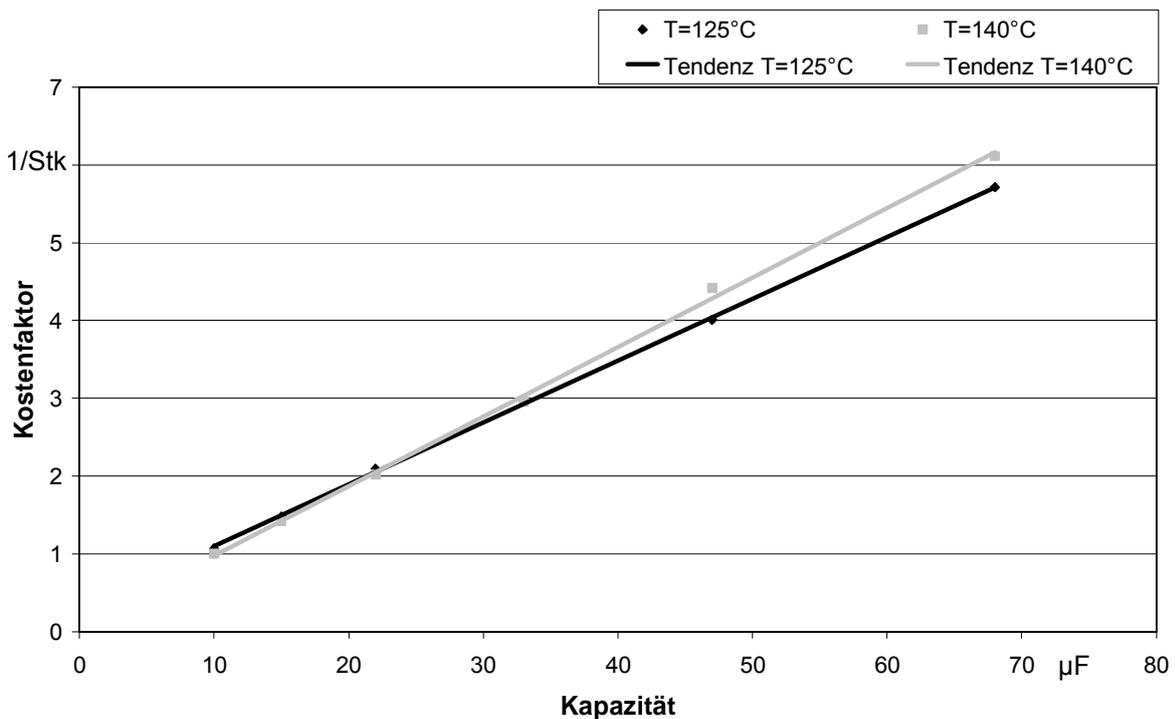


Abb. 4.29: Kostenfaktoren für Folienkondensatoren

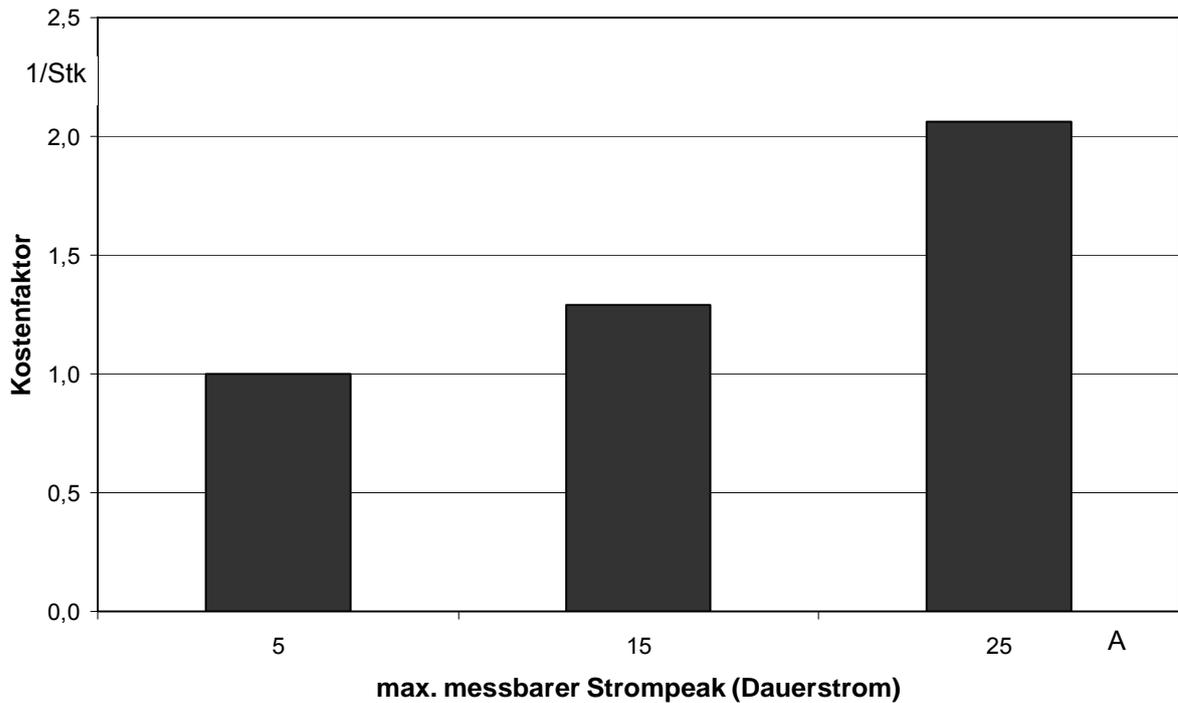


Abb. 4.30: Kostenfaktoren für Shunts

erforderliche Shuntspannung wird mit einem Spitzenwert von 200 mV bei dem jeweils höchsten zu messenden Strompeak, der als Dauerstrom zulässig ist, angenommen. Damit kann der Kostenfaktor für einen Shunt entsprechend Abb. 4.30 in Abhängigkeit des maximal zu messenden Stromes dargestellt werden.

Zusätzliche Kosten entstehen bei der Leistungselektronik durch die benötigte Leiterplatte, auf der die Komponenten angebracht sind. Zudem sind anfallende Fertigungskosten für das Positionieren und Verlöten der einzelnen Komponenten (z.B. FET, Kondensatoren, Shunts) zu berücksichtigen.

Der Kostenindex für die Leistungselektronik setzt sich über die Kostenfaktoren (Zählvariable v) für die eingesetzten Komponenten $k_{Le,Mat,v}$ (FET, Kondensatoren, Shunts), die Leiterplatte $k_{Le,LP}$ sowie die Fertigung (Positionieren & Verlöten) $k_{Le,Fert,v}$ zusammen:

$$K_{Le} = \sum_v k_{Le,Mat,v} + k_{Le,LP} + \sum_v k_{Le,Fert,v} \quad (4.15)$$

Kapitel 5

Konzeptabschätzungen für nass laufende Wasserpumpen

In diesem Kapitel werden die, im Kapitel 3.5 erläuterten grundlegenden Motor-konzepte auf die Anwendbarkeit für nass laufende Wasserpumpen untersucht. Bei diesen Pumpen dreht sich der Rotor unmittelbar im Fördermedium des Kühlkreislaufs für den Verbrennungsmotor. Weiterhin wird die Bestromungsstrategie aus der konzeptabhängigen Betrachtungsweise im vorhergehenden Kapitel für diese Anwendung überprüft.

5.1 Bestromungsstrategie

Durch den Einsatz der Sinusbestromung sollen häufig Anforderungen wie z.B. ein Betrieb mit geringer Drehmomentwelligkeit unterstützt werden. Diese Anforderungen sind bei Wasserpumpen typischerweise von untergeordneter Bedeutung. Als Nachteil der Sinusbestromung ist ein erhöhter Aufwand für die Elektronik und Rotorlageerfassung zu nennen (vgl. Erläuterungen in den Kapiteln 3 und 4). Da in dieser Arbeit kostengünstige Motorkonzepte für nass laufende Wasserpumpen im Fokus stehen, wird die Sinusbestromung bei den Konzeptentwicklungen in den folgenden Kapiteln nicht betrachtet.

5.2 Innen- und Außenläuferkonzept

Grundsätzlich ist der Aufbau von Wasserpumpen als Innen- und Außenläufer denkbar. Die entsprechenden Aufbauten der beiden Konzepte für diese Anwendung sind in Abb. 5.1 dargestellt.

Die Eigenschaften des Läuferkonzepts bei Pumpen ergeben sich insbesondere durch viskose Reibungsverluste. Diese Verluste entstehen durch sich relativ zueinander bewegende Flächen in Verbindung mit der Viskosität des vorhandenen

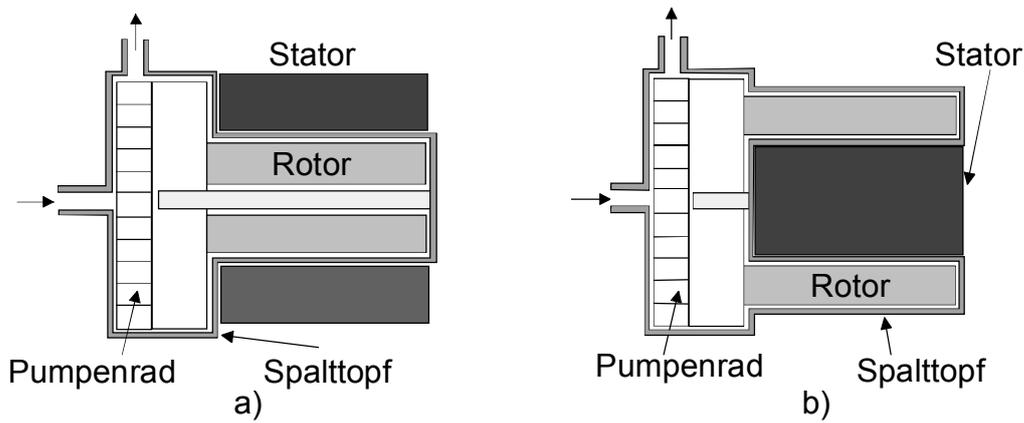


Abb. 5.1: Grundsätzlicher Aufbau des Innen- und Außenläufers
 a) Innenläufer b) Außenläufer

Fördermediums. Eine Abschätzung des viskosen Rotorreibmoments $M_{VR,R}$ lässt sich in Anlehnung an [52] durchführen. Danach unterteilt sich das Verlustmoment in das viskose Reibmoment der Rotoroberfläche $M_{VR,Ro}$ und der Rotorstirnfläche $M_{VR,Rs}$:

$$M_{VR,R} = M_{VR,Ro} + M_{VR,Rs} \quad (5.1)$$

Für die Reibungsverluste an der Rotoroberfläche gilt nach [52]:

$$M_{VR,Ro} = c_{M,Ro} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \rho \cdot \omega^2 \cdot r_R^4 \cdot l_R \quad (5.2)$$

Der Drehmomentenbeiwert $c_{M,Ro}$ ergibt sich aus der Taylorzahl und kann aus [52] tabellarisch entnommen werden. Entsprechend Gleichung (5.2) steigt das Reib-

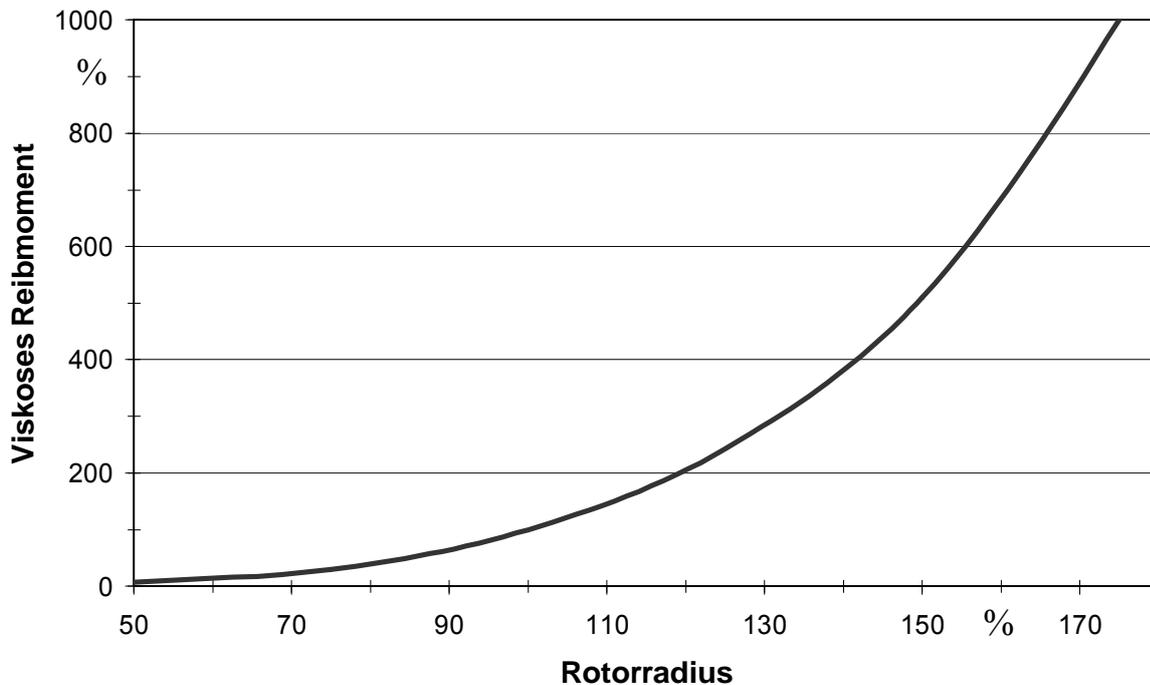


Abb. 5.2: Viskoses Rotorreibmoment in Abhängigkeit des Rotorradius unter Berücksichtigung der Rotoroberfläche und Stirnseite

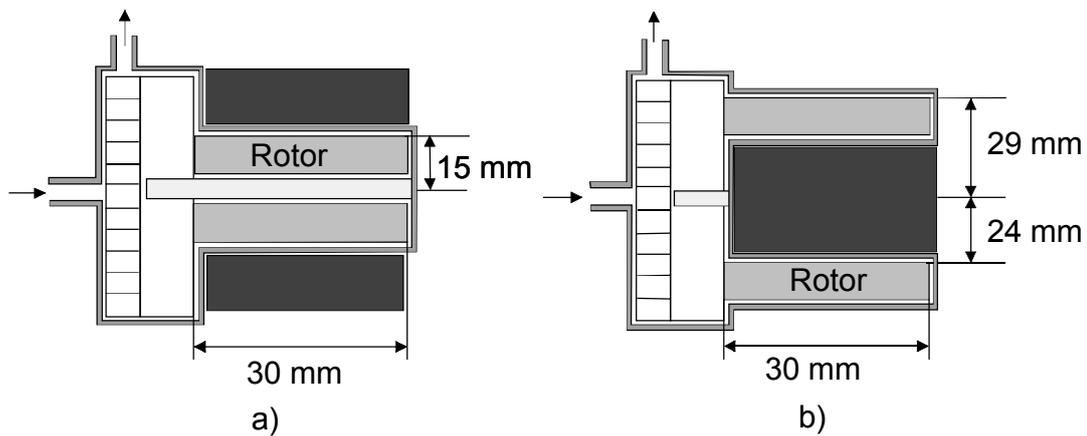


Abb. 5.3: Geometrie zur Bestimmung des viskosen Reibmoments
a) Innenläufer b) Außenläufer

moment in vierter Potenz zu dem Rotorradius r_R . Weitere Größen zur Bestimmung des Verlustmoments ist die Dichte des Fördermediums ρ , die mechanische Kreisfrequenz ω und die Rotorlänge l_R .

Die Berechnung der viskosen Reibungsverluste an der Stirnseite stellt sich wie folgt dar:

$$M_{VR,RS} = c_{M,RS} \cdot \frac{\rho}{2} \cdot \omega^2 \cdot r_R^5. \quad (5.3)$$

Der Drehmomentenbeiwert $c_{M,RS}$ kann mit Hilfe der jeweiligen Reynoldsschen Zahl tabellarisch in [52] ermittelt werden.

Abb. 5.2 zeigt die Abhängigkeit der viskosen Reibungsverluste $M_{VR,R}$ von dem Rotorradius für einen im Wasser laufenden Rotor mit konstanter Drehzahl n , Rotorlänge l_R und mechanischem Luftspalt δ .

Bei dem nass laufenden Motor in Außenläuferausführung drehen sich zwei Rotoroberflächen in der Flüssigkeit. Zudem muss der Rotorradius bei dieser Ausführung entsprechend der erforderlichen Nutfläche zur Positionierung der Wicklung (vgl. Kapitel 4.3.1.1) häufig größer ausgeführt werden. Diese Eigenschaften führen bei dem Außenläuferkonzept zu einer erheblichen Erhöhung der viskosen Reibung.

Anhand eines Beispiels soll im Folgenden die Größenordnung des zu erwartenden viskosen Reibmoments gezeigt werden. Geförderte Flüssigkeit und damit Berechnungsgrundlage ist Wasser, die Drehzahl beträgt 4100 1/min ($n = 68,3$ 1/s). Der mechanische Luftspalt zwischen dem Rotor und dem Spalttopf wird mit $\delta_{mech} = 0,8$ mm angenommen. Abb. 5.3 zeigt die gewählten Beispielabmaße für den Innen- und Außenläufer.

Aus den gegebenen Maßen lassen sich die viskosen Reibmomente für den Innenläufer mit $M_{VR,R,i} \approx 2,5 \cdot 10^{-3}$ Nm und $M_{VR,R} \approx 48 \cdot 10^{-3}$ Nm für den Außenläufer abschätzen. Im Vergleich dazu führt eine Erhöhung der Drehzahl auf 6000 1/min bei dem Innenläufer mit diesen Maßen „lediglich“ zu einem Reibmoment von $M_{VR,R,i} \approx 5,1 \cdot 10^{-3}$ Nm.

Bei der abgeschätzten viskosen Reibung handelt es sich um ein Verlustmoment. Entsprechend der aufgezeigten Beispielrechnung (Faktor ≈ 19) ist der Aufbau einer nass laufenden Wasserpumpe in Außenläuferausführung nicht sinnvoll.

5.3 Klauenpolkonzept und dessen Grenzen

Für das im Kapitel 3.3 erläuterte Klauenpolkonzept wird im Folgenden eine analytische Abschätzung des erreichbaren inneren Drehmoments für die vorliegende Applikation durchgeführt.

Die allgemeine Drehmomentgleichung einer Wasserpumpe mit nass laufendem Rotor im stationären Zustand lautet:

$$M_i = M_{Pr} + M_{VR,Pr} + M_{VR,R} + M_{so}. \quad (5.4)$$

Demnach setzt sich das innere Drehmoment M_i aus dem Drehmoment am Pumpenrad M_{Pr} (hydraulisches Abgabemoment), dem viskosen Reibmoment, welches hier in das Moment am Pumpenrad $M_{VR,Pr}$ sowie am Rotor $M_{VR,R}$ unterteilt ist, und den sonstigen Reibmomenten M_{so} (z.B. Lagerreibung) zusammen.

Allgemein lässt sich das innere Drehmoment des Motors in Anlehnung an die Erläuterungen in [53] für die betrachtete Geometrie wie folgt ermitteln:

$$M_i = \frac{\pi}{2} \cdot (2 \cdot r_R)^2 \cdot l_{St} \cdot A \cdot B_\delta, \quad (5.5)$$

wobei l_{St} der Statorlänge, A dem Ankerstrombelag und B_δ der mittleren Luftspaltflussdichte entspricht.

Anhand dieser Gleichung nimmt das innere Drehmoment des Motors quadratisch mit steigendem Rotorradius zu. Entsprechend der Formeln (5.1) bis (5.3) ist das viskose Rotorreibmoment $M_{VR,R}$ proportional zur 4. bzw. 5. Potenz des Rotorradius. Mit zunehmendem Radius steigen diese Reibungsverluste also anteilmäßig stärker als das innere Drehmoment. Daher sollte der Rotorradius so gering wie möglich ausgeführt werden.

Für die weiteren Betrachtungen wird ein Radius von $r_R = 15$ mm angenommen, der durch die Erfordernisse der Fertigungstechnik in Verbindung mit einer typischen Magnethöhe von ca. $h_{Mag} = 4-5$ mm bestimmt wird.

Entsprechend Abb. 3.9 besteht der Stator aus zwei einzelnen, gegensinnig angeordneten, Blechen in Klauenpolgeometrie und einem Rückschlussring. Die Klauenpolbleche werden gefertigt, indem sie zunächst ausgestanzt und im weiteren Verlauf durch einen Tiefziehprozess gebogen werden. Um eine Beschädigung des Elektroblechs während des Tiefziehens zu vermeiden (Rissbildung an den Biegekanten) wird bei dem gegebenen Rotorradius eine Klauenpolpaarzahl von vier gewählt. Abb. 5.4 zeigt die betrachtete Fertigungstechnik, zusätzlich ist der äußere und innere Statorradius ($r_{St,a}$, $r_{St,i}$) eingezeichnet.

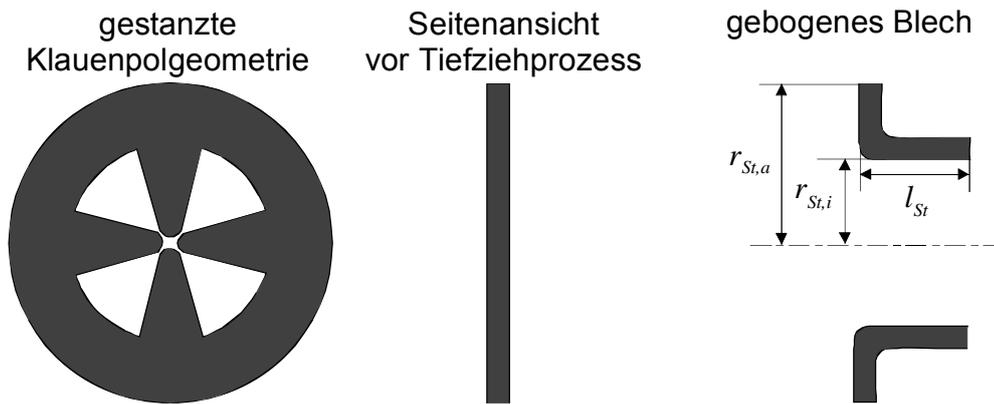


Abb. 5.4: Fertigungsschritte des Klauenpolstatorblechs

Um diese Geometrie stanzen zu können ist es erforderlich, einen Abstand zwischen den einzelnen Stanzkanten von ca. $b_{Sk} = 1 \text{ mm}$ zu halten. Damit kann die maximal erreichbare Statorlänge $l_{St,max}$ wie folgt berechnet werden:

$$l_{St,max} = r_{St,i} - \frac{b_{Sk}}{2} = r_R + \delta_{mag} - \frac{b_{Sk}}{2}. \quad (5.6)$$

Bei dem angenommenen Rotorradius von $r_R = 15 \text{ mm}$ und einer angenommenen magnetischen Luftspalthöhe von $\delta_{Mag} = 2 \text{ mm}$, die sich aus dem mechanischen Luftspalt und der Spalttopfdicke zusammensetzt, ergibt sich für die maximal erreichbare Statorlänge $l_{St,max} = 16,5 \text{ mm}$.

Die Herleitung der vorhandenen Luftspaltflussdichte wird unter den folgenden Randbedingungen durchgeführt:

- der Motor ist unbestromt und
- es ist kein Streufluss vorhanden.

Mit diesen Randbedingungen wird der gesamte Fluss des Permanentmagneten unterhalb einer Klauenpolfläche gesammelt und trägt zur Drehmomentbildung bei. Abb. 5.5 stellt den Sachverhalt dar.

Eine weitere erforderliche Größe ist die mittlere Klauenpolbreite b_K . Diese Breite lässt sich entlang des Luftspalts über die abgewinkelte Statorlänge $l_{St,aw}$, die Klauenpolpaarzahl p_K und die Nutbreite b_N wie folgt berechnen:

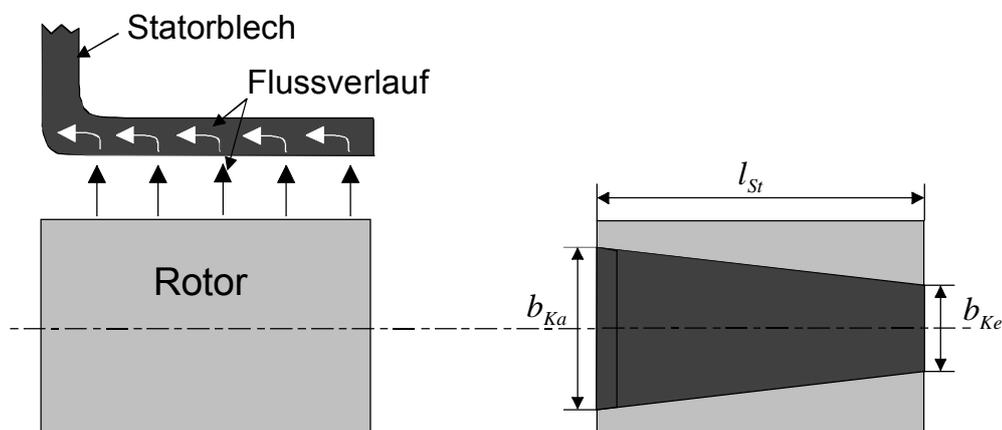


Abb. 5.5: Rotorflussverlauf

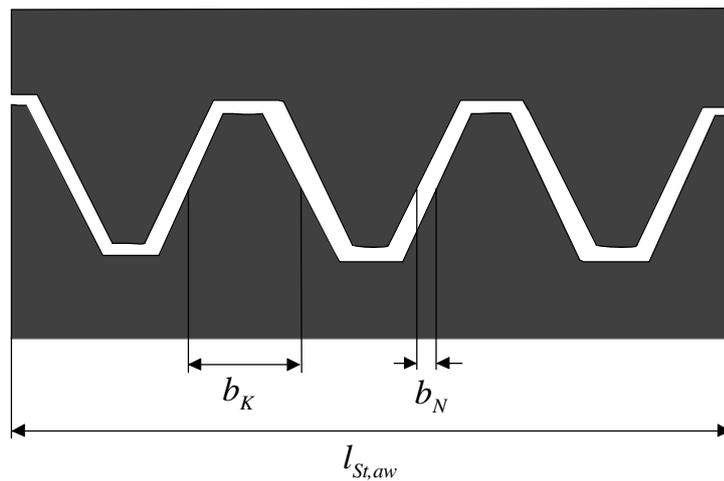


Abb. 5.6: Abgewickelter Stator

$$b_K = \frac{l_{St,aw}}{2 \cdot p_K} - b_N = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{St,i}}{2 \cdot p_K} - b_N \quad (5.7)$$

Abb. 5.6 zeigt einen abgewickelten Stator mit den erläuterten Zusammenhängen zur Bestimmung der mittleren Klauenpolbreite.

Das Verhältnis zwischen der Klauenpolbreite b_{Ke} und der Klauenpolanfangsbreite b_{Ka} (vgl. Abb. 5.5) wird durch den Faktor ν_K beschrieben:

$$\nu_K = \frac{b_{Ke}}{b_{Ka}} \quad (5.8)$$

Dieser Faktor wird unter folgenden Randbedingungen variiert:

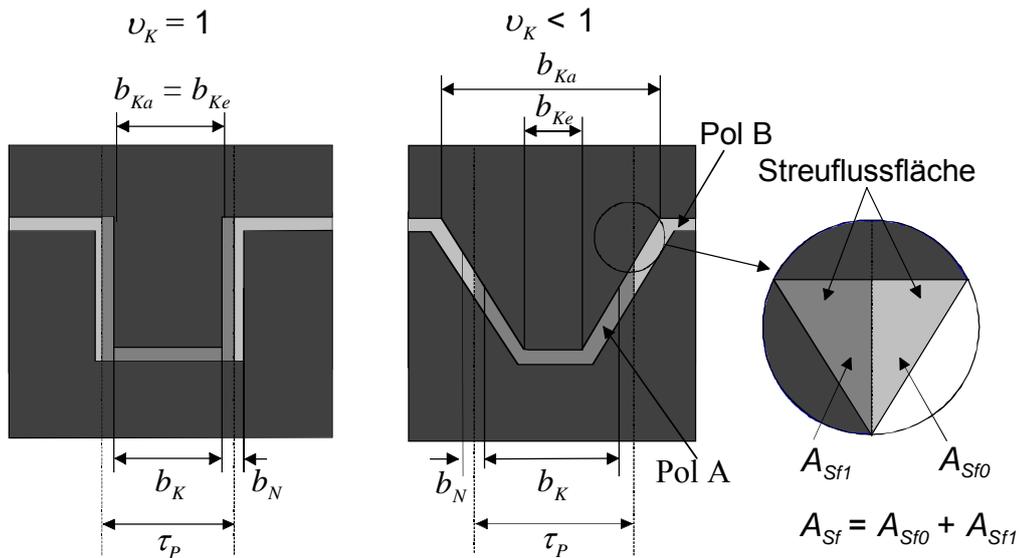
- Die Polteilung des Rotors entspricht:

$$\tau_p = b_K + b_N \quad (5.9)$$

- Überschreitet ein Klauenpol einen benachbarten Magnetpol (Pol B) trägt die überlappende Fläche A_{sf0} nicht zur Drehmoment bildenden Flussleitung bei, sie leitet ausschließlich Streufluss.
- Die gesamte Streuflussfläche A_{sf} ergibt sich aus dieser überlappenden Fläche A_{sf0} plus einer identisch gespiegelten Fläche A_{sf1} über dem Pol A, welche den Streufluss zum Pol A leitet.

Abb. 5.7 stellt die erläuterten Randbedingungen über die Variation des Faktors ν_K dar.

Mit diesen Randbedingungen kann der Faktor $\nu_{K,opt}$, bei dem am meisten Motor Drehmoment erzeugt wird, abgeschätzt werden. Mit sinkendem ν_K steigt die Klauenpolanfangsbreite (spitzere Klaue). Es kann, bei einer konstanten zulässigen Flussdichte B_{Fe} mehr magnetischer Fluss durch den Klauenpolanfang geführt werden. Voraussetzung für die Erzeugung des größeren Flusses ist, dass die Remanenz des Permanentmagneten steigt. Überschreitet die Anfangsbreite b_{Ka} die Rotorpolteilung τ_p existiert ein Streufluss, der die nutzbare Klauenpolfläche reduziert und damit eine Verringerung des Hauptflusses zur Folge hat.

Abb. 5.7: Variation des Faktors u_K

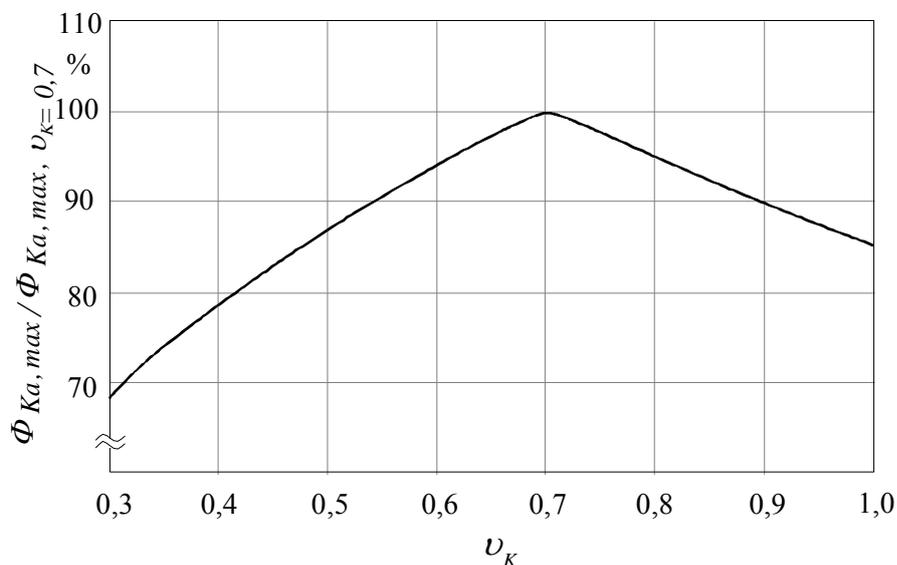
Der resultierende maximale Hauptfluss im Klauenpolanfang $\Phi_{Ka,max}$ kann, unter der Annahme einer gleichmäßigen Flussdichteverteilung, wie folgt beschrieben werden:

$$\Phi = \int_A B \cdot dA \quad (5.10)$$

$$\Phi_{Ka,max} = B_{Fe,max} \cdot A_{Ka,Hf} = B_{Fe,max} \cdot b_{Ka,Hf} \cdot h_{Fe} \quad .$$

Entsprechend der Gleichung lässt sich dieser Fluss über die maximal zulässige Flussdichte im Statorblech $B_{Fe,max}$ und der Klauenpolanfangsfläche $A_{Ka,Hf}$, die den Hauptfluss leitet, berechnen. Die Fläche $A_{Ka,Hf}$ setzt sich aus der hauptflussleitenden Klauenpolanfangsbreite $b_{Ka,Hf}$ und der Blechdicke h_{Fe} zusammen. Diese Breite $b_{Ka,Hf}$ entspricht der Klauenpolanfangsbreite b_{Ka} abzüglich einem Breitenanteil von b_{Ka} , der den Streuflussanteil leitet (für $b_{Ka} > \tau_p$).

Die folgende Variation wird unter der Randbedingung einer angepassten Remanenz des Permanentmagneten zur Erreichung des maximalen Hauptflusses im

Abb. 5.8: Fluss im Klauenpolanfang in Abhängigkeit des Faktors u_K

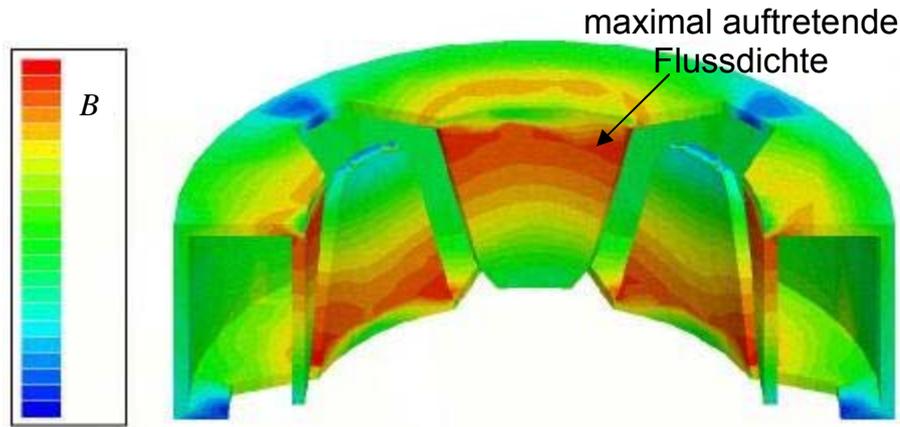


Abb. 5.9: Flussdichteverteilung im Klauenpolstator

Klauenpolanfang durchgeführt. Abb. 5.8 zeigt den Klauenpolanfangsfluss nach Gleichung (5.10) bei einer konstanten zulässigen Flussdichte im Statorblech sowie einer konstanten Blechdicke h_{Fe} . Die Nutbreite beträgt hierbei $b_N = 2$ mm, die Klauenpolpaarzahl $p_K = 4$.

Abb. 5.9 zeigt die, durch eine 3D-Finite Element Berechnung (FEM) ermittelte, Flussdichteverteilung im Klauenpolblech.

Mit dem berechneten magnetischen Fluss kann die Luftspaltflussdichte unter folgenden Randbedingungen bestimmt werden:

- der Klauenpol ist symmetrisch über einem Rotorpol ausgerichtet (vgl. Abb. 5.7),
- der Fluss im Klauenpol entspricht dem Luftspaltfluss unterhalb der Klaue, es existiert kein Streufluss,
- der Luftspaltfluss weist eine gleichmäßige Verteilung auf, d.h. der Rotorpol ist magnetisch homogen.

Damit kann die maximale Luftspaltflussdichte $B_{\delta,max}$ über die Klauenpolfläche A_K berechnet werden:

$$B_{\delta,max} = \frac{\Phi_{Ka,max}}{A_K - 2 \cdot A_{Sf}} = \frac{\Phi_{Ka,max}}{(b_K \cdot l_{St}) - 2 \cdot A_{Sf}}. \quad (5.11)$$

Für die Berechnung des inneren Drehmoments wird die mittlere Luftspaltflussdichte benötigt. Der Zusammenhang zwischen der maximalen und der mittleren Luftspaltflussdichte ist in Abb. 5.10 skizziert.

Die Berechnung der mittleren Luftspaltflussdichte erfolgt über den Carterschen Faktor k_C :

$$B_{\delta} = \frac{B_{\delta,max}}{k_C}. \quad (5.12)$$

Dieser Faktor ist in [12] definiert und kann für die betrachtete Klauenpolgeometrie wie folgt abgeschätzt werden:

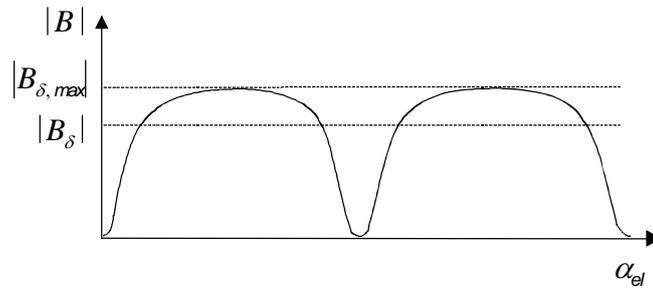


Abb. 5.10: Verlauf der Luftspaltflussdichte

$$k_C \approx \frac{\left(\pi \cdot \frac{d_R}{2 \cdot p_K} \right)}{\left(\pi \cdot \frac{d_R}{2 \cdot p_K} \right) - \left(\frac{1}{1 + 5 \cdot \delta_{mag} / b_N} \right)} \cdot b_N \quad (5.13)$$

Zur Berechnung des inneren Drehmoments wird noch der Ankerstrombelag A benötigt. Diese Größe wurde bereits in [54] für eine Klauenpolwasserpumpe bestimmt. Der zulässige Ankerstrombelag zur Sicherstellung der Entwärmung kann aus Abb. 5.11 entnommen werden. Für die folgenden Berechnungen wird ein maximaler Ankerstrombelag von $A_{max} = 10.000 \text{ A/m}$ verwendet.

Mit den hergeleiteten Werten kann das erreichbare innere Drehmoment nach Gleichung (5.5) bestimmt werden. Die Abschätzung des inneren Drehmoments in Abhängigkeit vom Faktor ν_K wird basierend auf dem berechneten magnetischen Fluss, dargestellt in Abb. 5.8, durchgeführt. Dabei werden die gleichen Randbedingungen wie zur Ermittlung des genannten Flusses verwendet. Abb. 5.12 zeigt das resultierende Drehmoment.

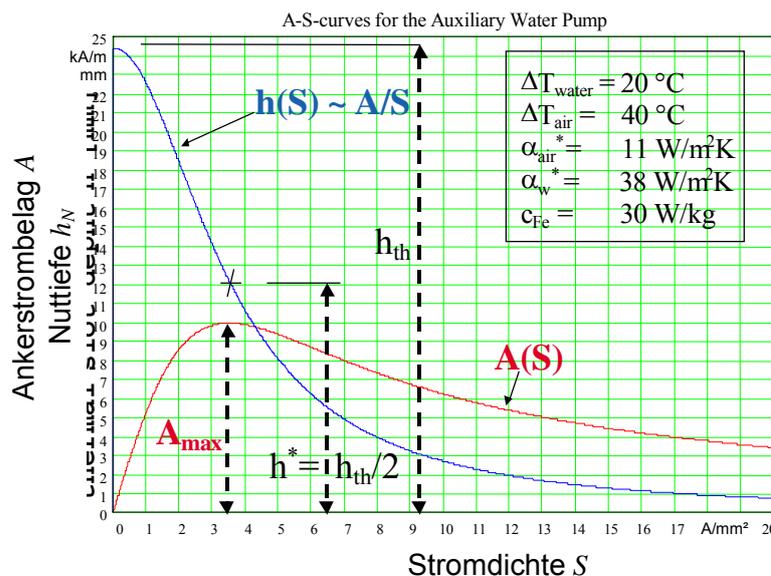


Abb. 5.11: Maximaler Ankerstrombelag für die Klauenpolwasserpumpe [54]

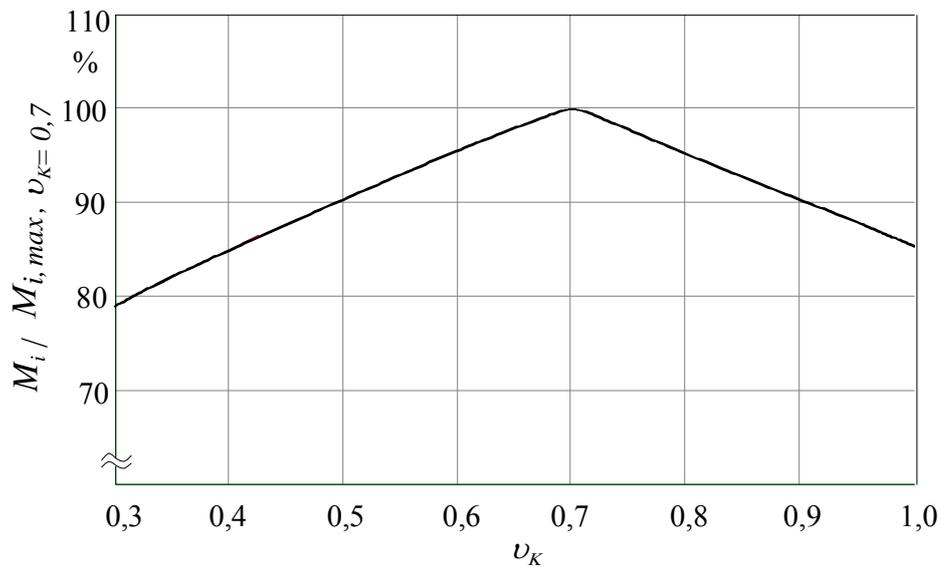


Abb. 5.12: Inneres Drehmoment in Abhängigkeit des Faktors v_K

Alle weiteren Berechnungen werden mit dem Faktor $v_K = 0,7$ durchgeführt, bei dem das maximale Drehmoment erzeugt wird. Aus den Gleichungen (5.10) und (5.11) ergibt sich die Abhängigkeit zwischen der maximalen Luftspaltflussdichte und der zulässigen Flussdichte im Statorblech:

$$B_{\delta,max} = \frac{b_{Ka} \cdot h_{Fe}}{b_K \cdot l_{St}} \cdot B_{Fe,max} \quad (5.14)$$

Die Luftspaltflussdichte und, daraus resultierend, das innere Drehmoment steigt entsprechend dieser Gleichung bei den idealisierten Bedingungen proportional zur Flussdichte im Statorblech.

Die benötigte Remanenz des Permanentmagneten lässt sich in Anlehnung an die allgemeinen Herleitungen in [55] abschätzen:

$$B_R \approx B_{\delta,max} \cdot \left(1 + \frac{\mu_{R,Mag} \cdot \delta_{mag}}{h_{Mag}} \right) \quad (5.15)$$

Abb. 5.13 stellt das Ergebnis der Berechnungen für die Abschätzung des inneren Drehmoments in Abhängigkeit der maximal zulässigen Flussdichte im Statorblech dar.

Das erreichbare innere Drehmoment eines Klauenpolstators liegt für eine zulässige Flussdichte von $B_{Fe,max} = 1,6$ T im Statorblech bei $M_i \approx 2,6$ Ncm. Die zugehörige Remanenz des Magneten beträgt bei maximaler Statorlänge $B_R \approx 165$ mT.

Der bisher vernachlässigte Streufluss kann durch eine 3D-FEM Berechnung ermittelt werden und hat bei der genannten zulässigen Flussdichte im Statorblech einen Anteil von 40 %. Als Folge steigt die erforderliche Remanenz des Permanentmagneten auf $B_R \approx 225$ mT, dieser Wert ist ebenfalls in Abb. 5.13 enthalten. Der ermittelte Streuflussanteil ist nicht konstant über den dargestellten Bereich.

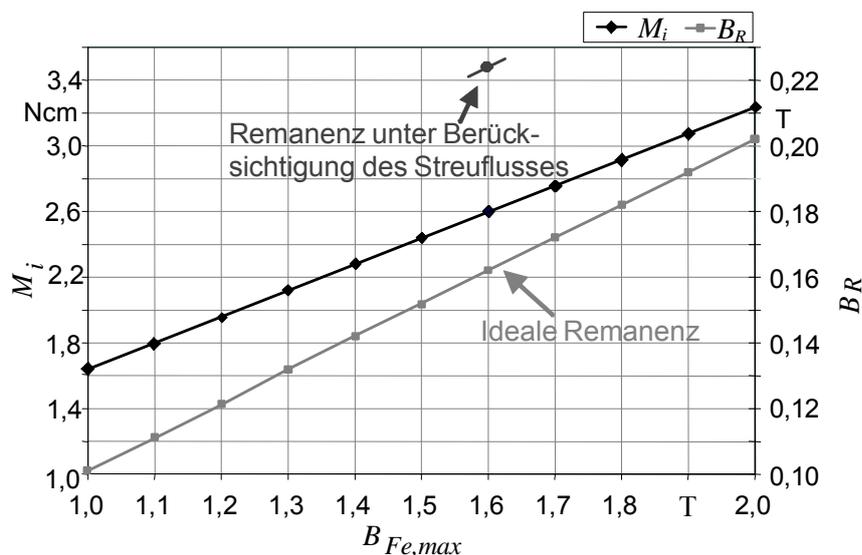


Abb. 5.13: Resultierendes inneres Drehmoment und erforderliche Remanenz bei maximaler Statorlänge

Aufgrund von Sättigungseffekten steigt die erforderliche Magnetremanenz überproportional zu der zulässigen Flussdichte im Statorblech.

Für eine Remanenz von $B_R \approx 225$ mT erscheint kunststoffgebundenes, anisotropes Ferrit als Permanentmagnetmaterial geeignet (vgl. Tab. 4.6). Dieses Material hat einige Vorteile. Es benötigt keinen Schutz gegen das Fördermedium (z.B. Abdichtung), der Magnet kann unmittelbar als Nassläufer verwendet werden. Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die vielfältigen Gestaltungsmöglichkeiten in Verbindung mit der erwünschten geometrischen Form (Ringmagnet). Die Grenzen des Materials ergeben sich durch den Fertigungsprozess. Nach Aussage eines namenhaften Herstellers für kunststoffgebundene Ferrite ist die Länge eines Ringmagnets mit dem Aufbau, der im Kapitel 7.2 mit der Darstellung in Abb. 7.22 gezeigt wird, auf ca. 35 bis 40 mm begrenzt. Ein Anteil der Magnetlänge von ca. 3,5 mm wird für die Rotorlageerfassung benötigt (wird in den Kapiteln 6 und 7 erläutert). Bei dieser erreichbaren Rotorlänge können maximal zwei Klauenpolstatoren axial nebeneinander platziert werden. Abb. 5.14 zeigt den grundsätzlichen Aufbau.

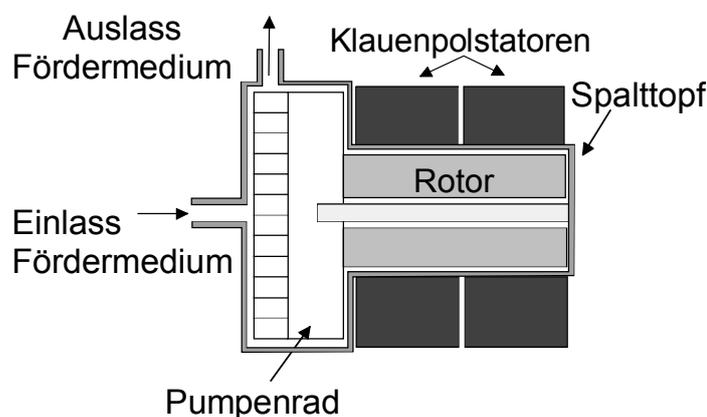


Abb. 5.14: Motor mit mehreren Klauenpolstatoren

Eine Reduzierung der Statorlänge unter $l_{St,max} = 16,5$ mm ist durch eine Anpassung der Remanenz des Permanentmagneten möglich. Diese Anpassung kann entsprechend der aufgeführten Berechnungsmethode abgeschätzt werden. Eine Reduzierung der Statorlänge auf $l_{St} = 10$ mm erfordert beispielsweise eine Magnetremanenz von ca. $B_R = 425$ mT (Luftspaltflussdichte $B_\delta = 185$ mT) um die gleiche zulässige Flussdichte im Statorblech zu erreichen. Diese Angabe bezieht sich auf einen konstanten magnetischen Streuflussanteil, der sich durch eine weitere 3D-FEM Berechnung bestätigen lässt. Damit kann kunststoffgebundener Ferrit als Magnetmaterial mit den erläuterten Vorteilen nicht mehr verwendet werden. Für die erforderliche Remanenz von $B_R = 425$ mT ist gesintertes Ferrit geeignet (vgl. Tab. 4.6). Bei Einsatz eines Rotors mit diesem Material ist eine Abdichtung gegen das Fördermedium erforderlich. Wie in den nachfolgenden Kapiteln erläutert wird, reduziert sich der aktive Rotorradius durch die Abdichtung auf $r_{R,akt} = 14,5$ mm. Ein Vorteil dieses Rotoraufbaus ist die Möglichkeit, den Rotor länger als mit dem genannten kunststoffgebundenen Ferritrotor ausführen zu können.

Die Begrenzung des inneren Drehmoments auf $M_i \approx 2,6$ Ncm bei einer maximalen Flussdichte im Blech von $B_{Fe,max} = 1,6$ T besteht für die betrachtete Klauenpolgeometrie bei dem kunststoffgebundenen Ferritrotor. Aufgrund des den verringerten Rotordurchmessers reduziert sich das erreichbare Drehmoment bei dem, mit abgedichteten Ferritschalen bestückten Rotor auf $M_i \approx 2,45$ Ncm. Das gesamte innere Drehmoment steigt proportional zur Anzahl der Klauenpolstatoren. Entsprechend ergibt sich ein maximal erreichbares inneres Drehmoment bei dem kunststoffgebundenen Ferritrotor von $M_i \approx 5,2$ Ncm (2,6 Ncm je Stator). Bei Einsatz eines abgedichteten Rotors mit gesintertem Ferrit ist die Anzahl der axial nebeneinander positionierbaren Statoren abhängig von der konstruktiven Gestaltung des Motors. Daher kann keine feste Grenze für das erreichbare innere Drehmoment bei dieser Ausführung gegeben werden.

Kapitel 6

Pumpenausführung mit dem Nutkonzept

Als Anwendungsfall für die Bewertung unterschiedlicher Motorkonzepte dienen Wasserpumpen mit einer mechanischen Leistung von $P_{mech} \approx 22$ W. Der Arbeitspunkt liegt bei 4100 Umdrehungen pro Minute ($n = 68,33$ 1/s) und einem mechanischen Drehmoment von $M_{mech} = 5$ Ncm.

6.1 Dreisträngige Ausführungen

6.1.1 Elektromagnetische Auslegung

Als Grundlage des folgenden Konzeptvergleichs wird zunächst eine für BLDC-Motoren häufig verwendete dreisträngige Nutausführung in B6 Sternverschaltung gewählt. Diese Ausführung wird mit zwei Rotorvarianten kombiniert. Eine Rotorvariante ist mit Ferritschalen bestückt (im Folgenden als Ferritvariante bezeichnet), die andere Variante ist mit NdFeB-Blöcken als Consequent Pole (Folgepol) ausgeführt (kurz NdFeB-CP Variante). Beide Rotoren besitzen eine Pol-

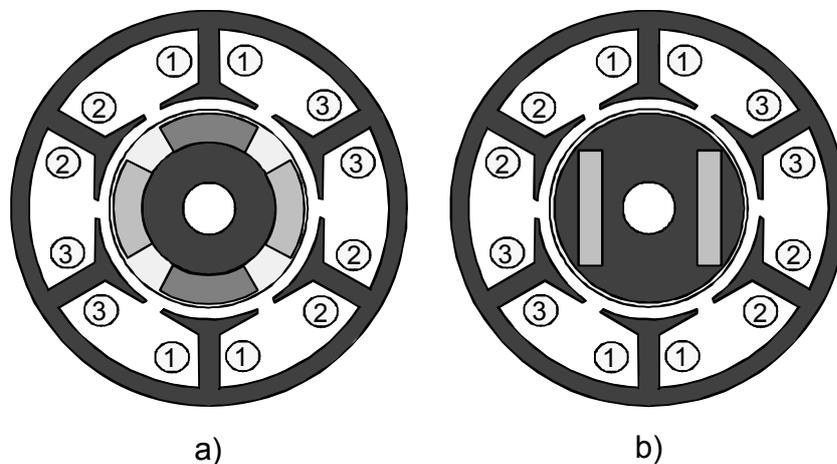


Abb. 6.1: Dreisträngige Nutkonzepte
a) Ferritvariante

b) NdFeB-CP Variante

	Bezeichnung	Ferritvariante	NdFeB-CP Variante
Statorlänge	l_{St}	10,5 mm	8,5 mm
Statoraußenradius	$r_{St,a}$	30,5 mm	30,5 mm
Rotorlänge	l_R	16,5 mm	12 mm
Rotorradius	r_R	15 mm	15 mm
Aktiver Rotorradius	$r_{R,akt}$	14,5 mm	14,5 mm
Luftspalt	δ_{mag}	2,5 mm	2,5 mm
Windungszahl einer Spule	N	72	69
Drahtdurchmesser	d_{Wdr}	0,71 mm	0,71 mm
Magnetremanenz	B_R	0,43 T	1,22 T
Magnethöhe	h_{Mag}	4,5 mm	3,9 mm

Tab. 6.1: Technische Daten dreisträngige Nutkonzepte

zahl von vier. Um eine gute Vergleichbarkeit dieser Varianten nach technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten zu erreichen, wird ein möglichst analoger Aufbau gewählt. Der Rotor ist aufgrund technischer Randbedingungen (vgl. Erläuterungen zum Rotor in Kapitel 5.3) mit einem Radius von $r_R = 15$ mm ausgeführt. Mit diesem, in Bezug auf das Klauenpolkonzept, konstanten Radius liegen die viskosen Reibungsverluste in der gleichen Größenordnung. Daher werden sie in den folgenden Erläuterungen konzeptspezifisch nicht weitergehend berücksichtigt.

Abb. 6.1 zeigt die gewählten Konzepte mit allgemeinen technischen Daten in Tab. 6.1. Die Motoren wurden mit einem analytischen (SPEED) und numerischen

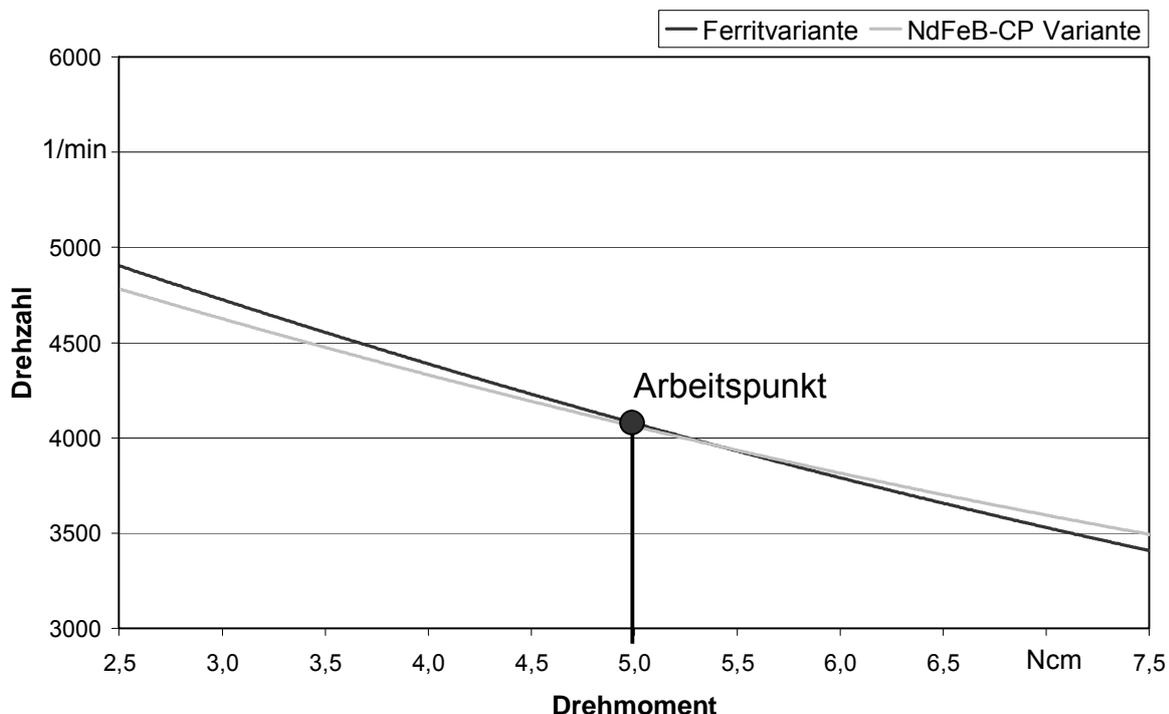


Abb. 6.2: Analytisch berechnete Drehzahl-Drehmoment Kennlinien dreisträngige Konzepte

2D-FEM (FEMAG) Berechnungsprogramm ausgelegt und besitzen die Motor-kennlinien in Abb. 6.2.

6.1.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung

Für die ausgelegten dreisträngigen Motoren wird im Folgenden eine konstruktive Gestaltung sowie Kostenschätzung für den grundsätzlichen Aufbau entsprechend Abb. 6.3 durchgeführt.

Die wirtschaftliche Darstellung der einzelnen Komponenten wird zur Wahrung der Vertraulichkeit (vgl. Erläuterungen im Kapitel 4.1) als prozentualer Anteil an den Gesamtkosten des entsprechenden Antriebes durchgeführt. Dazu wird ein Kostenanteil k_a definiert. Die Bildung dieses Anteils verläuft grundsätzlich wie folgt: Der gesamte Kostenindex eines Motors wird aus der Addition der einzelnen Kostenindizes für die Komponenten in Kapitel 4 unter Berücksichtigung der aus Vertraulichkeitsgründen nicht angegebenen Verhältnisse gebildet. Ein Kostenanteil beschreibt das Verhältnis des Komponentenindizes zum Gesamtkostenindex.

Die konstruktive Gestaltung bezieht sich auf folgende Motorkomponenten:

- Stator incl. Isolation
- Wicklung
- Verschaltung
- Rotor incl. Pumpenrad
- Spalttopf
- Gehäuse
- Rotorlageerfassung
- Leistungselektronik

Die Hydraulikseite des Gehäuses (incl. Ein- und Auslass) wird nicht einbezogen. Zur Ermöglichung einer wirtschaftlichen Vergleichbarkeit mit kombinierten Rotor-konzepten, wie sie an einem Beispiel im Kapitel 7.2 erläutert sind, wird das Pumpenrad mit einem Pauschalkostenindex berücksichtigt.

Da es sich um einen Konzeptvergleich handelt, werden die einzelnen Komponenten lediglich in ihrer grundsätzlichen Struktur betrachtet. So kann beispielsweise

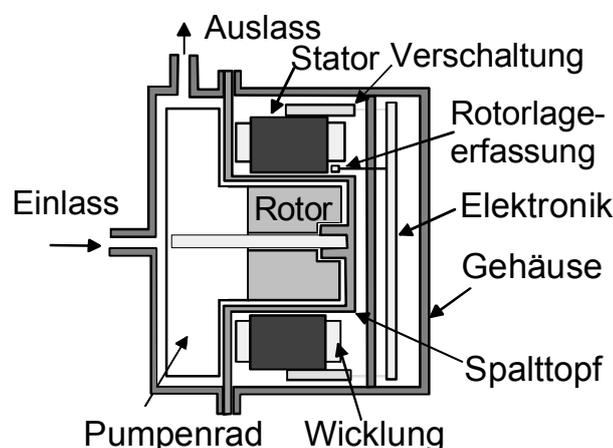


Abb. 6.3: Grundsätzliche Konstruktion der Nutkonzepte

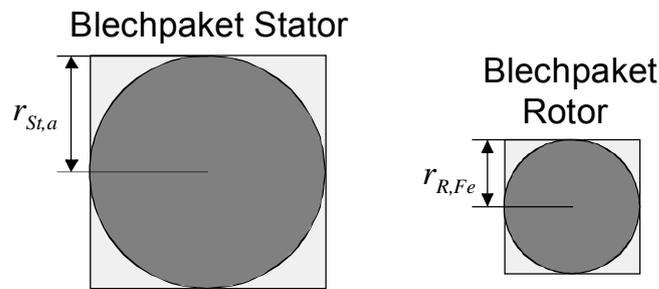


Abb. 6.4: Elektroblechaufwand

am Gehäuse nicht jede Schraubverbindung berücksichtigt werden. Im Verlauf der konstruktiven Gestaltung wird eine Vielzahl an geometrischen Daten aufgeführt. Eine Übersicht des Zusammenspiels dieser Daten ist in Abb. 6.13 gezeigt. Bei Bedarf kann der Leser während der folgenden Ausführung auf die genannte Abbildung schauen um sich einen Überblick über die konstruktive Zusammensetzung des Motors in Verbindung mit den einzelnen Maßen zu verschaffen.

Als Statormaterial wird Elektroblech des Typs M400-50A verwendet. Entsprechend Tab. 6.1 haben beide Varianten den gleichen Statoraußendurchmesser. Die Ferritvariante ist mit einem Rotorüberhang von $\Delta l_{R,Fe} = 6$ mm ausgeführt, die NdFeB-CP Variante mit $\Delta l_{R,NCP} = 3,5$ mm. Für die Rotorlageerfassung ist ein Überhang von $\Delta l_R = 3,5$ mm erforderlich, eine Erläuterung hierzu erfolgt im weiteren Verlauf des Kapitels. Der verbleibende Rotorüberhang von $\Delta l_{R,Fe,v} = 2,5$ mm bei der Ferritvariante ragt in axialer Richtung gegenüber der Rotorlageerfassungsseite am Stator hinaus (vgl. Abb. 6.13). Durch die Überhänge ergibt sich, neben dem Statorblechpaket, ein zusätzlicher Aufwand an Elektroblech für die Rotoren. Bei der Ermittlung der erforderlichen Elektroblechmasse wird angenommen, dass eine quadratische Fläche mit einer Kantenlänge des jeweiligen Durchmessers erforderlich ist. Dies ist in Abb. 6.4 dargestellt.

Bei den genannten Längen und einer Einzellamellenstärke von 0,5 mm ergibt sich eine Lamellenzahl von 21 für das Statorblechpaket der Ferritvariante und 12 zusätzliche Lamellen für den Überhang des Rotors. Die Folgepolausführung besitzt 17 Lamellen für das Statorblechpaket und 7 zusätzliche Lamellen für den

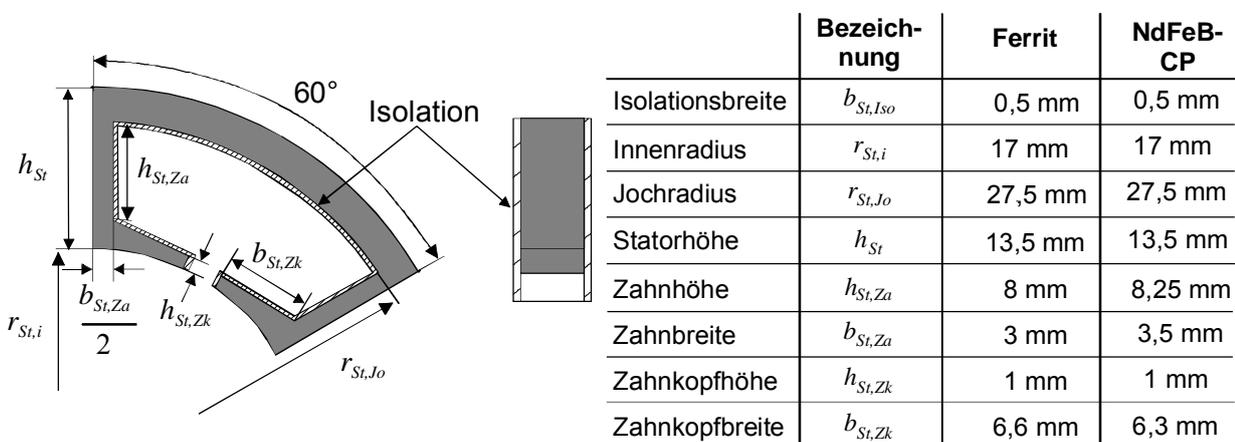


Abb. 6.5: Statorisoliationsgeometrie

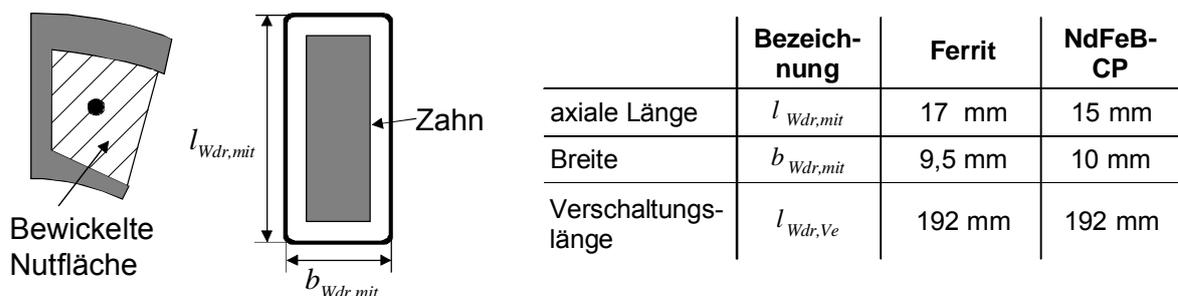


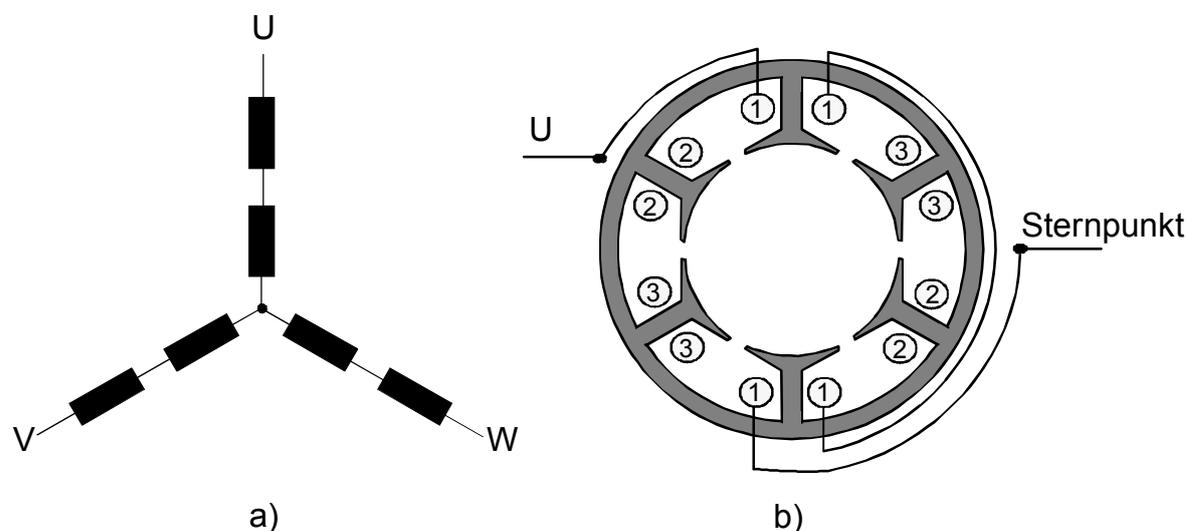
Abb. 6.6: Mittlere Windungslänge

Rotorüberhang. Damit ist eine Stanz-Paketiermaschine nach Abb. 4.2 für beide Varianten ausreichend. Es ergibt sich nach Gleichung (4.1) und (4.2) ein Kostenanteil an den Gesamtantriebskosten von $k_{a_{Sb,Fer}} \approx 4,1 \%$ für das Statorblechpaket der Ferritvariante und $k_{a_{Sb,NCP}} \approx 3,4 \%$ für das Paket der NdFeB-CP Variante. Zusätzlich fällt bei dem Rotorblechpaket ein Kostenanteil von $k_{a_{R,Fe,Mat,Fer}} \approx 0,2 \%$ bzw. $k_{a_{R,Fe,Mat,NCP}} \approx 0,3 \%$ für den jeweiligen Überhang an.

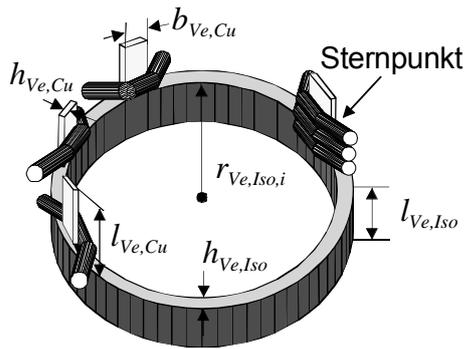
Als Bezugsfläche für die Ermittlung des Statorisolationaufwandes dient die Geometrie in Abb. 6.5. Durch die Addition der einzelnen Flächenanteile ergibt sich die Isolationsfläche; mit Gleichung (4.3) lässt sich der Aufwand bei Verwendung einer Isolation durch Kunststoffumspritzten im Anschluss abschätzen. Unter Berücksichtigung der Kostenfaktoren aus Abb. 4.3 besitzt die Statorisolation einen Kostenanteil von $k_{a_{Sb,Iso}} \approx 1,1 \%$ für beide Varianten.

Durch die Addition der Kostenanteile für das Blechpaket sowie die Isolation kann der gesamte Storkostenanteil ohne Wicklung bestimmt werden und beträgt in Bezug auf den Gesamtantriebskostenindex für die Ferritvariante $k_{a_{St,Fer}} \approx 5,2 \%$, für die NdFeB-CP Variante $k_{a_{St,NCP}} \approx 4,5 \%$.

Zur Bestimmung des Wicklungsaufwands muss zunächst die mittlere Länge einer Windung ermittelt werden. Hierzu dient die Skizze in Abb. 6.6. Die angegebene Verschaltungslänge $l_{Wdr,ve}$ wird im weiteren Verlauf erläutert. Mit der mittleren

Abb. 6.7: Wickelschema
a) Schaltplan

b) Verschaltung eines Stranges



Isolations- anteil	Bezeich- nung	Maße
axiale Länge	$l_{Ve,Iso}$	11,5 mm
axiale Länge Cu- Umspritz.	$l_{Ve,Iso,Cu}$	9 mm
Innenradius	$r_{Ve,Iso,i}$	30,5 mm
Stärke	$h_{Ve,Iso}$	3,5 mm
Kupferanteil		
axiale Länge	$l_{Ve,Cu}$	20 mm
Stärke	$h_{Ve,Cu}$	1,5 mm
Breite	$b_{Ve,Cu}$	2 mm

Abb. 6.8: Verschaltungselement

Windungslänge, der Windungszahl und dem Drahtdurchmesser kann die Wickeldrahtmasse unter Berücksichtigung der entsprechenden Dichte bestimmt werden. Für eine Wicklungsfertigung innerhalb der geforderten Taktzeit sind fünf Nadelwickelmaschinen aus Abb. 4.16 erforderlich. Durch die Gleichungen (4.8) und (4.9) kann der Wicklungsanteil bestimmt werden und beträgt für die Ferritvariante $k_{a W, Fer} \approx 12,1 \%$ bzw. die NdFeB-CP Variante $k_{a W, NCP} \approx 11,6 \%$.

Für die Sternverschaltung der dreisträngigen Nutkonzepte dient eine Kombination zwischen Verschaltungselement und Durchwickeln. Abb. 6.7 zeigt das grundsätzliche Prinzip anhand eines Schaltplans sowie dem grundsätzlichen Verschaltungsweg eines Strangs. Der Draht wird zur Verschaltung der beiden Spulen in Reihe eine halbe Umfangslänge entlang des Stators gelegt. Eine weitere halbe Umfangslänge wird für das Ansetzen des Wickeldrahts an die Stranganschlüsse bzw. den Sternpunkt berücksichtigt. Daraus kann die oben genannte Wickeldrahtlänge ermittelt werden, die zum Verschalten erforderlich ist.

Abb. 6.8 zeigt die prinzipielle Ausführung des gewählten Verschaltungskonzepts mit geometrischen Abmessungen. Für beide Varianten wird das gleiche Element eingesetzt. Ein finanzieller Aufwand entsteht für die Isolation und die Kupferbahnen, wobei Material- und Fertigungsaufwendungen zu berücksichtigen sind. Nach Gleichung (4.4) folgt aus der Addition dieser Aufwendungen, dem Kostenfaktor für das Bestücken sowie das Verschweißen (vier Schweißstellen entsprechend Abb. 6.8) ein gesamter Kostenanteil für die Verschaltung von $k_{a Ve} \approx 3,2 \%$.

Die Magnetgeometrie unterscheidet sich grundsätzlich bei den Rotorkonzepten, Abb. 6.9 zeigt beide Varianten mit geometrischen Daten.

Aufgrund der kleinen Abmessungen liegt der massebezogene Kostenfaktor der Ferritschalen im oberen Bereich des gesinterten, anisotropen Ferrits der 9. Generation in Abb. 4.22. Die NdFeB-Blöcke befinden sich wegen der kostengünstig zu fertigenden Form (vgl. Abb. 4.21) mit dem Faktor im unteren Drittel des gesinterten, anisotropen Materials.

Durch Verwendung von Gleichung (4.11) ergibt sich unter Berücksichtigung des Fertigungsaufwandes ein Magnetkostenanteil von $k_{a Mag, Fer} \approx 4 \%$ für die Ferritvariante und $k_{a Mag, NCP} \approx 7,1 \%$ für die NdFeB-CP Variante.

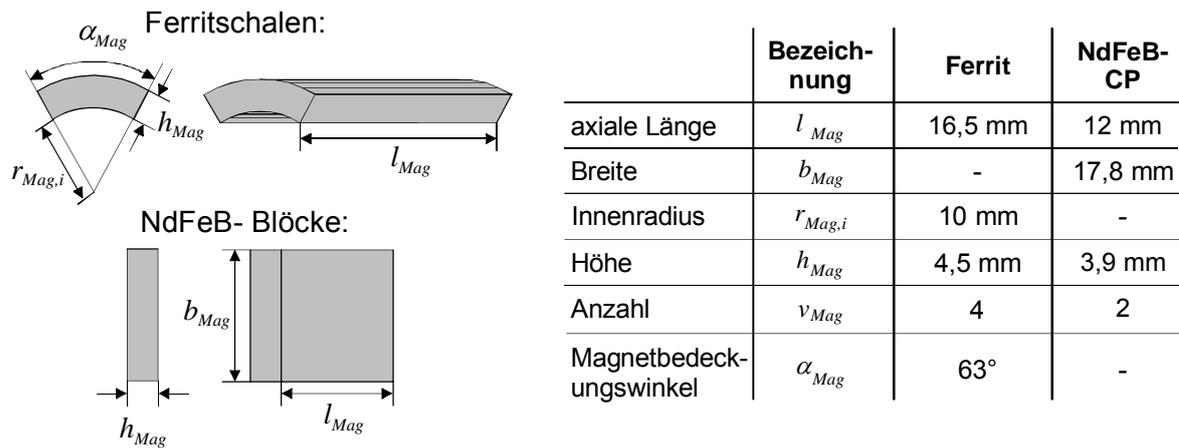


Abb. 6.9: Magnetgeometrien

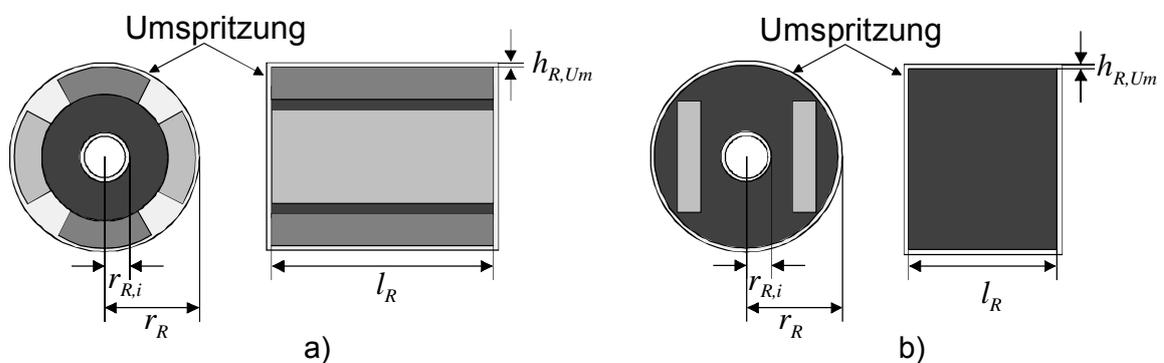
Beide Konzepte erfordern eine Abdichtung des Rotors gegenüber dem Fördermedium, um eine Korrosion des Elektroblechpakets bzw. der NdFeB Permanentmagnete zu vermeiden. Die Abdichtung wird durch eine Kunststoffumspritzung realisiert.

Das Rotorblechpaket beider Varianten hat einen Innenradius von $r_{R,i} = 2,5$ mm, die Umspritzungsstärke beträgt $h_{R,Um} = 0,5$ mm. Abb. 6.10 zeigt die umspritzten Rotorausführungen. Zur Erfüllung der hohen Temperaturanforderungen wird glasfaserverstärktes Polyphenylensulfid des Typs PPS-GF40 mit einem Glasfaseranteil von 40 % eingesetzt, welches bei den Gehäusematerialien im Kapitel 4.2.4 enthalten ist. Dieses Material befindet sich, aufgrund des vergleichsweise teuren Materials in Verbindung mit dem aufwändigen Umspritzungsprozess, im Maximalbereich des entsprechenden Kostenfaktors in Abb. 4.11. Der Anteil lässt sich mit $k_{a\,Um,Fer} \approx 3$ % für den ferritschalenbestückten Rotor und $k_{a\,Um,NCP} \approx 1,9$ % für den Rotor mit den NdFeB-Blöcken abschätzen.

Der pauschale Kostenfaktor für das Pumpenrad besitzt einen Kostenanteil von $k_{a\,Pr} \approx 9,1$ % für beide Varianten.

Damit kann der gesamte Kostenanteil für den Rotor wie folgt bestimmt werden:

$$k_{aR} = k_{aR,Fe} + k_{aMag} + k_{aR,Um} + k_{aPr} \quad (6.1)$$

Abb. 6.10: Rotorumspritzung
a) Ferritvariante

b) NdFeB-CP Variante

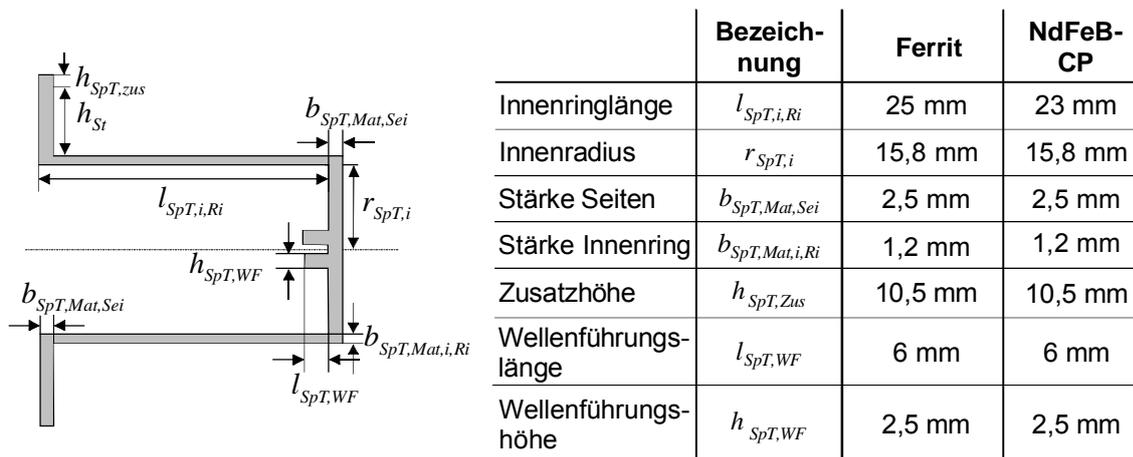


Abb. 6.11: Spalttopf

und beträgt für die Ferritvariante $k_{a R, Fer} \approx 16,3 \%$, für die NdFeB-CP Variante $k_{a R, NCP} \approx 18,4 \%$.

Für den Spalttopf wird das gleiche Material wie für die Rotorumspritzung gewählt, da diese Baugruppe neben der Temperaturbeständigkeit auch eine Druckbeständigkeit aufweisen muss. Der grundsätzliche Aufbau dieser Komponente sowie deren geometrische Maße ist für die Varianten in Abb. 6.11 gezeigt. Im Anschluss an die Ermittlung der vorhandenen Masse kann der Kostenindex für den Spalttopf über Gleichung (4.6) abgeschätzt werden. Die unterschiedlichen Indizes haben, bezogen auf den Gesamtkostenindex der jeweiligen Motoren, einen Anteil von $k_{a SpT, Fer} \approx 9,3 \%$ bzw. $k_{a SpT, NCP} \approx 9,2 \%$.

Das Gehäuse hat den in Abb. 6.12 dargestellten grundsätzlichen Aufbau. Als Material wird ein Polyamid mit 35% Glasfaserverstärkung gewählt. Der Typ hat die Bezeichnung PA66-GF35 und ist im Kapitel 4.2.4 bei den Kunststoffgehäusen enthalten. Dieses Material ist günstiger als PPS-GF40 und befindet sich im mittleren Bereich des Faktors für Kunststoffe in Abb. 4.11. Der Kostenanteil für das

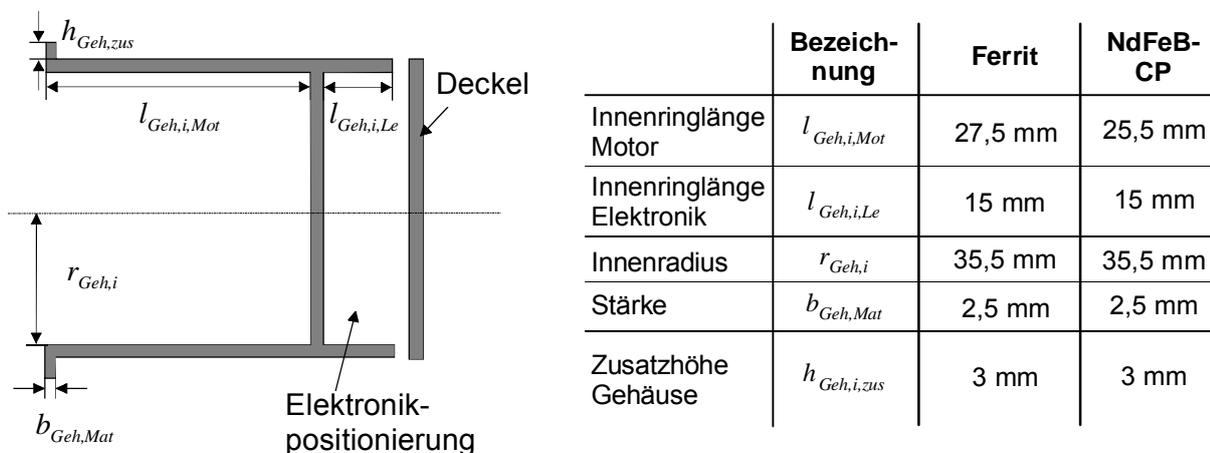


Abb. 6.12: Gehäuse

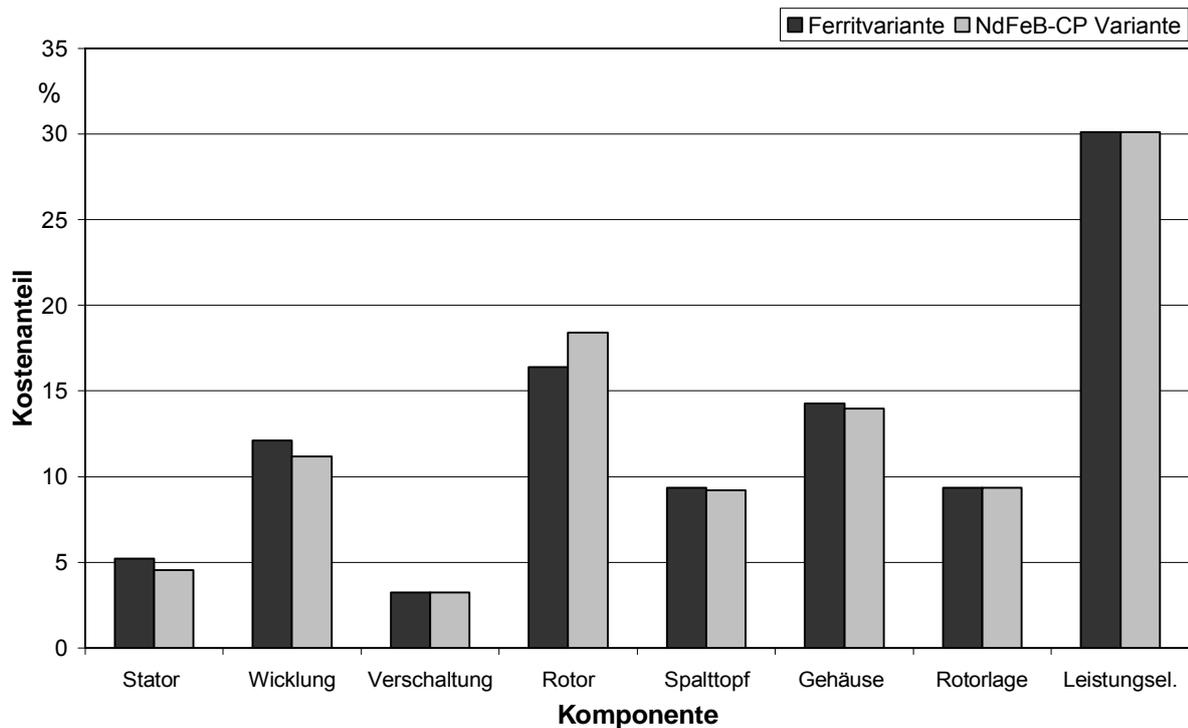


Abb. 6.15: Komponentenkostenanteile dreisträngige Konzepte

ist in Abb. 4.24 aufgeführt, dies entspricht einem Anteil von $k_{a\ RI} \approx 9,4\%$ für die beiden Varianten.

Abb. 6.15 stellt die ermittelten Komponentenkostenanteile für die dreisträngigen Nutkonzepte im direkten Vergleich dar.

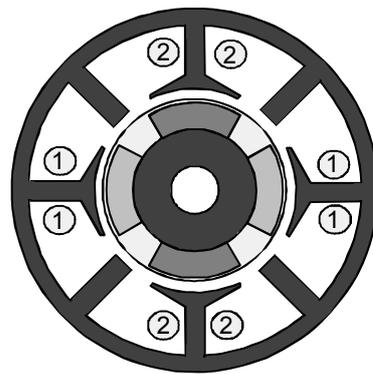
Insgesamt stellen sich beiden Varianten im ermittelten wirtschaftlichen Aufwand nahezu gleich dar, d.h. der finanzielle Aufwand für die Ferritvariante ist genau so hoch wie für die NdFeB-CP Variante.

6.2 Zweisträngige Ausführungen

Als Alternative zu den erläuterten dreisträngigen Konzepten werden im Folgenden zwei Varianten einer zweisträngigen Nutkonzeptausführung betrachtet. Die Ansteuerung dieser Konzepte erfolgt mit einer vierphasigen M4 Schaltung. Ziel dieser Betrachtung ist die Überprüfung, ob eine Reduktion der Elektronikkosten aufgrund der geringeren Anzahl erforderlicher Transistoren auch zu einem insgesamt niedrigeren wirtschaftlichen Aufwand führt.

6.2.1 Elektromagnetische Auslegung

Um eine Vergleichbarkeit zu den B6 Konzepten herzustellen wird der Rotorradius mit $r_R = 15\text{ mm}$ und der Statoraußenradius mit $r_{St,a} = 30,5\text{ mm}$ konstant gehalten. Zudem werden die gleichen grundsätzlichen Rotorvarianten (Ferrit & NdFeB-CP) betrachtet.



- Nummer im Draht gibt die Strangzahl an ($U=1, V=2$)
- Jeder Strang ist zweiphasig (bifilar) ausgeführt

Abb. 6.16: Symmetriebedingung bei $p = 2$

Bei einer Rotorpolpaarzahl von $p = 2$ und dem Statoraufbau entsprechend Abb. 6.16 ergeben sich besondere Symmetriebedingungen. Die induzierte Spannung in den beiden aufgeführten Strängen hat einen Winkelversatz von 0° bzw. 180° . Es handelt sich hierbei um ein einsträngiges Nutkonzept mit vier bewickelten Zähnen. Die Auslegung, konstruktive Gestaltung und wirtschaftliche Betrachtung von zwei einsträngigen Nutkonzepten mit diesem grundsätzlichen Aufbau wird im Kapitel 6.3 erläutert.

Aufgrund der erwähnten Symmetriebedingungen werden die zweisträngigen Nutkonzepte mit der Rotorpolpaarzahl $p = 3$ ausgeführt. Abb. 6.17 stellt den elektromagnetischen Aufbau der beiden Konzepte dar. Besondere Eigenschaften ergeben sich bei der NdFeB-Consequent-Pole Variante durch die Erhöhung der Rotorpolzahl. Die minimal fertigbare Stegbreite bei den vergrabenen Magneten (vgl. Abb. 6.18) beträgt für Elektroblech des Typs -50 (vgl. Kap. 4.2.1.1) ca. 0,5 mm. Ein Teil des Flusses vom Magneten wird über diesen Steg unmittelbar zum Magnetgegenpol zurückgeführt. Bei fester Stegbreite ergibt sich so ein konstanter Flussanteil pro Magnet der erforderlich ist, um das Rotorblech an den Stegkanten in die magnetische Sättigung zu treiben. Abb. 6.18 zeigt die Flussanteile bei den vergrabenen Blockmagneten. Aufgrund der Erhöhung der Polpaarzahl steigt die Anzahl der Stege und damit der erforderliche Magnetanteil im Rotor um, neben dem erläuterten Streuflussanteil, den erforderlichen Hauptfluss zu

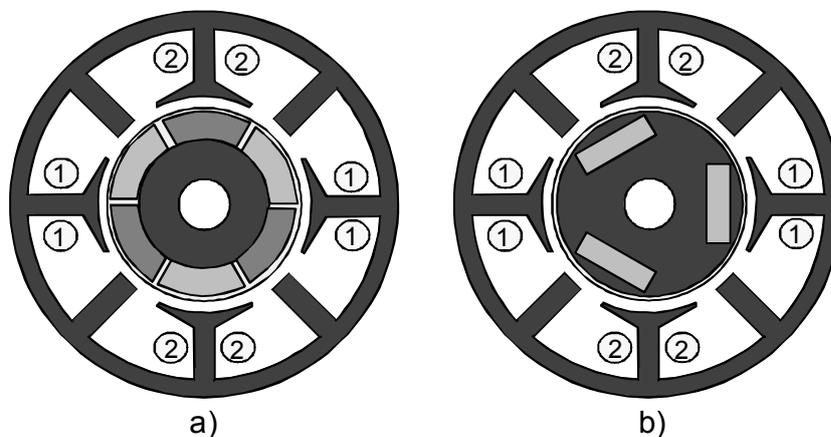


Abb. 6.17: Zweisträngige Nutkonzepte

a) Ferritvariante

b) NdFeB-CP Variante

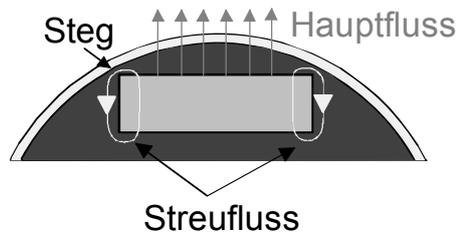


Abb. 6.18: Flussverlauf bei vergrabenen Blockmagneten

erzeugen. Dies wird bei der NdFeB-CP Variante durch eine Vergrößerung der Magnethöhe von 3,9 auf 4,9 mm realisiert. Eine Motorauslegung der beiden Kon-

	Bezeichnung	Ferritvariante	NdFeB-CP Variante
Statorlänge	l_{St}	15 mm	12,5 mm
Statoraußenradius	$r_{St,a}$	30,5 mm	30,5 mm
Rotorlänge	l_R	21 mm	16 mm
Rotorradius	r_R	15 mm	15 mm
Aktiver Rotorradius	$r_{R,akt}$	14,5 mm	14,5 mm
Luftspalt	δ_{mag}	2,5 mm	2,5 mm
Windungszahl einer Spule	N	121	120
Drahtdurchmesser	d_{Wdr}	0,475 mm	0,475 mm
Magnetremanz	B_R	0,43 T	1,22 T
Magnethöhe	h_{Mag}	4,5 mm	4,9 mm

Tab. 6.2: Technische Daten zweisträngige Nutkonzepte

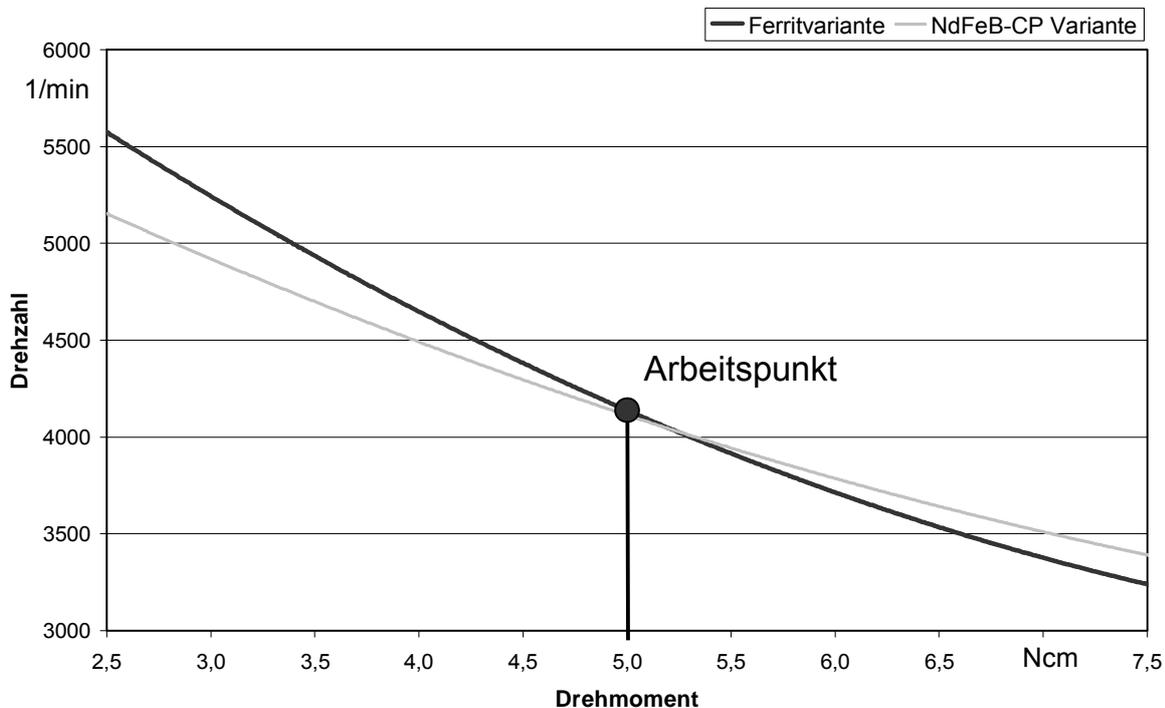


Abb. 6.19: Analytisch berechnete Drehzahl-Drehmoment Kennlinien zweisträngige Konzepte

zepte ist durch die Kombination einer analytischen Auslegungssoftware (SPEED) und einer 2D-FEM Berechnung (FEMAG) ausgeführt worden.

Tab. 6.2 zeigt einen Überblick der Motordaten für die beiden zweisträngigen Ausführungen. Die im Vergleich zu den dreisträngigen Konzepten längeren Statorn ergeben sich durch die bifilare Wicklung. Der erhöhte Platzbedarf durch die beiden Teilwicklungen führt bei einem nahezu konstant erreichbaren Füllfaktor (vgl. Erläuterungen im Kapitel 4.3.1.2) zu einer Reduzierung der Windungszahl. Um die erforderliche Flußverkettungsänderung zur Erreichung des Drehmoments zu erhalten (vgl. Gleichung (3.1)) wird die Statorlänge entsprechend erhöht.

Abb. 6.19 stellt die berechneten Drehzahl-Drehmoment Kennlinien dar.

6.2.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung

Analog zu den dreisträngigen Konzepten im Kapitel 6.1.2 werden folgende Komponenten betrachtet:

- Stator incl. Isolation
- Wicklung
- Verschaltung
- Rotor incl. Pumpenrad
- Spaltpf
- Gehäuse
- Rotorlageerfassung
- Leistungselektronik

Der konstruktive Aufbau beider Konzepte ist in Abb. 6.3 dargestellt. Das Zusammenspiel der geometrischen Maße für die einzelnen Komponenten, die nachfolgend hergeleitet werden, zeigt Abb. 6.27.

Als Elektroblech für das Stator- bzw. Rotorblechpaket wird der Typ M400-50A verwendet. Der Materialbedarf für die Statorn wird durch die quadratische Flä-

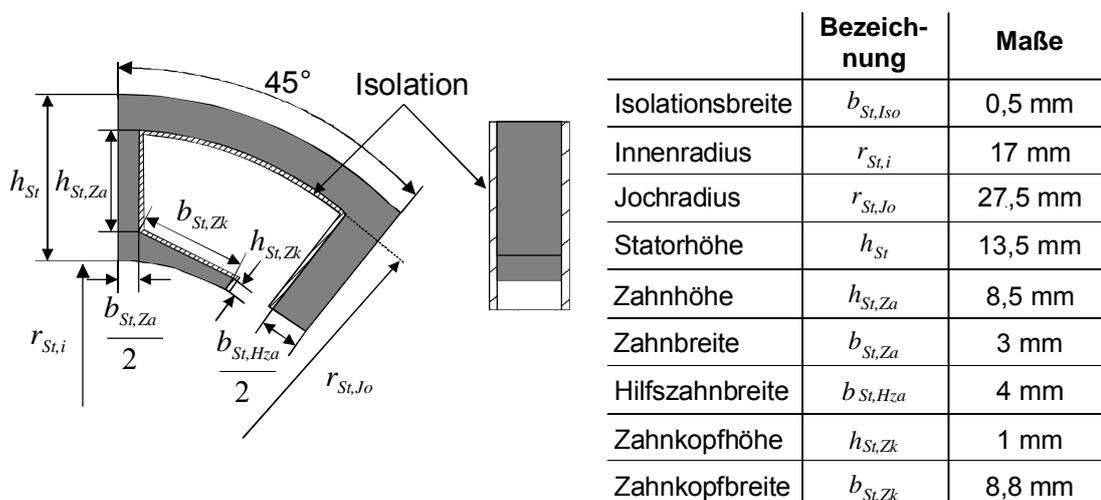


Abb. 6.20: Statorisoliationsgeometrie

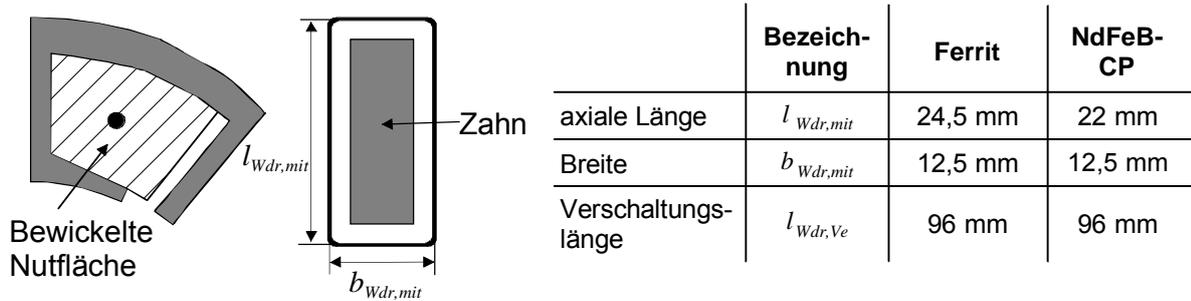


Abb. 6.21: Mittlere Windungslänge

che mit der Kantenlänge des Außendurchmessers in Verbindung mit den axialen Längen bestimmt. Entsprechend der Statorlängen (vgl. Tab. 6.2) beträgt die Lamellenzahl bei der Ferritvariante 30, bei der NdFeB-CP Variante 25. Der Rotorüberhang beträgt $\Delta l_{R,Fer} = 6$ mm bzw. $\Delta l_{R,NCP} = 3,5$ mm (vgl. Erläuterungen zur Rotorlageerfassung im Kapitel 6.1.2). Damit sind, neben einem zusätzlichen Aufwand an Elektroblech (Flächenermittlung über Kantenlänge des Rotorblechdurchmessers), weitere 12 Lamellen für die Ferritvariante und 7 Lamellen für die NdFeB-CP Variante erforderlich. Zur Produktion aller Lamellen ist eine einzige Stanz-Paketiermaschine nach Abb. 4.2 ausreichend. Damit haben die Statoren einen Kostenanteil von $k_{a\ Sb,Fer} \approx 5,4$ % und $k_{a\ Sb,NCP} \approx 4,4$ %. Der zusätzliche Aufwand für das Rotorblechpaket beträgt $k_{a\ R,Fe,Fer} \approx 0,2$ % bzw. $k_{a\ R,Fe,NCP} \approx 0,3$ %.

Die Statorisolation wird durch eine Kunststoffumspritzung realisiert. Mit den geometrischen Maßen entsprechend Abb. 6.20 ergibt sich ein Kostenanteil von ca. $k_{a\ St,Iso,Fer} \approx 1,1$ % für beide Varianten.

Damit lässt sich ein Kostenanteil des gesamten Stators ohne Wicklung von $k_{a\ St,Fer} \approx 6,5$ % für die Ferritvariante und $k_{a\ St,NCP} \approx 5,5$ % für die NdFeB-CP Variante ableiten.

Bei der Ermittlung des wirtschaftlichen Aufwandes für die Wicklung ist zu beachten, dass die Konzepte mit einer bifilaren Wicklung bestückt sind. Demnach ist jeder Hauptzahn mit 242 bzw. 240 Windungen umwickelt. Dies ist bei der Be-

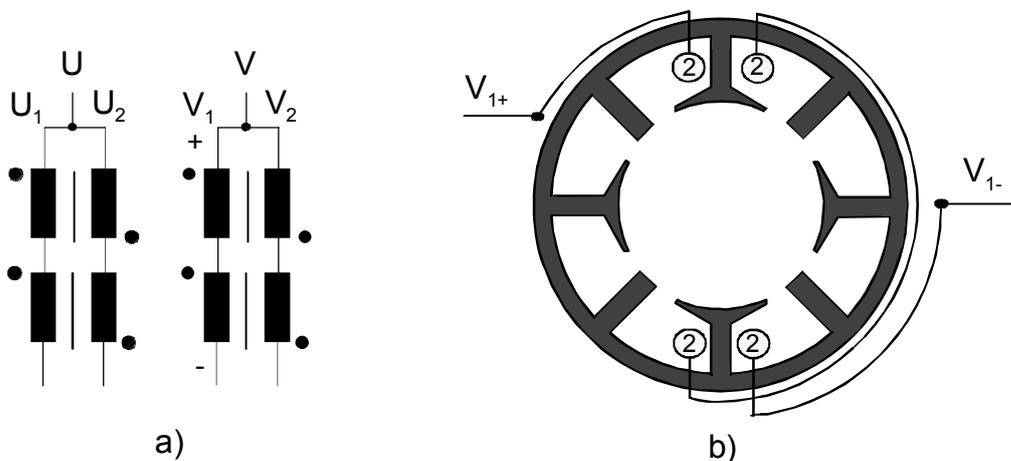
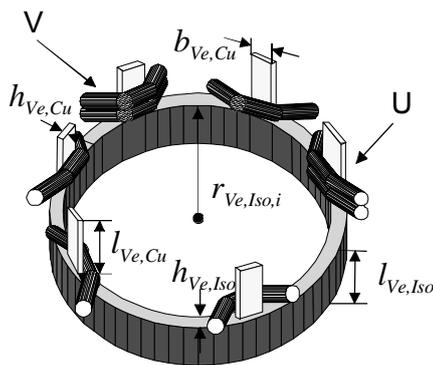


Abb. 6.22: Verschaltungsplan
a) Schaltplan

b) Verschaltung eines Teilstranges



Isolations- anteil	Bezeich- nung	Maße
axiale Länge	$l_{Ve,Iso}$	14,5 mm
axiale Länge Cu- Umspritz.	$l_{Ve,Iso,Cu}$	12,5 mm
Innenradius	$r_{Ve,Iso,i}$	30,5 mm
Stärke	$h_{Ve,Iso}$	3,5 mm
Kupferanteil		
axiale Länge	$l_{Ve,Cu}$	23,5 mm
Stärke	$h_{Ve,Cu}$	1,5 mm
Breite	$b_{Ve,Cu}$	2 mm

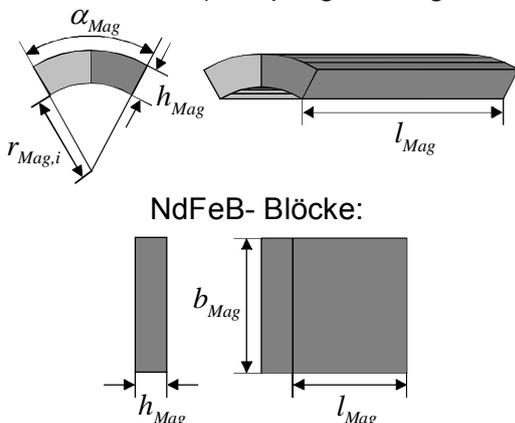
Abb. 6.23: Verschaltungselement

stimmung der erforderlichen Kupferlackdrahtmasse zu berücksichtigen. Zur Berechnung des Aufwandes wird die mittlere Windungslänge verwendet, die sich aus den Daten von Abb. 6.21 ermitteln lässt. Bedingt durch die längere Herstellungszeit für die bifilare Wicklung sind sieben Nadelwickelmaschinen nach Abb. 4.16 zur Erfüllung der Fertigungstaktzeit erforderlich. Damit besitzt die Wicklung einen Kostenanteil von $ka_{W,Fer} \approx 17,2\%$ bzw. $ka_{W,NCP} \approx 15,8\%$.

Die Verschaltung der einzelnen Spulen erfolgt entsprechend Abb. 6.22 a). Im Teil b) dieser Abbildung ist die grundsätzliche Verschaltung eines Teilstranges am Stator dargestellt. Wie bei den dreisträngigen Konzepten wird dazu eine Kombination zwischen Verschaltungselement und Durchwickeln gewählt. Für beide Varianten wird das Verschaltungselement in Abb. 6.23 mit den angegebenen geometrischen Daten eingesetzt. Aus dem Materialbedarf für die Isolation und den Kupferanteil ergibt sich unter Berücksichtigung der Fertigungskosten (Materialfertigung, Bestückung und Verschweißen) ein Anteil von $ka_{Ve,Fer} \approx 3,2\%$ für beide Varianten

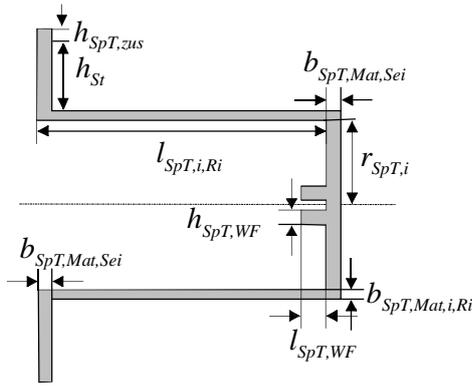
Der sechspolige Rotor wird bei der Ferritvariante durch drei zweipolig aufmagnetisierte Ferritschalen (9. Generation) realisiert. Bei der NdFeB-CP Variante kommen drei Blockmagnete zum Einsatz (vgl. Abb. 6.17). Die Magnete sind mit

Ferritschalen (zweipolig aufmagnetisiert):



	Bezeich- nung	Ferrit	NdFeB- CP
axiale Länge	l_{Mag}	21 mm	16 mm
Breite	b_{Mag}	-	12,5 mm
Innenradius	$r_{Mag,i}$	10 mm	-
Höhe	h_{Mag}	4,5 mm	4,9 mm
Anzahl	v_{Mag}	3	3
Magnetbedeck- ungswinkel	α_{Mag}	110°	-

Abb. 6.24: Magnetgeometrien



	Bezeichnung	Ferrit	NdFeB-CP
Innenringlänge	$l_{SpT,i,Ri}$	33 mm	30,5 mm
Innenradius	$r_{SpT,i}$	15,8 mm	15,8 mm
Stärke Seiten	$b_{SpT,Mat,Sei}$	2,5 mm	2,5 mm
Stärke Innenring	$b_{SpT,Mat,i,Ri}$	1,2 mm	1,2 mm
Zusatzhöhe	$h_{SpT,Zus}$	10,5 mm	10,5 mm
Wellenführungs-länge	$l_{SpT,WF}$	6 mm	6 mm
Wellenführungs-höhe	$h_{SpT,WF}$	2,5 mm	2,5 mm

Abb. 6.25: Spalttopf

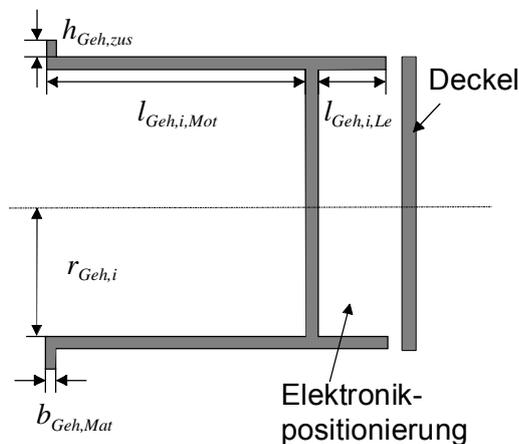
entsprechenden Abmessungen in Abb. 6.24 illustriert. Mit den vorliegenden Geometrien liegen die Faktoren in Abb. 4.22 für diese Magnettypen im gleichen Bereich wie bei den dreisträngigen Varianten. Aus dem Materialaufwand und den Fertigungskosten lässt sich ein Kostenanteil von $k_{a\ Mag,Fer} \approx 5,5\%$ für die Ferrit-schalen und $k_{a\ Mag,NCP} \approx 11,2\%$ für die NdFeB Blöcke abschätzen.

Die Abdichtung des Rotors wird durch eine Kunststoffumspritzung mit dem Material PPS-GF40 realisiert. Abb. 6.10 zeigt den grundsätzlichen Aufbau der Abdichtung. Mit einem Rotorinnenradius von $r_{R,i} = 2,5\text{ mm}$ und einer Umspritzungsstärke von $h_{R,Um} = 0,5\text{ mm}$ lässt sich unter Berücksichtigung der Fertigungsaufwendungen für den Ferritrotor ein Kostenanteil von $k_{a\ R,Um,Fer} \approx 2,8\%$ und für den NdFeB-CP Rotor von $k_{a\ R,Um,NCP} \approx 1,9\%$ bestimmen.

Der pauschale Faktor für das Pumpenrad hat einen Anteil von $k_{a\ Pr,Fer} \approx 8,7\%$ bzw. $k_{a\ Pr,NCP} \approx 8,4\%$ am Gesamtkostenindex.

Damit ergibt sich nach Gleichung (6.1) ein Kostenanteil von $k_{a\ R,Fer} \approx 17,2\%$ für den Ferritrotor bzw. $k_{a\ R,NCP} \approx 21,8\%$ für den NdFeB-CP Rotor bezogen auf die Gesamtkosten des Antriebes.

Der Spalttopf besteht aus Kunststoff des Typs PPS-GF40 und hat die Geometrie in Abb. 6.25 mit den angegebenen Maßen. Aus dem erforderlichen Materialauf-



	Bezeichnung	Ferrit	NdFeB-CP
Innenringlänge Motor	$l_{Geh,i,Mot}$	37 mm	34,5 mm
Innenringlänge Elektronik	$l_{Geh,i,Le}$	15 mm	15 mm
Innenradius	$r_{Geh,i}$	35,5 mm	35,5 mm
Stärke	$b_{Geh,Mat}$	2,5 mm	2,5 mm
Zusatzhöhe Gehäuse	$h_{Geh,i,zus}$	3 mm	3 mm

Abb. 6.26: Gehäuse

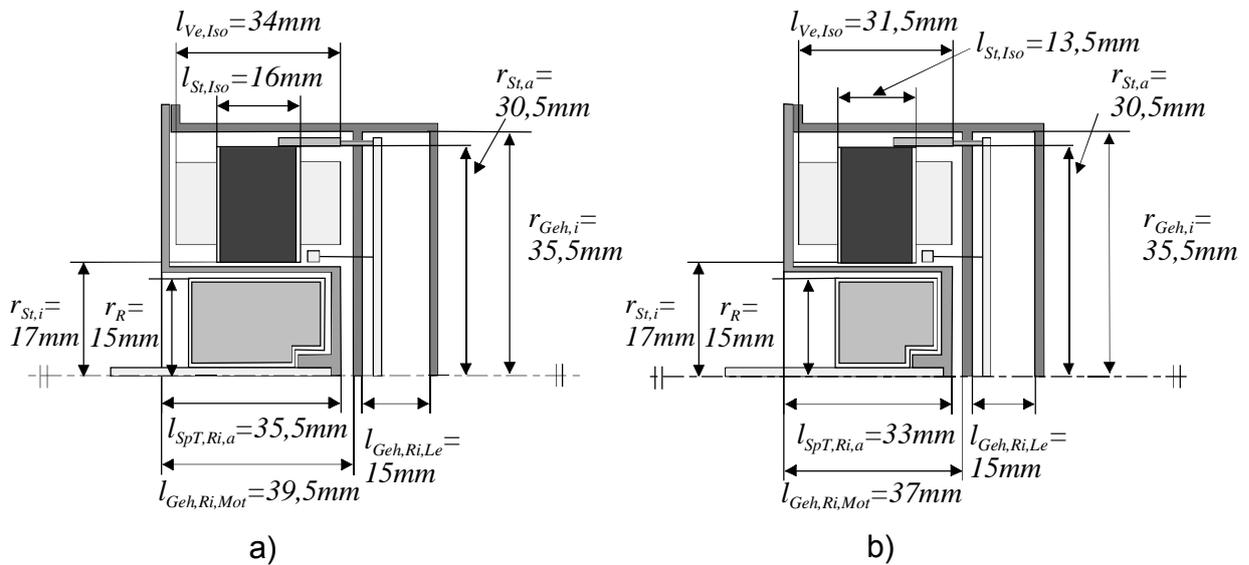


Abb. 6.27: Übersicht geometrische Maße zweisträngige Konzepte
a) Ferritvariante b) NdFeB-CP Variante

wand lässt sich durch Gleichung (4.6) ein Anteil von $k_{a_{SpT,Fer}} \approx 9,5\%$ für die Ferritvariante und $k_{a_{SpT,NCP}} \approx 9\%$ für die NdFeB-CP Variante abschätzen.

Als Gehäusematerial wird der Kunststofftyp PA66-GF35 eingesetzt. Der Aufbau sowie die geometrischen Maße beider Varianten sind in Abb. 6.26 dargestellt. Es ergibt sich ein Kostenanteil von $k_{a_{Geh,Fer}} \approx 15,1\%$ für die Ferritvariante, für die NdFeB-CP Variante $k_{a_{Geh,NCP}} \approx 14,3\%$.

Damit ist die Herleitung aller grundsätzlichen geometrischen Daten für die betrachteten zweisträngigen Motorkonzepte abgeschlossen. Abb. 6.27 zeigt das Zusammenspiel dieser Daten.

Die Ansteuerung der Motorstränge wird mit einer M4 Schaltung durchgeführt. Der Schaltplan ist in Abb. 6.28 illustriert. Durch diese Ansteuerung kann die Anzahl erforderlicher Transistoren im Vergleich zu den dreisträngigen Nutkonzepten von sechs auf vier reduziert werden. Die gewählten technischen Daten der Feldeffekttransistoren sowie des Betriebskondensators sind zudem in Abb. 6.28 enthalten. Mit diesen Daten kann der Kostenanteil unter Berücksichtigung der Fertigungsaufwendungen ermittelt werden und beträgt für die Ferritvariante $k_{a_{Le,Fer}} \approx 25,3\%$, für die NdFeB-CP Variante $k_{a_{Le,NCP}} \approx 24,6\%$.

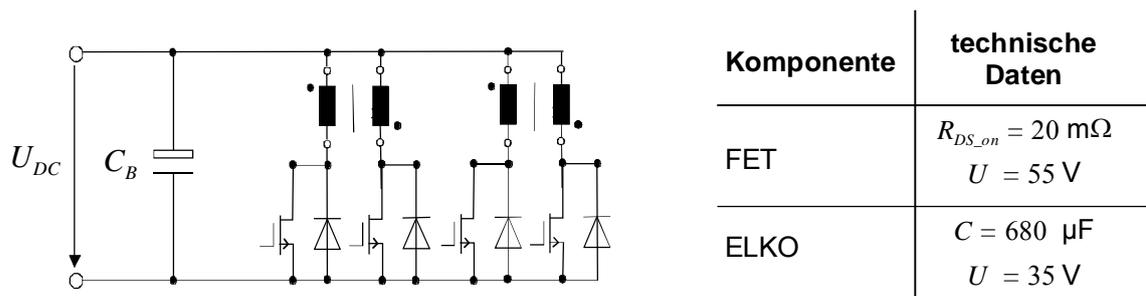


Abb. 6.28: M4 Leistungselektronik

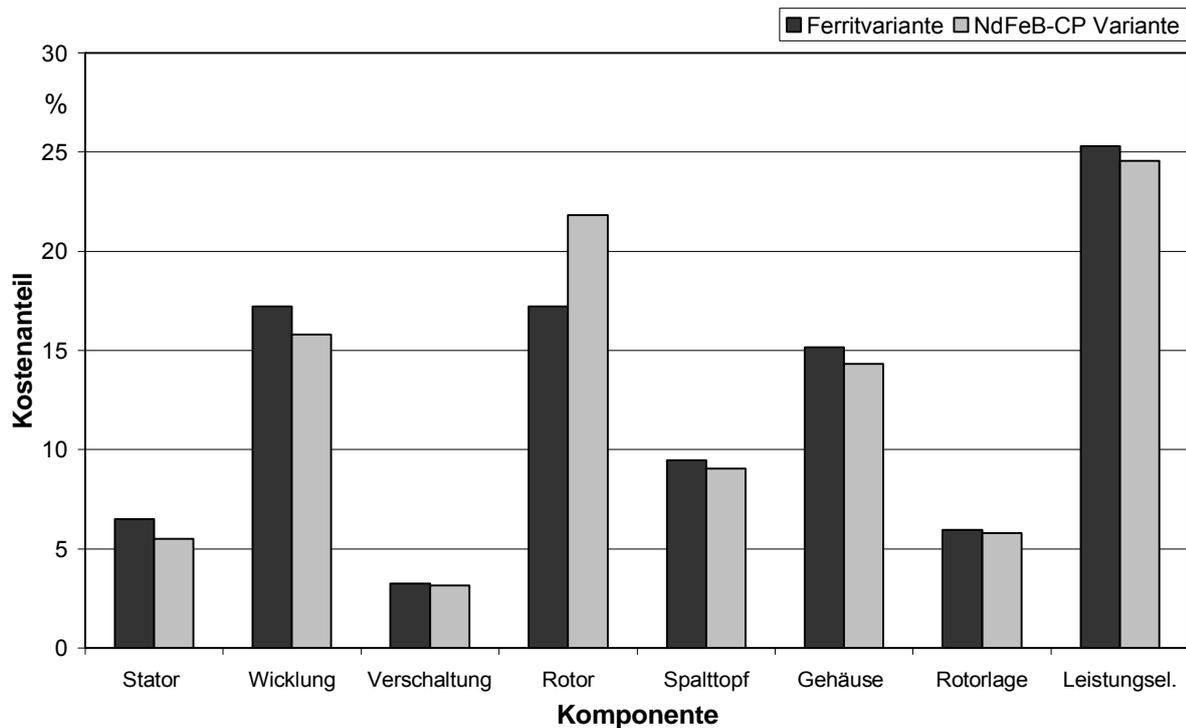


Abb. 6.29: Komponentenkostenanteile zweisträngige Konzepte

Zur Ermittlung der Rotorlage sind zwei Hallsensoren ausreichend. Es ergibt sich ein Kostenanteil für die Rotorlageerfassung von $k_{a_{RI, Fer}} \approx 6\%$ bzw. $k_{a_{RI, NC}} \approx 5,8\%$.

Damit wurden alle Kostenanteile für die zweisträngigen Nutkonzepte ermittelt. Abb. 6.29 zeigt einen Vergleich der einzelnen Komponentenanteile in der Übersicht.

Im direkten Vergleich stellt sich die NdFeB-CP Variante ca. 2,9 % teurer dar als die Ferritvariante. Bezogen auf die dreisträngigen Varianten ist diese Ferritvariante um ca. 4,9 % und die NdFeB-CP Variante um ca. 8 % teurer.

6.3 Einsträngige Ausführungen

Bei den zweisträngigen Konzepten konnte eine Verringerung der Gesamtkosten durch reduzierte Elektronikkosten nicht erreicht werden. Im Folgenden werden zwei Varianten eines einsträngigen, zweiphasigen Nutkonzepts betrachtet. Bei diesen Konzepten reduziert sich der wirtschaftliche Aufwand für die Leistungselektronik weiter. Ob dies auch zu geringeren Gesamtkosten führt wird nachfolgend überprüft.

6.3.1 Elektromagnetische Auslegung

Mit vier bewickelten Hauptzähnen stellt sich der Statoraufbau bei den einsträngigen Nutkonzepten grundsätzlich analog zu den zweisträngigen Konzepten dar.

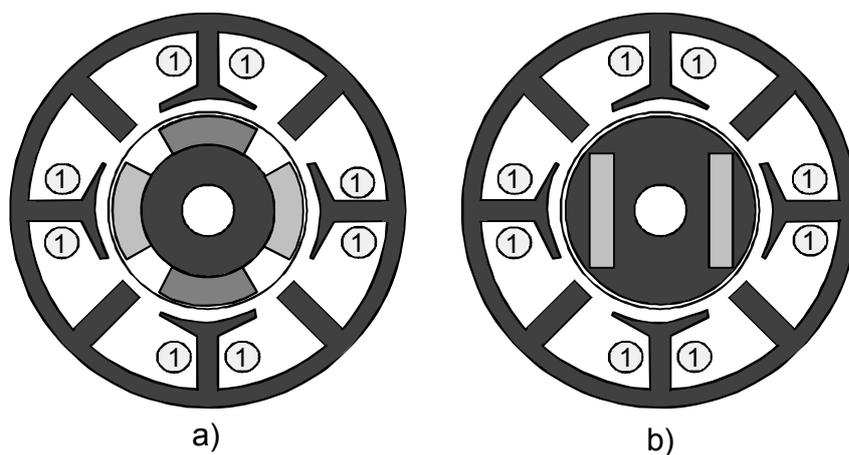


Abb. 6.30: Einsträngige Nutkonzepte

a) Ferritvariante

b) NdFeB-CP Variante

Diese Statorausführung wird mit den beiden Rotorvarianten, der Ferritvariante und der NdFeB-CP Variante, kombiniert. Als Randbedingung wird der Statoraußenradius mit $r_{St,a} = 30,5$ mm und der Rotorradius mit $r_R = 15$ mm konstant gehalten. Die Rotorpolpaarzahl beträgt aus Symmetriegründen entsprechend der Erläuterungen im Kapitel 6.2.1 $p = 2$. Abb. 6.30 zeigt eine Übersicht der beiden Ausführungen. In den dargestellten Rastpositionen kann kein Anlauf erfolgen. Zur Veränderung dieser Position werden die Hauptzahnköpfe asymmetrisch gestaltet, es ist ein variierender Luftspalt vorhanden. Eine weitere Eigenschaft, die sich durch die vorhandene Kombination zwischen Rotorpol- und Zahnzahl ergibt, sind hohe auftretende Rastmomente. Dies ist in Abb. 6.31 am Beispiel der Ferritvariante illustriert, wobei die Winkellage 0° im Diagramm der links im Bild dargestellten Rastposition entspricht.

Zudem erzeugen die einsträngigen Motoren eine sehr große Drehmomentwelligkeit im Betrieb. Ein Vergleich dieser Welligkeiten für die Nutkonzepte wird bei dem Konzeptvergleich (Kap. 8.1) in Abb. 8.2 dargestellt.

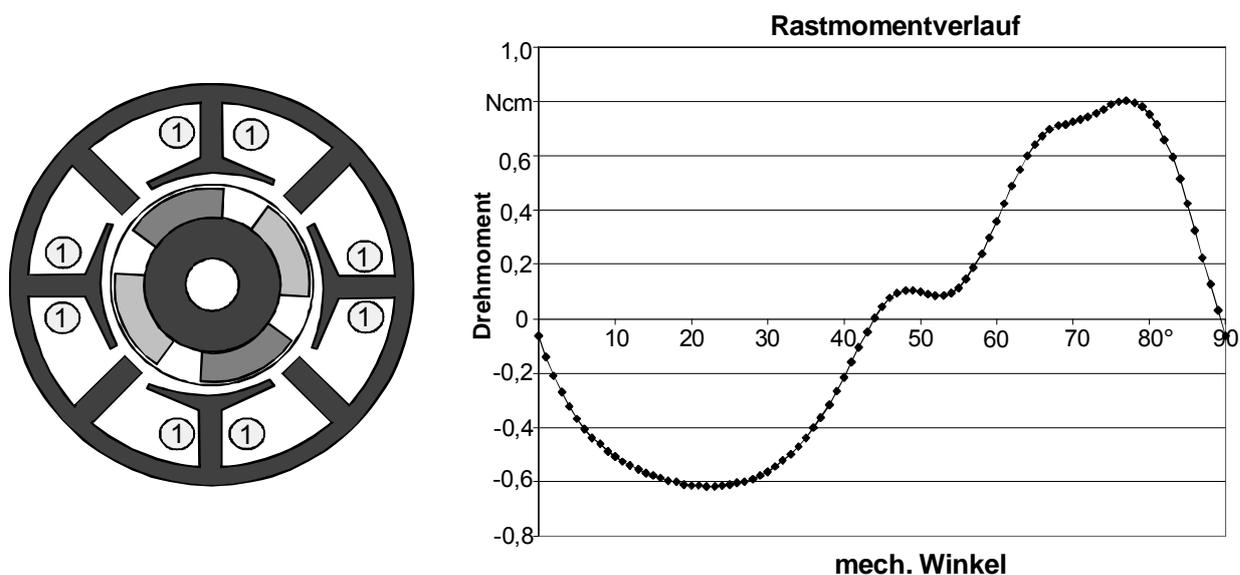


Abb. 6.31: Rastmomentverlauf bei der einsträngigen Ferritvariante

	Bezeichnung	Ferritvariante	NdFeB-CP Variante
Statorlänge	l_{St}	17 mm	14,5 mm
Statoraußenradius	$r_{St,a}$	30,5 mm	30,5 mm
Rotorlänge	l_R	23 mm	18 mm
Rotorradius	r_R	15 mm	15 mm
Aktiver Rotorradius	$r_{R,akt}$	14,5 mm	14,5 mm
Luftspalt	δ_{mag}	2,5...3 mm	2,5...3 mm
Windungszahl einer Spule	N	60	57
Drahtdurchmesser	d_{Wdr}	0,67 mm	0,67 mm
Magnetremanenz	B_R	0,43 T	1,22 T
Magnethöhe	h_{Mag}	4,5 mm	3,9 mm

Tab. 6.3: Technische Daten einsträngige Nutkonzepte

Alle vier Spulen der bewickelten Zähne sind bei diesen Konzepten in Reihe geschaltet. Dadurch werden unsymmetrische Spannungsverläufe in den einzelnen Spulen, die insbesondere bei der NdFeB-CP Variante durch den Folgepolrückschluss auftreten, eliminiert.

Die Auslegung der einsträngigen Nutkonzepte erfolgt auch hier durch ein analytisches Motorauslegungsprogramm (SPEED) in Verbindung mit einer 2D-FEM Berechnung (FEMAG). Eine Übersicht der technischen Daten für die beiden Varianten ist in Tab. 6.3 aufgeführt. Die ermittelten Drehzahl-Drehmoment Kennlinien sind in Abb. 6.32 dargestellt.

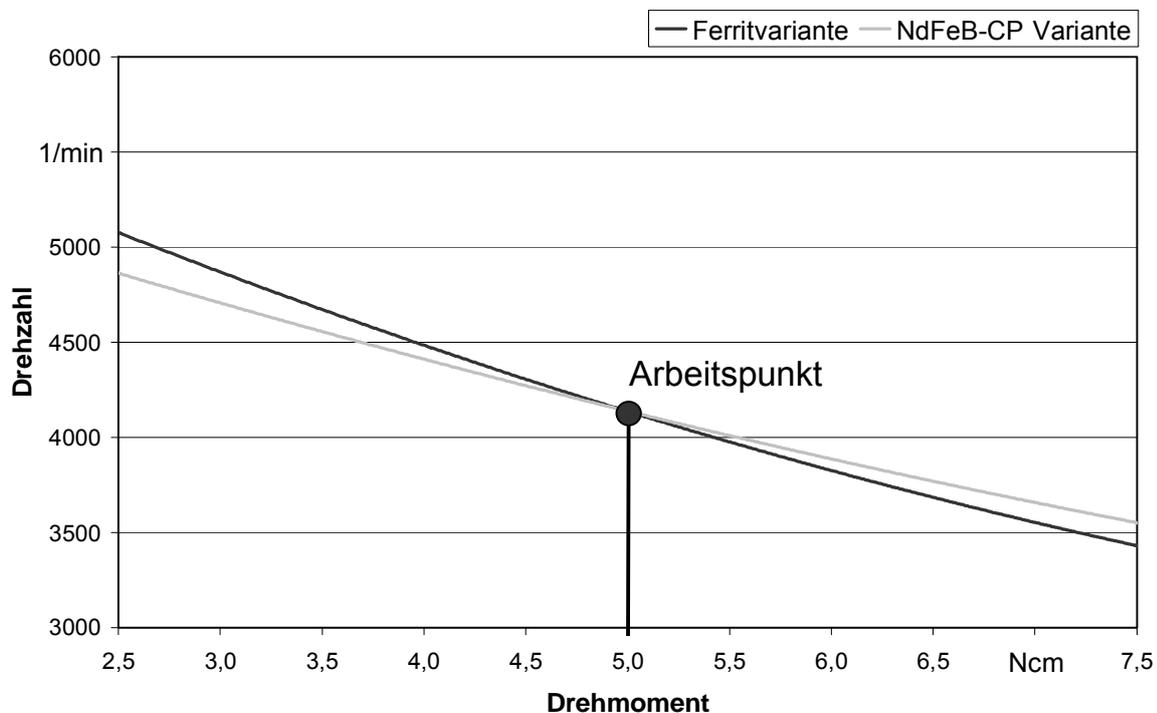


Abb. 6.32: Analytisch berechnete Drehzahl-Drehmoment Kennlinien einsträngige Konzepte

6.3.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung

Für den grundsätzlichen konstruktiven Motoraufbau entsprechend Abb. 6.3 werden im Folgenden die bereits bekannten Komponenten vom Stator bis zur Leistungselektronik betrachtet.

Die Gesamtübersicht der geometrischen Abmessungen im Zusammenspiel zeigt Abb. 6.39 für die beiden Konzepte.

Der Materialbedarf für das Stator- und Rotorblechpaket mit dem Elektroblechtyp M400-50A wird aus der quadratischen Fläche mit der Kantenlänge des Außenradius (vgl. Abb. 6.4) in Verbindung mit der jeweiligen axialen Länge ermittelt. Bei den vorhandenen Statorlängen (vgl. Tab. 6.3) und einer Einzellamellenstärke von 0,5 mm werden für den Stator der Ferritvariante 34 Lammellen benötigt, für den der NdFeB-CP Variante 29. Die Rotorüberhänge von $\Delta l_{R,Fe} = 6$ mm und $\Delta l_{R,NCP} = 3,5$ mm erfordern weitere 12 bzw. 7 Lamellen. Beide Stator- und Rotorblechpakete können auf einer Stanz-Paketiermaschine aus Abb. 4.2 innerhalb der geforderten Taktzeit gefertigt werden. Der wirtschaftliche Aufwand für die Statorpakete entspricht einem Kostenanteil von $k_{a_{St,Fe}} \approx 6,9$ % und $k_{a_{St,NCP}} \approx 5,9$ %. Der zusätzliche Anteil für das Rotorblechpaket wird mit $k_{a_{R,Fe,Fe}} \approx 0,2$ % bzw. $k_{a_{R,Fe,NCP}} \approx 0,3$ % abgeschätzt.

Die Statorisolation durch Kunststoffumspritzung besitzt die in Abb. 6.33 aufgeführten geometrischen Daten. Unter Verwendung dieser Daten lässt sich ein Anteil von $k_{a_{St,Iso}} \approx 1,2$ % für die Statorisolation beider Varianten ermitteln.

Es ergibt sich ein finanzieller Aufwand von $k_{a_{St,Fe}} \approx 8,1$ % bzw. $k_{a_{St,NCP}} \approx 7,1$ % für den gesamten Stator.

Aufgrund der Verschaltung aller vier Spulen in Reihe reduziert sich die Windungszahl im Vergleich zu den zweisträngigen Nutkonzepten bei erhöhtem Drahtdurchmesser (vgl. Tab. 6.2 und Tab. 6.3). Dadurch kann die Wicklungsfertigungszeit reduziert werden, es sind zur Erfüllung der Taktzeit fünf Nadelwickel-

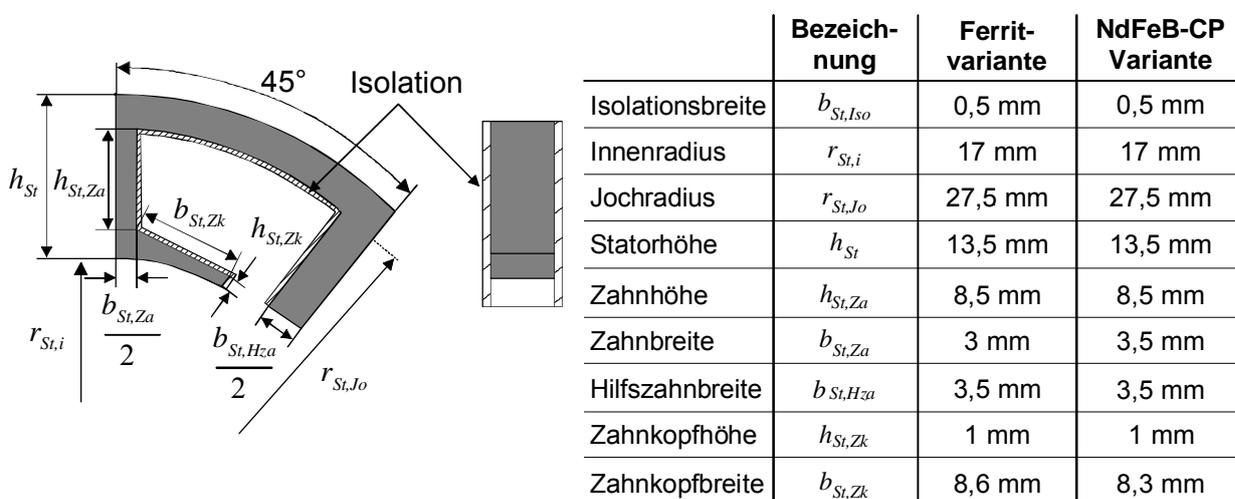


Abb. 6.33: Statorisulationsgeometrie

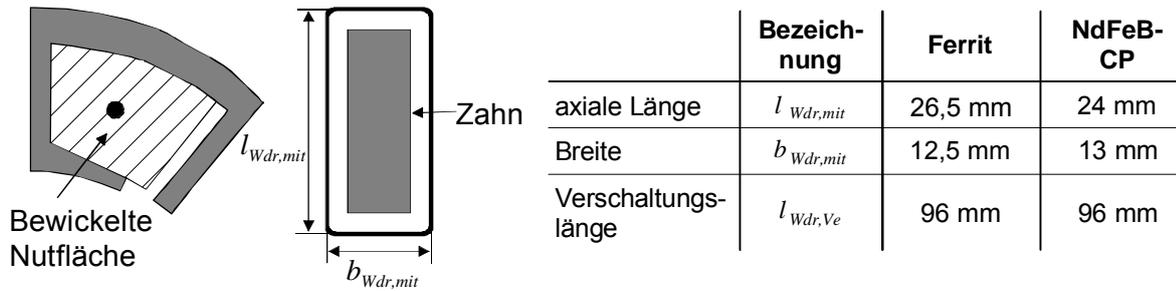


Abb. 6.34: Mittlere Windungslänge

maschinen entsprechend Abb. 4.16 erforderlich. Durch die Bestimmung des Kupferlackdrahtaufwandes für die bifilare Wicklung über die mittlere Windungslänge (vgl. Abb. 6.34) ergibt sich ein Kostenanteil von $k_{a W, Fer} \approx 17,8 \%$ für die Ferritvariante und $k_{a W, NCP} \approx 16,2 \%$ für die NdFeB-CP Variante.

Abb. 6.35 zeigt den Schaltplan für die einzelnen Spulen sowie die Verschaltung eines Teilstranges am Stator. Durch diese Zusammenschaltung reduziert sich die Anzahl der erforderlichen Verbindungen zur Leistungselektronik auf drei. Aufgrund der vergleichbaren Wickelkopflängen kann ein Verschaltungselement mit denselben geometrischen Daten wie bei den zweisträngigen Konzepten eingesetzt werden. Einziger Unterschied zum Aufbau in Abb. 6.23 ist, dass lediglich drei Kupferbahnen vorhanden sind. Unter Berücksichtigung des Materialaufwandes und der Fertigungskosten für die Isolation und die Kupferplättchen sowie die Montage des Verschaltungselementes am Stator (Bestückung und Verschweißen) ergibt sich ein Anteil von $k_{a Ve} \approx 3,6 \%$ für beide Varianten.

Die vierpoligen Rotoren werden analog zu den dreisträngigen Konzepten bei der Ferritvariante mit vier gesinterten Ferritschalen der 9. Generation und bei der NdFeB-CP Variante mit zwei gesinterten NdFeB Blöcken realisiert. Die Abmessungen dieser Magnete können aus Abb. 6.36 entnommen werden. Damit kann ein Kostenanteil von $k_{a Mag, Fer} \approx 6,4 \%$ für die Ferritschalen und $k_{a Mag, NCP} \approx 11,2 \%$ für die NdFeB Blöcke bestimmt werden.

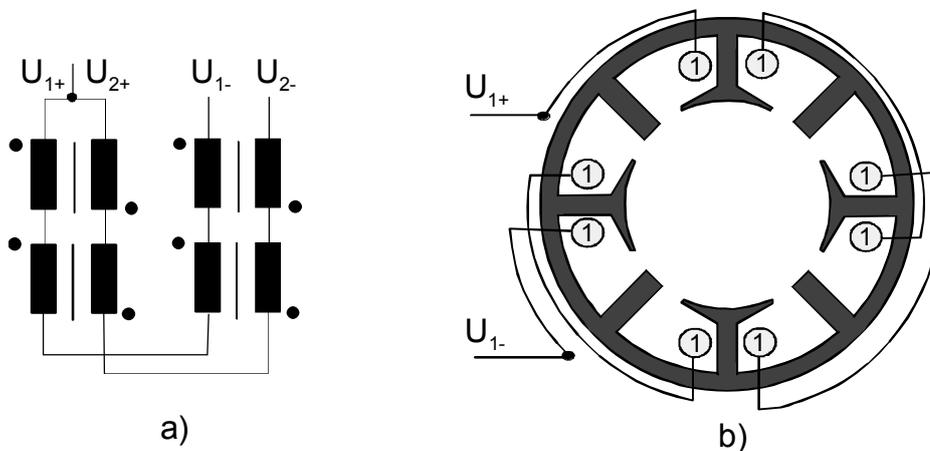


Abb. 6.35: Verschaltungsplan
 a) Schaltplan b) Verschaltung eines Teilstranges

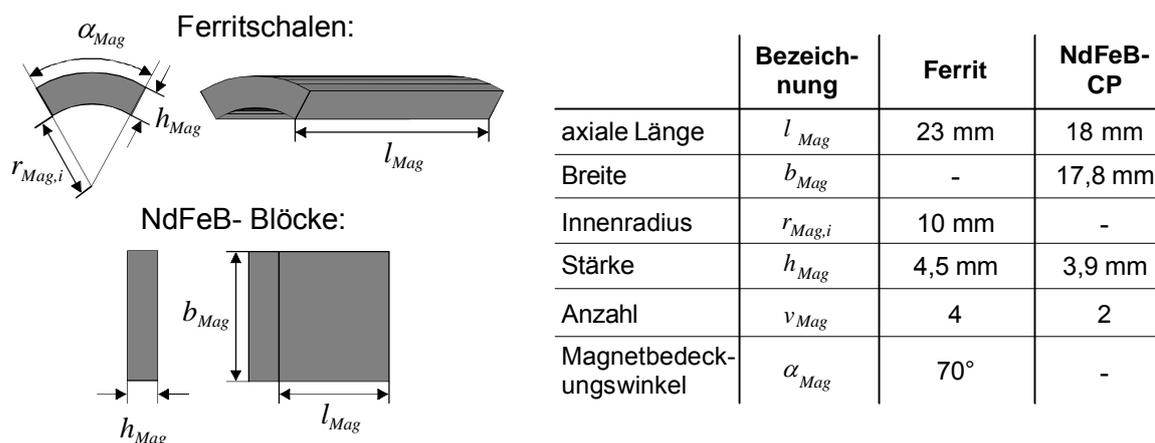


Abb. 6.36: Magnetgeometrien

Die Rotorabdichtung mittels Kunststoffumspritzung mit dem Material PPS-GF40 ist in Abb. 6.10 dargestellt. Der Rotorradius beträgt $r_{R,i} = 2,5$ mm, die Umspritzungsstärke $h_{R,Um} = 0,5$ mm. Aus den geometrischen Daten des Rotors sowie der Magnetabmessungen bei der Ferritvariante kann ein Kostenanteil in Höhe von $k_{a R,Um,Fer} \approx 3,5$ % und $k_{a R,Um,NCP} \approx 2,3$ % abgeschätzt werden.

Der pauschale Kostenfaktor für das Pumpenrad besitzt einen Anteil für beide Varianten von $k_{a pr} \approx 9,8$ %.

Durch die Addition der einzelnen ermittelten Rotorkostenanteile (vgl. Gleichung (6.1)) kann ein Kostenanteil von $k_{a R,Fer} \approx 19,9$ % bzw. $k_{a R,NCP} \approx 23,6$ % bestimmt werden.

Die geometrischen Daten des Spalttopfes sind in Abb. 6.37 aufgeführt. Aus diesen Daten kann der Kostenanteil bei Verwendung des Materialtyps PPS-GF40 mit $k_{a SpT,Fer} \approx 10,9$ % für die Ferritvariante und $k_{a SpT,NCP} \approx 10,6$ % für die NdFeB-CP Variante ermittelt werden.

Das Gehäuse aus dem Kunststoff des Typs PA66-GF35 ist in Abb. 6.38 dargestellt. Der Kostenanteil dieser Komponente beträgt $k_{a Geh,Fer} \approx 17,5$ % bzw. $k_{a Geh,NCP} \approx 17$ % bezogen auf den wirtschaftlichen Gesamtaufwand des jeweiligen Konzepts.

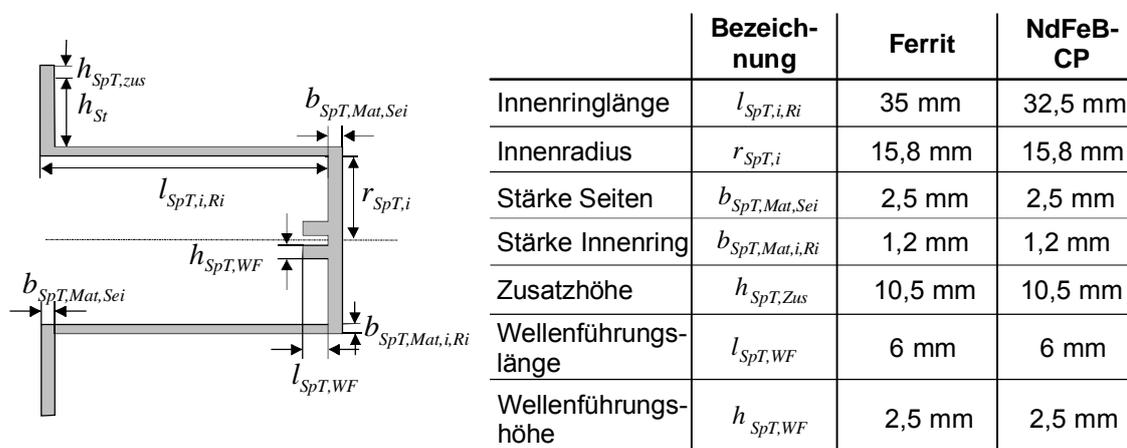
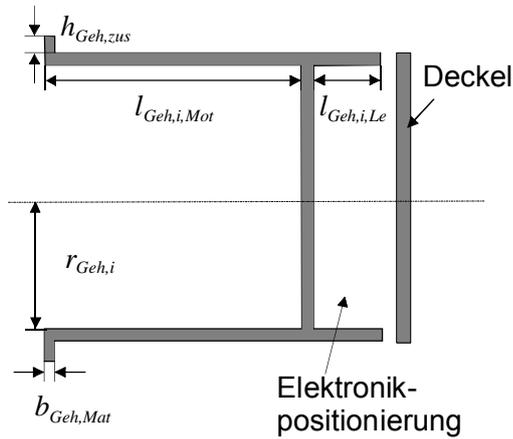


Abb. 6.37: Spalttopf



	Bezeichnung	Ferrit	NdFeB-CP
Innenringlänge Motor	$l_{Geh,i,Mot}$	39 mm	36,5 mm
Innenringlänge Elektronik	$l_{Geh,i,Le}$	15 mm	15 mm
Innenradius	$r_{Geh,i}$	35,5 mm	35,5 mm
Stärke	$b_{Geh,Mat}$	2,5 mm	2,5 mm
Zusatzhöhe Gehäuse	$h_{Geh,i,zus}$	3 mm	3 mm

Abb. 6.38: Gehäuse

Damit wurden alle grundsätzlichen geometrischen Daten für die beiden betrachteten einsträngigen Nutkonzepte hergeleitet. Eine Übersicht der Zusammensetzung für die einzelnen Maße zeigt Abb. 6.39.

Die Ansteuerung der Teilstränge wird durch eine Mittelpunktschaltung realisiert. Abb. 6.28 zeigt die grundsätzliche Verschaltung der M2 Ansteuerung, wobei lediglich der Strang U vorhanden ist. Die Wahl der Feldeffekttransistortypen sowie des Betriebskondensators stellt sich analog zu den zweisträngigen Konzepten dar. Die Anzahl erforderlicher FET's kann bei den einsträngigen Konzepten auf zwei reduziert werden. Unter Berücksichtigung der Material- sowie Fertigungsaufwendungen hat die Leistungselektronik einen Kostenanteil von $k_{a_{Le,Fer}} \approx 18,8\%$ für die Ferritvariante und $k_{a_{Le,NCP}} \approx 18,7\%$ für die NdFeB-CP Variante.

Für die Rotorlageerfassung ist ein Hall Sensor ausreichend. Dieser Sensor besitzt einen Kostenanteil von $k_{a_{Rl,Fer}} \approx 3,4\%$ für beide Varianten.

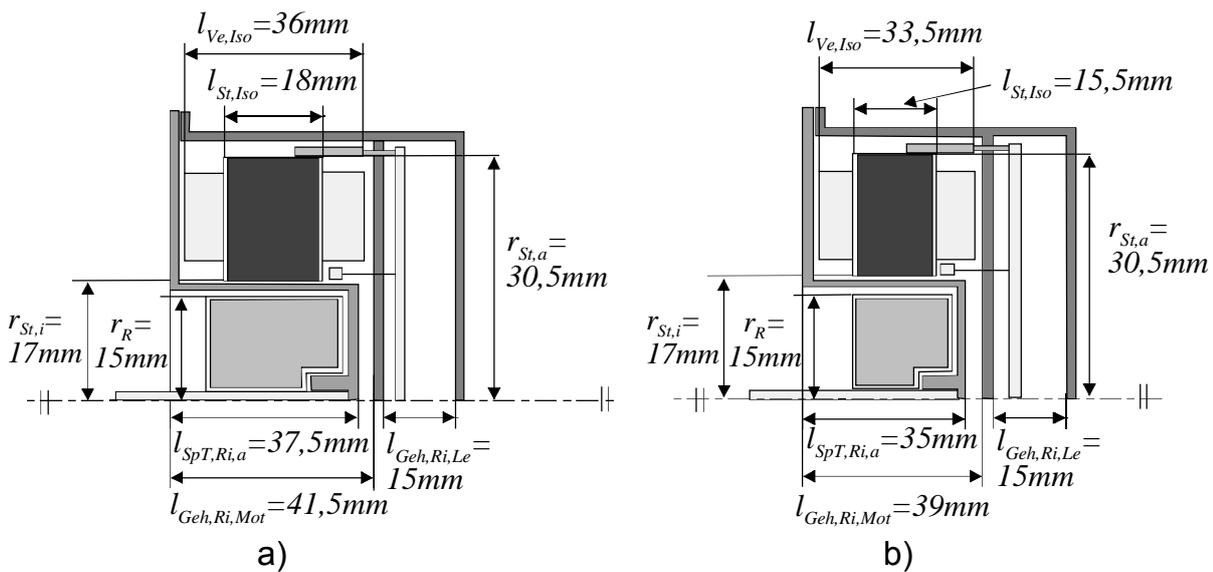


Abb. 6.39: Übersicht geometrische Maße einsträngige Konzepte
 a) Ferritvariante b) NdFeB-CP Variante

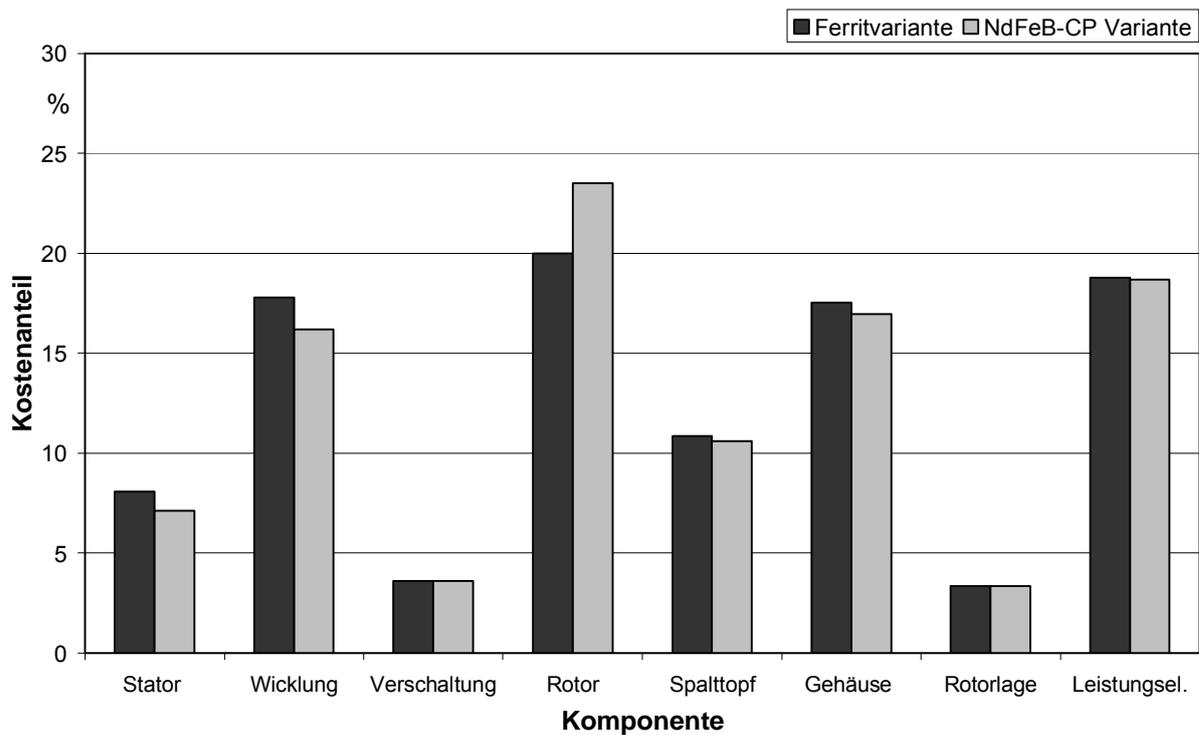


Abb. 6.40: Komponentenkostenanteile einsträngige Konzepte

Damit wurden die Kostenanteile aller betrachteten Komponenten ermittelt. Ein Vergleich der einzelnen Anteile für die verschiedenen Komponenten ist in Abb. 6.40 dargestellt.

Im wirtschaftlichen Gesamtvergleich stellt sich die einsträngige NdFeB-CP Variante um ca. 0,5 % teurer dar als die einsträngige Ferritvariante.

Insgesamt stellt sich diese Ferritvariante unter allen bereits erläuterten Nutkonzepten am Kostengünstigsten dar. Daher dient dieses Konzept im Folgenden als Referenz für den wirtschaftlichen Vergleich. Bezogen auf diese Variante sind die dreisträngigen Konzepte um ca. 7,8 %, die zweisträngige Ferritvariante um ca. 13,1 % und die zweisträngige NdFeB-CP Variante ca. 16,4 % teurer.

Kapitel 7

Pumpenausführung in Klauenpolgeometrie

Als grundlegende Alternative zu den im Kapitel 6 erläuterten Nutkonzepten wird die 22 W Wasserpumpe im Folgenden als Klauenpolkonzept ausgeführt. Zur Erreichung des Arbeitspunkts von 4100 Umdrehungen pro Minute ($n = 68,33$ 1/s) und einem mechanischen Drehmoment von $M_{mech} = 5$ Ncm wird ein Dreifachklauenpolmotor eingesetzt, d.h. es werden drei Statoren axial hintereinander platziert. Der Rotor ist bei dieser Variante mit gesinterten Ferritschalen bestückt.

Eine Rotorausführung mit gesinterten NdFeB Blöcken als Consequent Pole (vgl. NdFeB-CP Varianten im Kapitel 6) ist bei dem Klauenpolkonzept nicht sinnvoll. Entsprechend der Erläuterung im Kapitel 5.3 wird der Rotor mit einer Polpaarzahl von $p = 4$ ausgeführt. Es wären also bei dem gegebenen Rotorradius von $r_R = 15$ mm vier Magnetblöcke mit sehr geringen Abmaßen im Rotor zu platzieren. Neben einem hohen Streuflussanteil durch die Erhöhung der Polzahl (vgl. Kapitel 6.2.1) ergibt sich ein hoher wirtschaftlicher Aufwand für die Fertigung der Permanentmagnetblöcke. Daher wird dieses Rotorkonzept in Verbindung mit der Klauenpolgeometrie nicht weiter berücksichtigt.

Zur Überprüfung der Wirtschaftlichkeit eines komplett aus kunststoffgebundenem Ferrit gespritzten Rotors wird ein weiteres Konzept betrachtet. Wie im Kapitel 5.3 beschrieben, können mit diesem Rotortyp maximal 2 Statoren hintereinander platziert werden. Das erreichbare innere Drehmoment ist auf $M_i = 5,2$ Ncm begrenzt. Aufgrund auftretender Verluste liegt das mechanische Abgabemoment niedriger als das geforderte Drehmoment. Daher wird die Drehzahl zur Erreichung der gleichen mechanischen Leistung auf 6000 Umdrehungen pro Minute erhöht, das erforderliche Drehmoment beträgt dann $M_{mech} \approx 3,55$ Ncm. Um die Erhöhung der viskosen Reibungsverluste durch die Steigerung der Drehzahl zu kompensieren (vgl. Erläuterungen im Kapitel 5.2) wird die Motorauslegung mit einem geforderten mechanischen Drehmoment von $M_{mech} = 3,8$ Ncm durchgeführt.

Als Randbedingung für die Auslegung der beiden Klauenpolvarianten wird der Rotorradius mit $r_R = 15$ mm und der Statorinnenradius mit $r_{St,i} = 17$ mm konstant

gehalten. Ein fester Statoraußenradius kann aufgrund der Wicklungsanordnung im Klauenpolstator nicht definiert werden. Wie im weiteren Verlauf dieses Kapitels noch erläutert wird, erhöht sich der Statoraußenradius mit sinkender axialer Statorlänge aufgrund der erforderlichen Nutfläche.

7.1 Elektromagnetische Auslegung

Da es sich bei dem in Kapitel 3.5.2 aufgeführten Klauenpolmotor um eine Sondergeometrie handelt, ist eine Auslegung mit standardisierter Motorauslegungssoftware nicht möglich. Daher wurde zur Auslegung des Motors ein analytisches Verfahren entwickelt, dessen prinzipielles Vorgehen im Folgenden erläutert ist. Dieses Verfahren ermittelt die erforderlichen Motordaten iterativ in der, in Abb. 7.1 dargestellten Weise. Ein entsprechendes Softwareprogramm ist im Anhang B aufgeführt.

Alle folgenden Beschreibungen beziehen sich grundsätzlich auf einen Klauenpolstator. Das gesamte mechanische Drehmoment lässt sich durch Multiplikation der Einzeldrehmomente mit der Anzahl eingesetzter Statoren ermitteln. Bei der Doppelklauenpolvariante ist demnach ein mechanisches Drehmoment von $M_{mech,Dok,v} \approx 1,9$ Ncm pro Stator zur Erreichung des Arbeitspunktes erforderlich, bei der Dreifachklauenpolvariante $M_{mech,Drk,v} \approx 1,7$ Ncm.

Um das mechanische Drehmoment bei der Dreifachklauenpolvariante zu erreichen wird das in Kapitel 5.3 hergeleitete innere Drehmoment von $M_i = 2,45$ Ncm nicht benötigt. Zur Realisierung eines möglichst kostengünstigen Motors wird diese Variante mit Ferritschalen der 6. Generation bestückt ($B_{R,Drk} = 390$ mT). Durch den Einsatz dieser Magnete reduziert sich die Luftspaltflussdichte auf $B_{\delta,Drk} = 172$ mT. Bei einer Statorlänge von $l_{St,Drk} = 10$ mm ergibt sich nach Gleichung (5.5) ein erreichbares inneres Drehmoment von $M_{i,Drk} \approx 2,25$ Ncm. Diese Werte finden bei der Auslegung der Dreifachklauenpolvariante Verwendung.

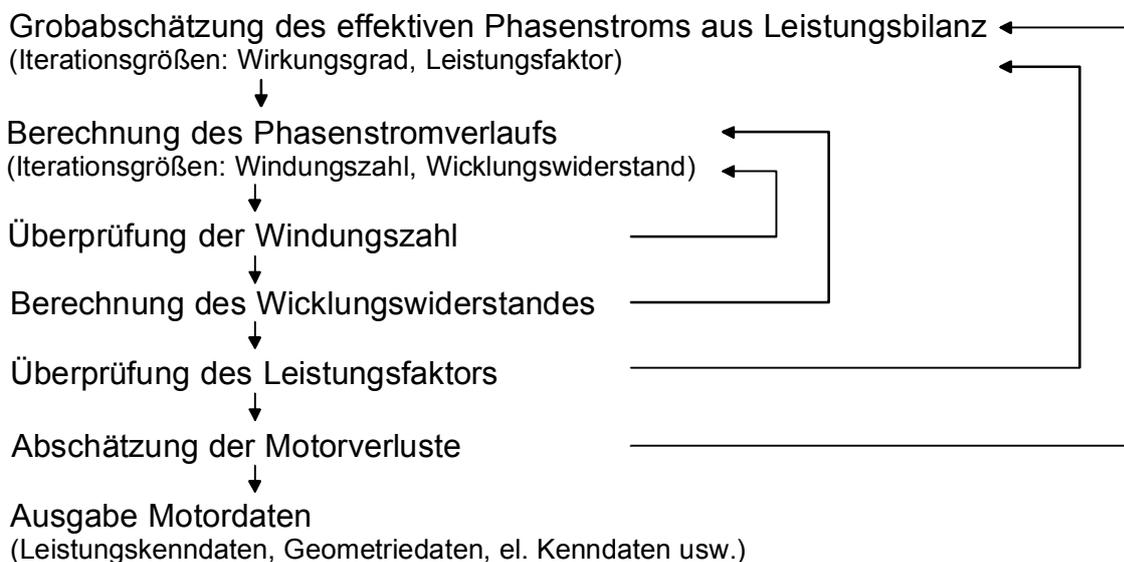


Abb. 7.1: Iteratives Vorgehen zur Klauenpolauslegung

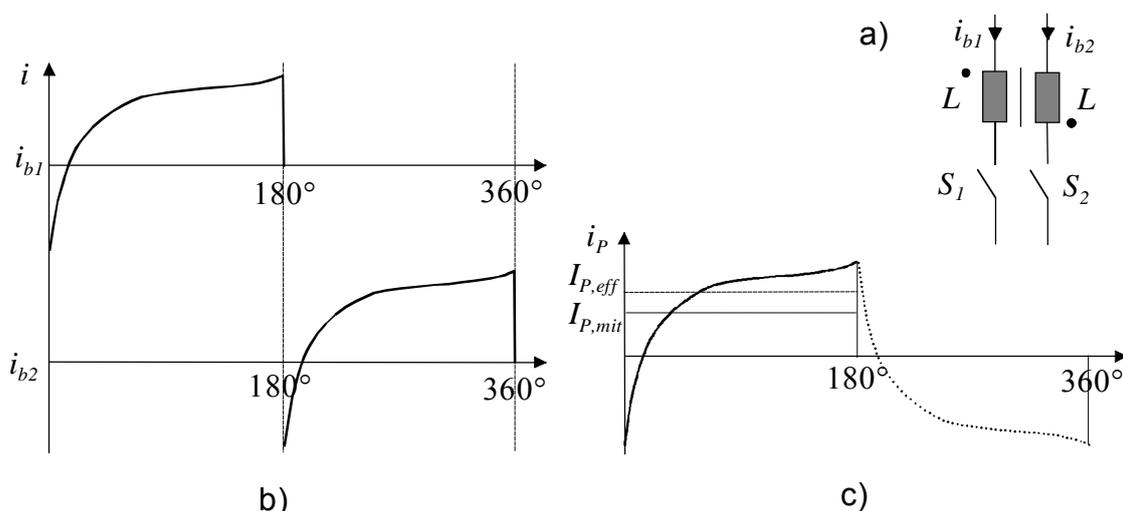


Abb. 7.2: Stromform bei M2-Ansteuerung
 a) Ersatzschaltbild der bifilaren Wicklung
 b) Stromform in den Teilsträngen c) Phasenstromform

Der allgemeine Zusammenhang zwischen der zugeführten elektrischen Leistung P_{zu} und der mechanischen Leistung P_{mech} lautet unter Berücksichtigung des elektromechanischen Wirkungsgrades η_{em} :

$$P_{zu} = \frac{P_{mech}}{\eta_{em}}. \quad (7.1)$$

Aus der zugeführten Leistung und der Versorgungsspannung U_{DC} kann der Zuleitungsstrom I_{DC} ermittelt werden:

$$I_{DC} = \frac{P_{zu}}{U_{DC}}. \quad (7.2)$$

Die einsträngigen, zweiphasigen Motoren werden mit einer M2 Schaltung angesteuert. Bei dieser Ansteuerung ist immer eine der beiden Teilstränge bestromt, Abb. 7.2 zeigt die bifilare Wicklung in Teil a) mit zugehöriger Stromform in Teil b).

Für die weiteren Herleitungen wird der Phasenstrom $i_p = i_{b1} - i_{b2}$ eingeführt. In Abb. 7.2 c) ist der Effektivwert $i_{P,eff}$ und der Mittelwert $i_{P,mit}$ des Phasenstroms für die halbe, bestromte Periode dargestellt.

Während der bestromten halben Periode liegt, unter Vernachlässigung der Elektronik- und Zuleitungsverluste, eine konstante Spannung U_{DC} an. Damit kann der effektive Phasenstrom für die sinusförmigen Grundwellenanteile (wird im Auslegungspunkt „Überprüfung des Leistungsfaktors“ auf S. 104 erläutert) über den Leistungsfaktor $\cos\varphi$ abgeschätzt werden:

$$I_{P,eff} \approx \frac{I_{DC}}{\cos\varphi}. \quad (7.3)$$

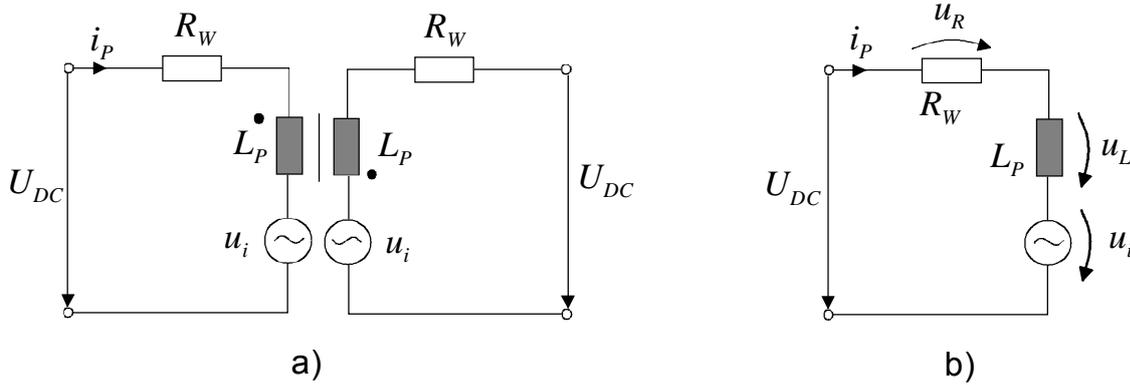


Abb. 7.3: Ersatzschaltbild (ESB)
a) ESB des Motorstrangs

b) Spannungen in einer Phase

Als Teilergebnis der Motorauslegung nach Durchlauf des Iterationsprozesses ergibt sich ein elektromechanischer Wirkungsgrad von $\eta_{em,Dok} \approx 59\%$ und ein Leistungsfaktor von $\cos\varphi_{Dok} \approx 0,81$ für die Doppelklauenpolvariante, für die Dreifachklauenpolvariante $\eta_{em,Drk} \approx 56\%$ und $\cos\varphi_{Drk} \approx 0,84$. Die ersten grob abgeschätzten Phasenströme sind:

$$I_{P,eff,Dok} \approx 1,9 \text{ A} \quad \text{bzw.} \quad I_{P,eff,Drk} \approx 1,2 \text{ A}.$$

Zur Berechnung des Strangstromverlaufs (vgl. Abb. 7.1) wird die Phaseninduktivität L_P benötigt. Diese Größe berechnet sich allgemein wie folgt [vgl. 9]:

$$L_P = \frac{\Psi}{I} = \frac{N^2}{R_M}. \quad (7.4)$$

Die Phasenreluktanz der Motoren lässt sich anhand einer numerischen 3D-FEM Berechnung (vgl. Abb. 5.9) ermitteln und beträgt für die Doppelklauenpolvariante $R_{M,Dok} \approx 3,4 \cdot 10^6 \text{ 1/H}$, für die Dreifachklauenpolvariante $R_{M,Drk} \approx 3,3 \cdot 10^6 \text{ 1/H}$. Diese Werte wurden mit den Durchflutungen (Strömen) im Arbeitspunkt ermittelt und besitzen daher nur in diesem Bereich Gültigkeit.

Der genaue Verlauf des Phasenstroms wird nachfolgend durch das Aufstellen der Differentialgleichung (DGL) für das Ersatzschaltbild des Motorstrangs entsprechend Abb. 7.3 hergeleitet:

$$U_{DC} = i_P \cdot R_W + L_P \cdot \frac{di_P}{dt} + \hat{u}_i \cdot \sin(\alpha - \alpha_V), \quad (7.5)$$

wobei α dem Rotorlage- und α_V dem Vorkommutierungswinkel entspricht. Für den Verlauf der induzierten Spannung wird ein sinusförmiger Verlauf angenommen. Eine Berechnung der Amplitude für die induzierte Spannung \hat{u}_i wird in Gleichung (7.15) erläutert. Im nächsten Schritt wird die Änderung des Phasenstromes in Abhängigkeit der Zeit auf den Rotorlagewinkel bezogen:

$$U_{DC} = i_P \cdot R_W + p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \frac{di_P}{d\alpha} + \hat{u}_i \cdot \sin(\alpha - \alpha_V). \quad (7.6)$$

Die mathematische Lösung der aufgeführten DGL besitzt eine homogene (1) sowie zwei inhomogene (2) & (3) Anteile:

$$i_P \cdot R_W + p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \frac{di_P}{d\alpha} = 0; \quad (1)$$

$$i_P \cdot R_W + p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \frac{di_P}{d\alpha} = U_{DC}; \quad (2) \quad (7.7)$$

$$i_P \cdot R_W + p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \frac{di_P}{d\alpha} = -\hat{u}_i \cdot \sin(\alpha - \alpha_V). \quad (3)$$

Die Lösungen für die einzelnen Anteile lauten:

$$i_{P(1)} = i_{P0} \cdot e^{-\alpha \frac{R_W}{p \cdot \omega \cdot L_P}};$$

$$i_{P(2)} = \frac{U_{DC}}{R_W}; \quad (7.8)$$

$$i_{P(3)} = -\frac{\hat{u}_i}{R_W^2 + (p \cdot \omega \cdot L_P)^2} \cdot [R_W \cdot \sin(\alpha - \alpha_V) - p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \cos(\alpha - \alpha_V)].$$

Der Phasenstrom besteht aus der Addition dieser Teillösungen:

$$i_P = i_{P(1)} + i_{P(2)} + i_{P(3)}. \quad (7.9)$$

Durch die Kopplung der beiden Teilwicklungen wird der Endwert des Stromes im abgeschalteten Teilstrang in umgekehrter Richtung unter Berücksichtigung des Kopplungsfaktors ξ in die zugeschaltete Phase eingekoppelt:

$$i_P(0) = -\xi \cdot i_P(\pi). \quad (7.10)$$

Über diese Anfangsbedingung lässt sich die unbekannte Konstante i_{P0} im homogenen Lösungsanteil bestimmen:

$$i_{P0} = \frac{-(1 + \xi) \cdot \left(\frac{U_{DC}}{R_W} \right) + \frac{\hat{u}_i \cdot (1 - \xi)}{R_W^2 + (p \cdot \omega \cdot L_P)^2} \cdot \left[\begin{array}{l} R_W \cdot \sin(-\alpha_V) \\ -p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \cos(-\alpha_V) \end{array} \right]}{1 + \xi \cdot e^{-\pi \frac{R_W}{p \cdot \omega \cdot L_P}}}. \quad (7.11)$$

Damit lautet der transiente Anteil $i_{P,tran}$ des Phasenstroms, der durch die Kopplung der beiden Teilstränge vorhanden ist:

$$i_{P,tran} = \frac{-(1 + \xi) \cdot \left(\frac{U_{DC}}{R_W} \right) + \frac{\hat{u}_i \cdot (1 - \xi)}{R_W^2 + (p \cdot \omega \cdot L_P)^2} \cdot \left[\begin{array}{l} R_W \cdot \sin(-\alpha_V) \\ -p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \cos(-\alpha_V) \end{array} \right]}{1 + \xi \cdot e^{-\pi \frac{R_W}{p \cdot \omega \cdot L_P}}} \cdot e^{-\alpha \frac{R_W}{p \cdot \omega \cdot L_P}}. \quad (7.12)$$

Der stationäre Anteil, der durch die eigene bestromte Phase erzeugt wird, lautet:

$$i_{P,stat} = \frac{U_{DC}}{R_W} - \frac{\hat{u}_i}{R_W^2 + (p \cdot \omega \cdot L_P)^2} \cdot [R_W \cdot \sin(\alpha - \alpha_V) - p \cdot \omega \cdot L_P \cdot \cos(\alpha - \alpha_V)]. \quad (7.13)$$

Durch Addition dieser beiden Anteile ergibt sich der gesamte Phasenstrom:

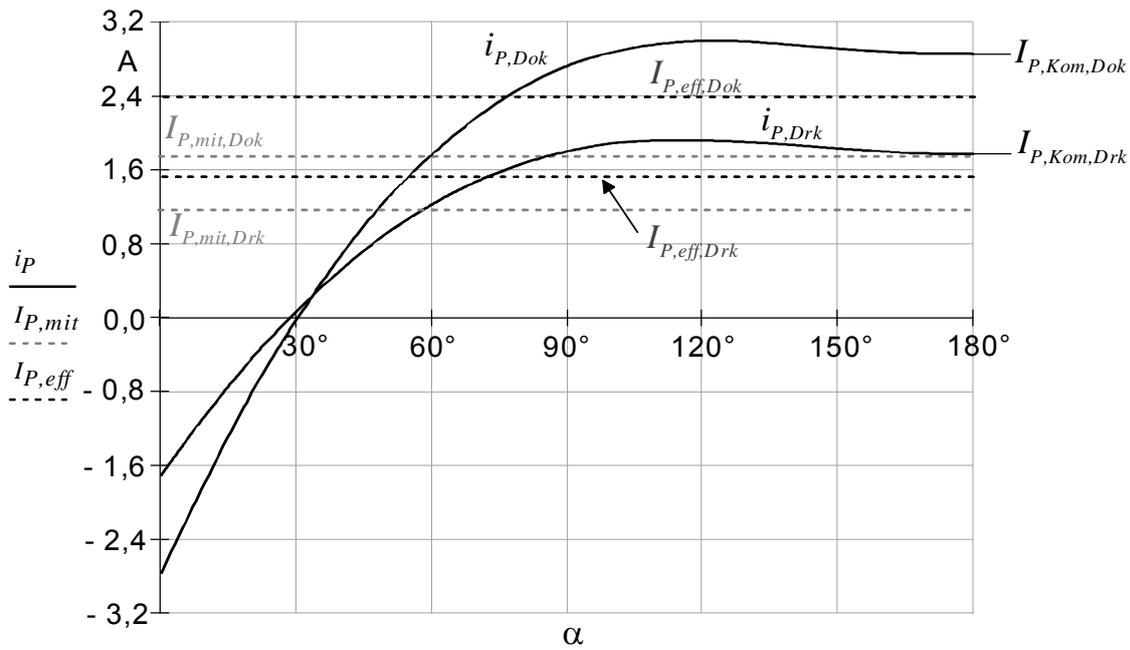


Abb. 7.4: Phasenstromverlauf

$$i_P = i_{P,stat} + i_{P,tran} \quad (7.14)$$

Die Windungszahl beträgt $N_{Dok} = 76$ (Wicklungswiderstand $R_{W,Dok} = 0,65 \Omega$) bei dem Doppelklauenpolmotor und $N_{Drk} = 110$ (Wicklungswiderstand $R_{W,Drk} = 1,63 \Omega$) bei dem Dreifachklauenpolmotor. Die Doppelklauenpolvariante wird mit einem elektrischen Vorkommutierungswinkel von $\alpha_{V,Dok} = 58^\circ$, die Dreifachklauenpolvariante mit $\alpha_{V,Drk} = 57^\circ$ betrieben. Es ergeben sich die Phasenstromverläufe entsprechend Abb. 7.4. Zudem enthält dieses Diagramm die Effektivwerte der Phasenströme mit $I_{P,eff,Dok} = 2,40 \text{ A}$ und $I_{P,eff,Drk} = 1,55 \text{ A}$, die mittleren Phasenströme der halben Periode mit $i_{P,mit,Dok} = 1,75 \text{ A}$ und $i_{P,mit,Drk} = 1,17 \text{ A}$ sowie die Kommutierungsströme mit $i_{P,Kom,Dok} = 2,86 \text{ A}$ und $i_{P,Kom,Drk} = 1,80 \text{ A}$.

Die Überprüfung der Windungszahl (vgl. Abb. 7.1) wird über die induzierte Spannung durchgeführt. Mit der Formel

$$\hat{u}_i = \frac{d\hat{\Psi}}{dt} = p \cdot \omega \cdot N \cdot \hat{\phi} \quad (7.15)$$

ergibt sich für die induzierte Spannung eine Amplitude von $\hat{u}_{i,Dok} \approx 12,2 \text{ V}$ bzw. $\hat{u}_{i,Drk} \approx 11,3 \text{ V}$. Der maximale magnetische Fluss $\hat{\phi}$ lässt sich aus den Geometriedaten in Kap. 5.3 und einer gemittelten Flussdichteamplitude von ca. 1,3 T für die Doppelklauenpolvariante bzw. ca. 1,25 T für den reduzierten Fluss der Dreifachklauenpolvariante bestimmen.

Zudem kann der Ankerstrombelag, der nach Abb. 5.11 einen maximalen Wert von $A_{max} = 10.000 \text{ A/m}$ aufweisen darf, überprüft werden [vgl. 58]:

$$A = \frac{2 \cdot p \cdot N \cdot I_{P,mit}}{\pi \cdot 2 \cdot r_{St,i}} \quad (7.16)$$

Mit den erläuterten Daten stellt sich ein Ankerstrombelag von $A_{Dok} = 9.980$ A/m und $A_{Drk} = 9.640$ A/m ein. Das innere Drehmoment liegt nach Gleichung (5.5) bei $M_{i,Dok} = 2,58$ Ncm bzw. $M_{i,Drk} = 2,19$ Ncm.

Zur Berechnung des Wicklungswiderstandes (vgl. Abb. 7.1) wird zunächst die zulässige Stromdichte in der Wicklung benötigt. Diese kann aus Abb. 5.11 entnommen werden und weist einen Wert von $S = 3,5$ A/mm² auf. Damit kann der erforderliche Durchmesser des Wickeldrahtes d_{Wdr} mit dem Kupferquerschnitt A_{Cu} unter Berücksichtigung des effektiven Stroms in der Wicklung $I_{W,eff}$ berechnet werden:

$$d_{Wdr} = 2 \cdot \sqrt{\frac{A_{Cu}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_{W,eff}}{\pi \cdot S}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_{P,eff}}{2 \cdot \pi \cdot S}} \quad (7.17)$$

Zur Einhaltung der zulässigen Stromdichte werden Wickeldrahtdurchmesser von $d_{Wdr,Dok} = 0,67$ mm bzw. $d_{Wdr,Drk} = 0,53$ mm verwendet.

Die erforderliche Nutfläche lässt sich über die Anzahl der Windungen (bifilar), dem Kupferquerschnitt sowie dem Kupferfüllfaktor κ ermitteln:

$$A_{Nut} = \frac{2 \cdot N \cdot A_{Cu}}{\kappa} \quad (7.18)$$

Als Sicherheitsabstand ist eine Statorzusatzhöhe $h_{St,zus} = 1$ mm zu berücksichtigen damit die Wicklung während der Montage des Rückschlussrings nicht beschädigt wird. Die erforderliche Statorhöhe h_{St} beträgt nach:

$$h_{St} = \frac{A_{Nut}}{l_{St} - 2 \cdot h_{Fe}} + h_{Fe} + h_{St,zus} \quad (7.19)$$

bei einem angenommenen Kupferfüllfaktor von $\kappa = 0,45$ für die Doppelklauenpolstatoren $h_{St,Dok} \approx 10$ mm, für die Dreifachklauenpolstatoren $h_{St,Drk} \approx 15,5$ mm. Abb. 7.5 stellt die im Stator eingebettete Nutfläche dar.

Die Berechnung des Wicklungswiderstandes wird über die mittlere Wickeldrahtlänge $l_{Wdr,mit}$ einer Windung durchgeführt. Mit:

$$l_{Wdr,mit} = 2 \cdot \pi \cdot \left(r_{St,i} + h_{Fe} + \frac{h_{St} - h_{St,zus}}{2} \right) \quad (7.20)$$

lässt sich der Wicklungswiderstand wie folgt ermitteln:

$$R_W = \frac{N \cdot \rho \cdot l_{Wdr,mit}}{A_{Cu}} \cdot (1 + T_{KCu} \cdot \Delta T_{Cu}) \quad (7.21)$$

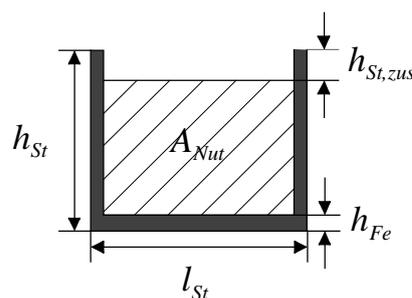


Abb. 7.5: Statorinnenaufbau

Wird eine Wicklungstemperatur von 60° C angenommen stellt sich für den Doppelklauenpolmotor ein Widerstand von $R_{W,DoK} = 0,65 \Omega$ ein, für den Dreifachklauenpolmotor $R_{W,Drk} = 1,63 \Omega$.

Für die Überprüfung des Leistungsfaktors (vgl. Abb. 7.1) werden im Folgenden alle Spannungen sowie der Phasenstrom als sinusförmige Größen betrachtet, wobei ausschließlich die Grundwelle berücksichtigt wird. Die einzelnen Größen im ESB sind in Abb. 7.3 b) gezeigt. Die Berechnungen werden mit Amplitudenwerten in der komplexen Ebene durchgeführt.

Um diese Überprüfung durchführen zu können wird zunächst eine Spannung \hat{u}_{RL} definiert:

$$\hat{u}_{RL} = \hat{u}_R + \hat{u}_L = \hat{u}_{DC} - \hat{u}_i. \quad (7.22)$$

Bei einer 180° Blockbestromung (vgl. Abb. 3.3) ergibt sich, unter Vernachlässigung der Zuleitungs- und Elektronikverluste, für die Amplitude der Sinusgrundwelle $\hat{u}_{DC} = 4/\pi \cdot U_{DC}$. Damit kann Gleichung (7.22) wie folgt ausgedrückt werden:

$$\hat{u}_{RL} = U_{DC} \cdot \frac{4}{\pi} - \hat{u}_i \cdot e^{j\alpha_V}. \quad (7.23)$$

Aus dieser Gleichung kann der Winkel $\alpha_{DC,RL}$ zwischen den Spannungen \underline{u}_{DC} und \underline{u}_{RL} mit $\alpha_{DC,RL,DoK} \approx 46^\circ$ bzw. $\alpha_{DC,RL,Drk} \approx 42^\circ$ bestimmt werden. Abb. 7.6 a) stellt die beschriebenen Spannungen und Winkel im Zeigerdiagramm dar.

Grundlage für die Berechnung des Phasenstroms ist die Phasenimpedanz \underline{Z}_P :

$$\underline{Z}_P = R_W + j\omega \cdot p \cdot L_p. \quad (7.24)$$

In Verbindung mit der Spannung \hat{u}_{RL} lässt sich der Maximalwert des Phasenstroms \hat{i}_P bestimmen:

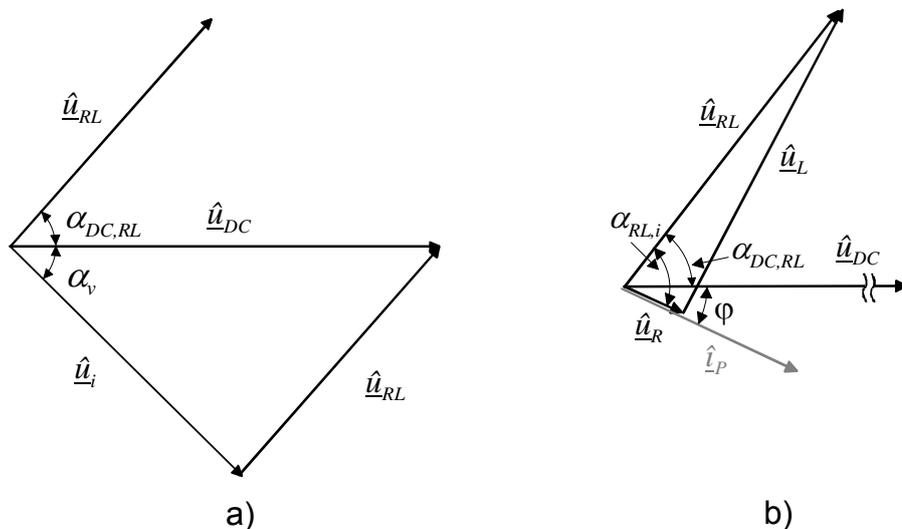


Abb. 7.6: Zeigerdiagramm für das ESB

a) Winkelbezug auf \underline{u}_{WR}

b) Winkelbezug auf \underline{i}_P

$$\hat{i}_P = \frac{|\hat{u}_{RL}|}{|\underline{Z}_P|}. \quad (7.25)$$

Mit

$$\hat{u}_{RL} = \hat{i}_P \cdot (R_W + j\omega \cdot p \cdot L_P) \quad (7.26)$$

ergibt sich ein Winkel $\alpha_{RL,i,Dok} \approx 81^\circ$ bzw. $\alpha_{RL,i,Drk} \approx 76^\circ$ zwischen der Spannung \underline{u}_{RL} und dem Strom \underline{i}_P . Das entsprechende Zeigerdiagramm ist in Abb. 7.6 b) gezeigt. Die Phasenverschiebung φ zwischen den Grundwellen der Versorgungsspannung und dem Phasenstrom kann durch die Differenz der beiden ermittelten Winkel berechnet werden:

$$\varphi = \alpha_{RL,i} - \alpha_{DC,RL}. \quad (7.27)$$

Der Leistungsfaktor im Arbeitspunkt entspricht bei der Doppelklauenpolvariante $\cos\varphi_{Dok} = 0,81$, bei der Dreifachklauenpolvariante $\cos\varphi_{Drk} = 0,84$.

Als letzten Punkt der iterativen Motorauslegung nach Abb. 7.1 werden die Motorverluste ermittelt. Diese setzen sich aus folgenden Komponenten zusammen:

- Leistungselektronikverluste P_{Le}
- Kupferverluste P_{Cu}
- Eisenverluste P_{Fe}
- sonstige Verluste (z.B. Reibungsverluste) P_{so}

Die Verlustleistung der Leistungselektronik unterteilt sich in Joule-, Avalanche- und Schaltverluste.

Jouleverluste beinhalten die Verlustleistung des Transistors im leitenden Zustand aufgrund des vorhandenen Durchgangswiderstandes. Bei einem Widerstandswert von $R_{DS_on} = 20 \text{ m}\Omega$ ergeben sich über die Gleichung

$$P_{Le,Jou} = I_{P,eff}^2 \cdot R_{DS_on} \quad (7.28)$$

Verluste in Höhe von $P_{Le,Jou,Dok} = 115 \text{ mW}$ und $P_{Le,Jou,Drk} = 48 \text{ mW}$ für die bifilare Wicklung.

Zur Berechnung der Avalancheverluste (vgl. Kap. 4.3.5) wird zunächst die Energie durch die Streuinduktivität bestimmt. Als Grundlage hierzu dient die allgemeine Gleichung zur Ermittlung der gespeicherten Energie in einer Spule [vgl. 9]:

$$W_{Le,Av} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (7.29)$$

$$W_{Le,Av} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \xi) \cdot L_P \cdot i_{P,Kom}^2 \quad .$$

Unter Berücksichtigung der Schaltfrequenz für die jeweilige Drehzahl:

$$P_{Le,Av} = 2 \cdot W_{Le,Av} \cdot p \cdot n \quad (7.30)$$

haben die Verluste eine Höhe von $P_{Le,Av,Dok} = 56 \text{ mW}$ bzw. $P_{Le,Av,Drk} = 32 \text{ mW}$.

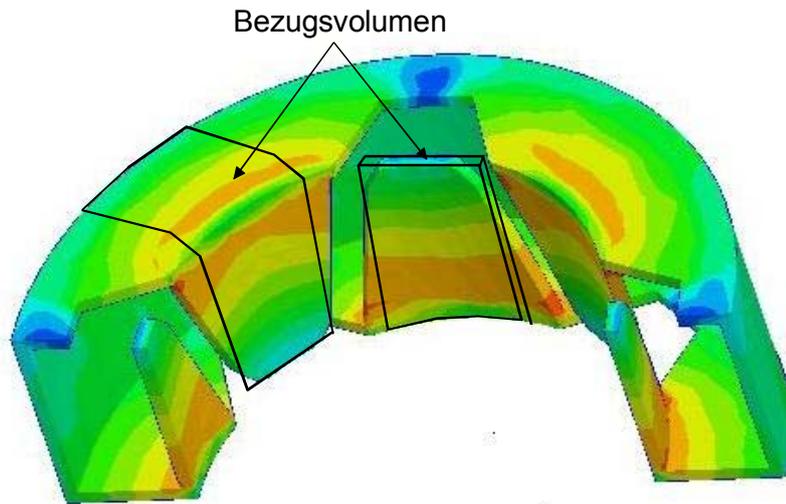


Abb. 7.7: Bezugsvolumen für die Eisenverlustberechnung

Da der Motor nicht über eine PWM-Steuerung betrieben wird, fallen die Schaltverluste gering aus. Sie werden in dieser Berechnung vernachlässigt.

Durch die Addition der berücksichtigten Verlustanteile lassen sich Leistungselektronikverluste von $P_{Le,Dok} = 171$ mW für die Doppelklauenpolvariante und $P_{Le,Drk} = 80$ mW für die Dreifachklauenpolvariante abschätzen.

Die Berechnung der Kupferverluste erfolgt über den Wicklungswiderstand in Verbindung mit den Strömen in der bifilaren Wicklung:

$$P_{Cu} = \frac{R_W \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{b1}^2 d\alpha} \right)^2}{2} + \frac{R_W \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} i_{b2}^2 d\alpha} \right)^2}{2} \quad (7.31)$$

$$P_{Cu} = \frac{R_W \cdot (I_{P,eff})^2}{2} + \frac{R_W \cdot (I_{P,eff})^2}{2}$$

$$P_{Cu} = R_W \cdot I_{P,eff}^2$$

Unter Berücksichtigung der ermittelten Phasenströme ergeben sich Kupferverluste in Höhe von ca. $P_{Cu,Dok} = 3,73$ W bzw. $P_{Cu,Drk} = 3,92$ W.

Zur Abschätzung der Eisenverluste wird für die vorliegende Geometrie ein Bezugsvolumen eingeführt. Dieses Volumen zieht sich mit der mittleren Klauenpolbreite b_K um den Stator. Innerhalb wird vereinfacht die bereits bei der Berechnung der induzierten Spannung aufgeführte konstante mittlere Flussdichteamplitude von 1,3 T bzw. 1,25 T verwendet. Abb. 7.7 zeigt das Bezugsvolumen. Über dieses Volumen und die Elektroblechdicke kann die Bezugsmasse $m_{Fe,Bez}$ berechnet werden, die als Grundlage der folgenden Eisenverlustberechnung dient.

Die Hystereseverluste werden über folgende Formel abgeschätzt [12]:

$$P_{Fe,Hyst} = \sigma_{Hyst} \cdot v_{Hyst} \cdot \left(\frac{n}{50 \text{ Hz}} \right) \cdot B_{Fe}^2 \cdot m_{Fe,Bez} \quad (7.32)$$

Als Elektroblech wird der Typ M700-100A gewählt. Dieser Typ hat einen blechabhängigen Faktor von $\sigma_{Hyst} = 1,93 \text{ W/kg}$. Der maschinenabhängige Zuschlagfaktor wird mit $\nu_{Hyst} = 1,0$ angenommen. Mit den angegebenen Flussdichteamplituden sind Hystereseverluste von $P_{Hyst,Dok} = 0,64 \text{ W}$ bzw. $P_{Hyst,Drk} = 0,36 \text{ W}$ bei den jeweiligen Nenndrehzahlen vorhanden.

Für die Abschätzung der Wirbelstromverluste gilt [12]:

$$P_{Fe,Wb} = \sigma_{Wb} \cdot \nu_{Wb} \cdot \left(\frac{n}{50 \text{ Hz}} \right)^2 \cdot B_{Fe}^2 \cdot m_{Fe,Bez} \quad (7.33)$$

Der blechabhängige Faktor für die Wirbelströme beträgt bei diesem Elektroblechtyp $\sigma_{Wb} = 1,1 \text{ W/kg}$, der maschinenabhängige Zuschlagfaktor wird mit $\nu_{Wb} = 1,0$ abgeschätzt. Damit lassen sich Wirbelstromverluste in Höhe von $P_{Wb,Dok} = 2,93 \text{ W}$ und $P_{Wb,Drk} = 1,11 \text{ W}$ ermitteln.

Durch Addition der beiden Komponenten:

$$P_{Fe} = P_{Fe,Hyst} + P_{Fe,Wb} \quad (7.34)$$

werden die Statorisenverluste mit $P_{Fe,Dok} = 3,57 \text{ W}$ für die Doppelklauenpolvariante und $P_{Fe,Drk} = 1,47 \text{ W}$ für die Dreifachklauenpolvariante bei Nenndrehzahl abgeschätzt.

Eine Verifikation der abgeschätzten Eisenverluste wird anhand einer Messung mit fremd angetriebenem Rotor durchgeführt. Zur Eliminierung der Kupferverluste sind die Wicklungsenden elektrisch nicht verbunden. Bei diesem Versuch erzeugt der rotierende Magnet eine, durch Ummagnetisierung verursachte, Verlustleistung im Statorblech. Diese mechanische Verlustleistung P_{mech} erzeugt nach $M_{mech} = P_{mech} / \omega$ ein Drehmoment welches messtechnisch erfasst wird. Da ein reibungsloses Lager im Versuchsaufbau vorhanden ist, entspricht das gemessene mechanische Moment unmittelbar dem Verlustmoment durch die Ummag-

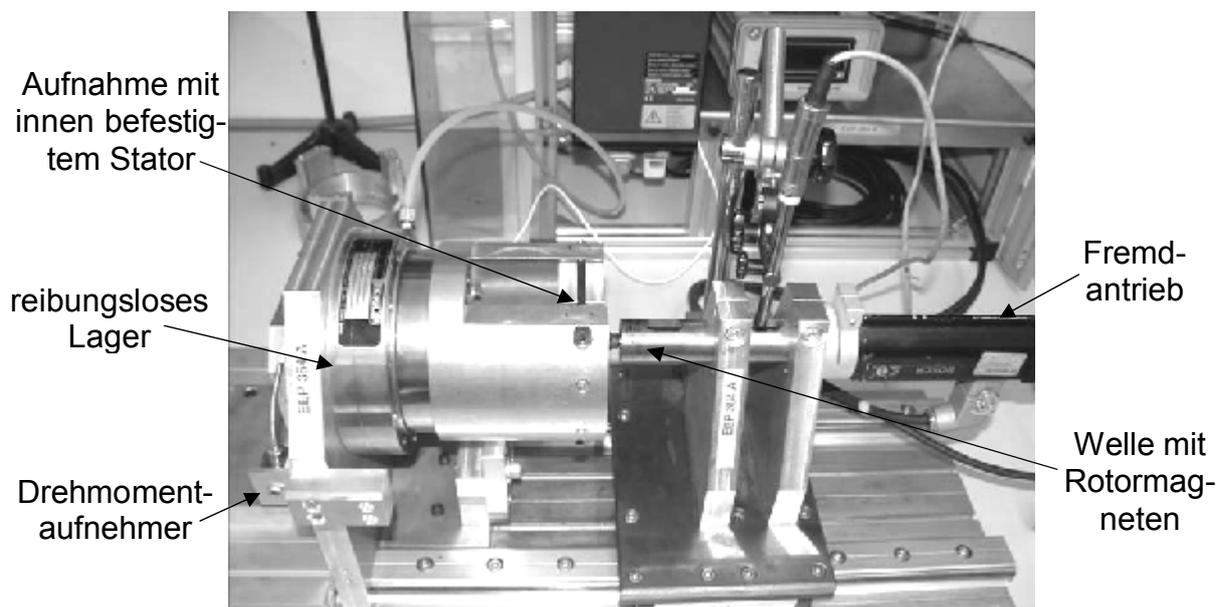


Abb. 7.8: Prüfstand zur Bestimmung der Eisenverluste

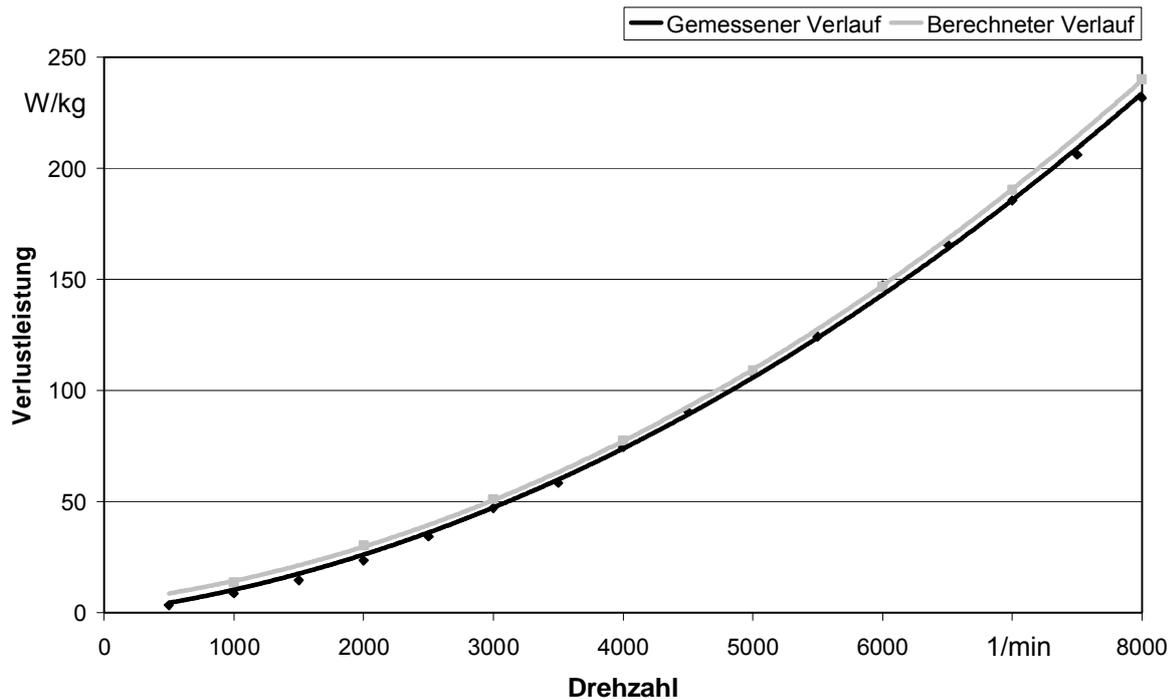


Abb. 7.9: Ergebnisse der Eisenverlustmessung im Klauenpolstator

netisierung. Unter Berücksichtigung der Drehzahl können die vorhandenen Eisenverluste bestimmt werden ($P_{mech} = P_{Fe}$). Abb. 7.8 zeigt den Messaufbau.

Abb. 7.9 stellt die Verläufe der berechneten und gemessenen spezifischen Eisenverlustleistungen im Vergleich dar.

Bei dem Dreifachklauenpolmotor sind zudem Eisenverluste im magnetischen Rückschluss des Rotors vorhanden. Aufgrund der geringen Flussdichteänderungen (vgl. Gleichung (7.32) und (7.33)) werden diese bei der Verlustberechnung in guter Näherung vernachlässigt.

Alle sonstigen Verluste (z.B. Lagerreibungsverluste) werden bei der Dreifachklauenpolvariante pauschal mit $P_{so,Drk} = 0,5$ W in die Berechnung einbezogen. Bei der Doppelklauenpolvariante werden diese, unter der Annahme eines näherungsweise konstanten Verlustmoments, aufgrund der höheren Drehzahl mit einem Wert von $P_{so,Dok} = 0,75$ W berücksichtigt.

Durch Addition der einzelnen Anteile:

$$P_{Mot,VI} = P_{Le} + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{so} \quad (7.35)$$

kann die gesamte Verlustleistung der Motoren abgeschätzt werden. Diese beträgt $P_{Mot,VI,Dok} = 8,22$ W bzw. $P_{Mot,VI,Drk} = 5,97$ W. Abb. 7.10 zeigt die ermittelten Verlustanteile im Leistungsdiagramm.

Die Abschätzung des elektromechanischen Wirkungsgrades kann unter Berücksichtigung der ermittelten Verluste durch:

$$\eta_{em} = \frac{P_{mech}}{P_{zu}} \quad (7.36)$$

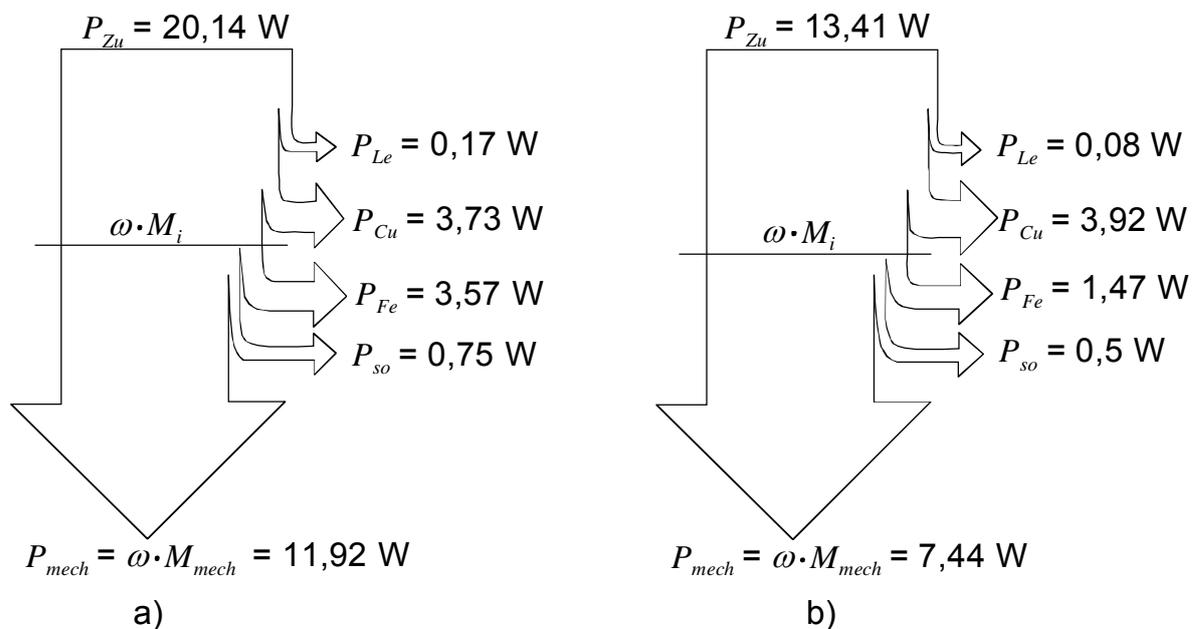


Abb. 7.10: Leistungsdiagramm für den

a) Doppelklauenpolmotor

b) Dreifachklauenpolmotor

zu $\eta_{em,Dok} \approx 59 \%$ bzw. $\eta_{em,Drk} \approx 56 \%$ bestimmt werden.

Über die Gleichung

$$M_{mech} = M_i - \frac{P_{Fe} + P_{so}}{\omega} \quad (7.37)$$

können die geforderten mechanischen Drehmomente mit berechneten Werten von $M_{mech,Dok} = 1,90 \text{ Ncm}$ für die Doppelklauenpolvariante und $M_{mech,Drk} = 1,73 \text{ Ncm}$ für die Dreifachklauenpolvariante bestätigt werden.

Größe	Formelzeichen	Doppelklauenpol	Dreifachklauenpol
Anzahl der Statoren	ν_{St}	2	3
Klauenpolpaarzahl	p_K	4	4
Statorlänge	$l_{St\#}$	16,5 mm	10 mm
Statoraußenradius	$r_{St,a}$	28 mm	33,5 mm
Rotorradius	r_R	15 mm	15 mm
Aktiver Rotorradius	$r_{R,akt}$	15 mm	14,5 mm
Luftspalt	δ_{mag}	2 mm	2,5 mm
Windungszahl einer Spule	N	76	110
Drahtdurchmesser	d_{Wdr}	0,67 mm	0,53 mm
Ankerstrombelag	A	9980 A/m	9640 A/m
Magnetremanenz	B_R	0,225 T	0,39 T
Magnethöhe	h_{Mag}	5 mm	4,5 mm

Tab. 7.1: Technische Daten der Klauenpolkonzepte

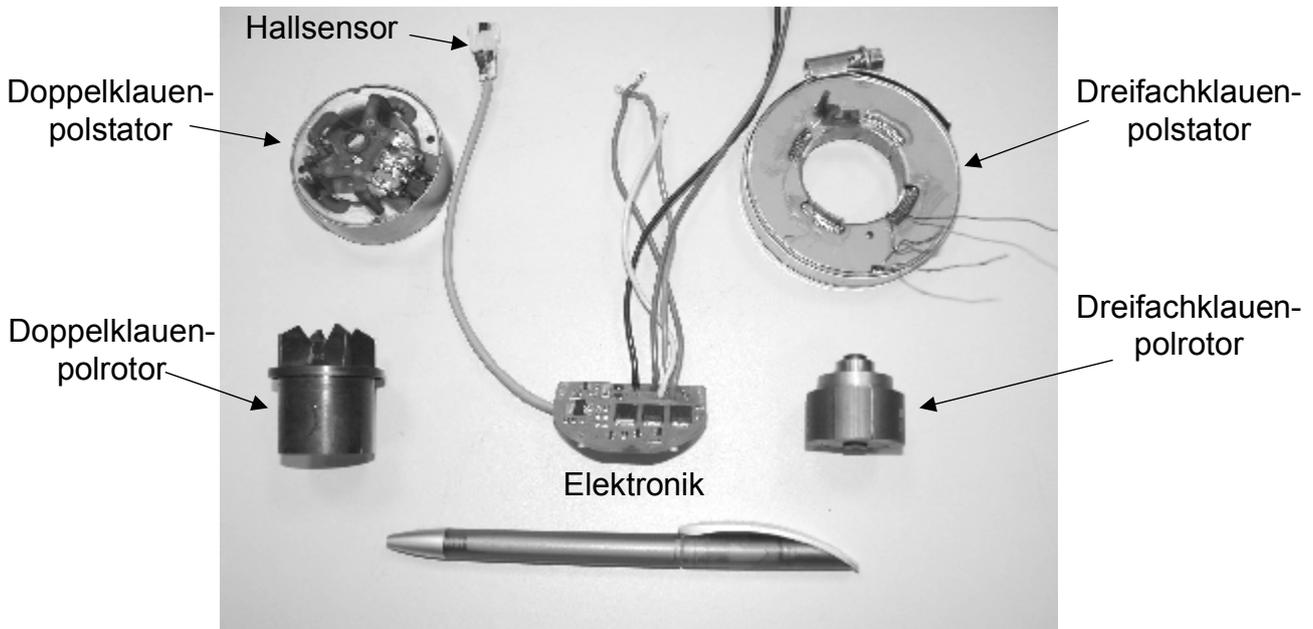


Abb. 7.11: Funktionsmuster der Klauenpolvarianten

Tab. 7.1 stellt die technischen Daten der beiden Konzepte in einer Übersicht dar.

Zur Verifikation der erläuterten Auslegungen wurde jeweils ein Motor mit einem Klauenpolstator und den verwendeten technischen Daten aufgebaut. Die beiden Statoren, Rotoren sowie die Elektronik der aufgebauten Funktionsmuster sind in Abb. 7.11 illustriert. Kennlinienmessungen ergeben die in Abb. 7.12 dargestellten Drehmoment-Drehzahlverläufe mit entsprechenden Zuleitungsströmen. Die gemessenen Daten im Arbeitspunkt sind in Tab. 7.2 enthalten, wobei die betrachtete Dreifachklauenpolvariante als „Dreifachklau 6. Gen.“ deklariert ist.

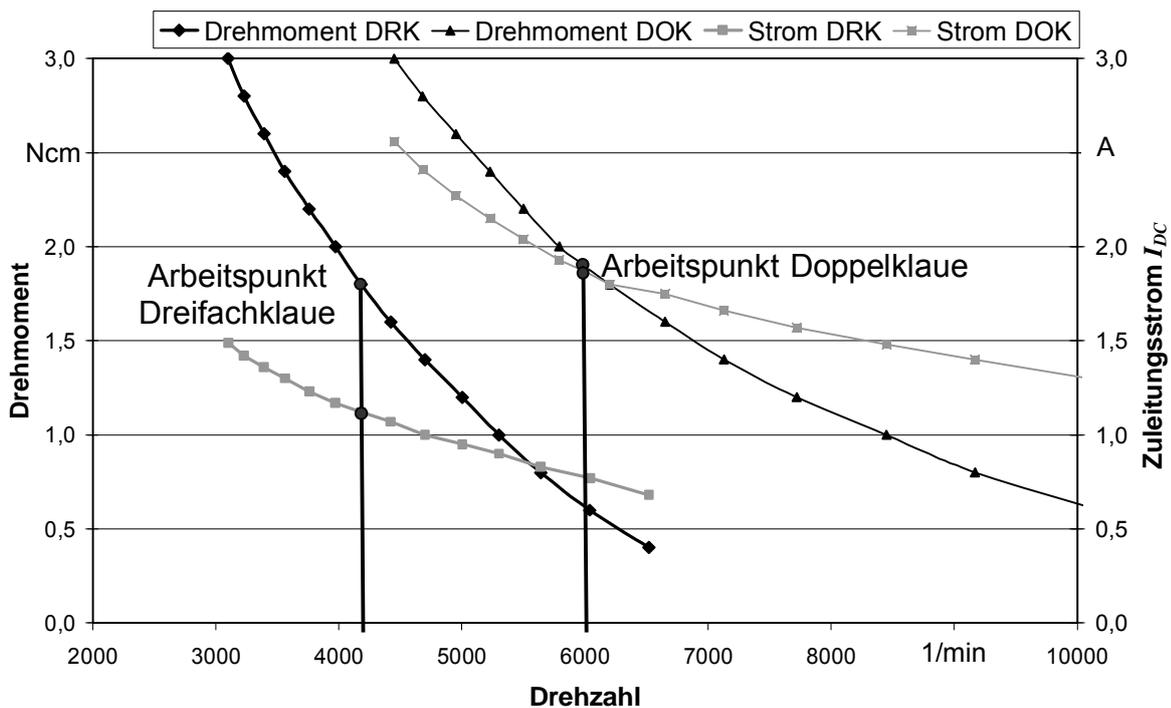


Abb. 7.12: Kennlinienmessungen

	Doppelklaue		Dreifachklaue 6. Gen.		Dreifachklaue 9. Gen.	
	Rechnung	Messung	Rechnung	Messung	Rechnung	Messung
M_{mech}	1,90 Ncm	1,9 Ncm	1,73 Ncm	1,8 Ncm	1,93 Ncm	2,0 Ncm
I_{DC}	1,56 A	1,87 A	1,03 A	1,15 A	1,11 A	1,22 A

Tab. 7.2: Vergleich zwischen gemessenen und berechneten Daten

Grundlage des erläuterten Prozesses zur Auslegung eines Klauenpolmotors ist der Phasenstrom. Einen Vergleich der Berechnung mit der Messung im Arbeitspunkt zeigt Abb. 7.13. Anhand dieses Vergleichs zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten ($I_{P,Re}$) und gemessenen ($I_{P,Me}$) Verläufen.

Zur Ermittlung des maximal erreichbaren mechanischen Drehmoments bei dem Dreifachklauenpolmotor wurde die beschriebene Statorconfiguration mit einem Rotor, der mit Ferritschalen der 9. Generation ($B_R = 430$ mT) bestückt ist, kombiniert. Die daraus folgende Luftspaltflussdichte, Flussdichte im Stator sowie das erreichbare innere Drehmoment entsprechen damit den Angaben im Kapitel 5.3. Einen Vergleich der berechneten mit den gemessenen Daten enthält Tab. 7.2 („Dreifachklaue 9. Gen.“).

Die Phasenströme im Vergleich zeigt Abb. 7.14, wobei der eigene berechnete Verlauf mit $I_{P,Re}$ bezeichnet ist. Als Zusatz ist zudem der nach [54] ermittelte Phasenstrom ($I_{P,Fel,Re}$) enthalten, wobei nur die Grundwelle berücksichtigt ist. Signifikanter Unterschied der beiden Berechnungsmethoden ist die Einbeziehung des Kopplungsfaktors. Mit der vorgestellten Herleitung (vgl. Gleichungen (7.5) bis (7.14)) können die Phasenstromverläufe eines einsträngigen Motors in M2 Ansteuerung mit beliebigen Kopplungsfaktoren für die Wicklung ermittelt werden. Aufgrund der hohen angenommenen Kopplung von $\xi = 0,99$ (vgl. Anhang B)

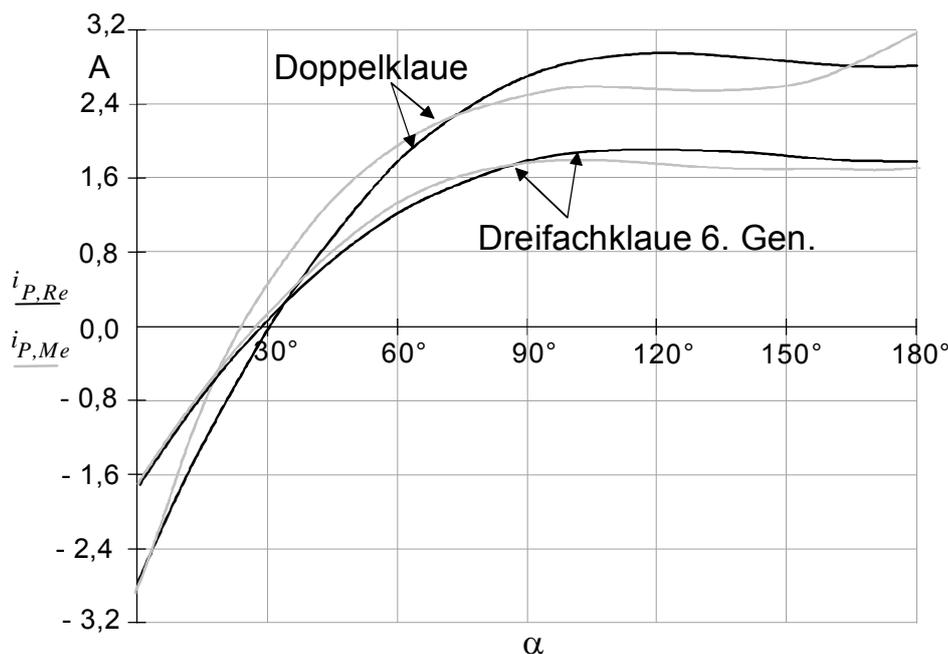


Abb. 7.13: Phasenströme der betrachteten Klauenpolvarianten im Vergleich

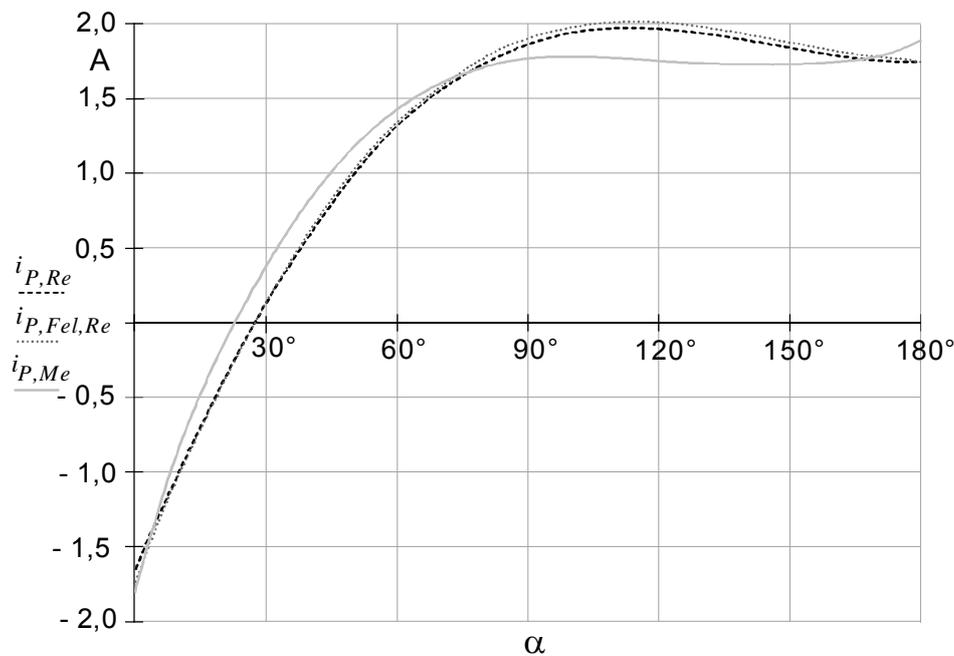


Abb. 7.14: Phasenstromformen mit 9. Gen. Ferritschalen im Vergleich

weisen die beiden Ströme einen nahezu gleichen Verlauf auf. Erst bei genauer Betrachtung wird der Unterschied in Bezug auf die Endwerte $I_P(180^\circ)$ in Verbindung mit den Anfangswerten $I_P(0^\circ)$ deutlich. Dieser Unterschied steigt mit sinkendem Kopplungsfaktor.

7.2 Konstruktive Gestaltung & wirtschaftliche Betrachtung

Für die ausgelegten Motoren wird im Folgenden eine konstruktive Gestaltung und wirtschaftliche Betrachtung durchgeführt. Dabei werden die gleichen Komponenten berücksichtigt wie bei den Nutkonzepten im Kapitel 6. Für eine gute Vergleichbarkeit werden diese Komponenten möglichst gleich ausgeführt.

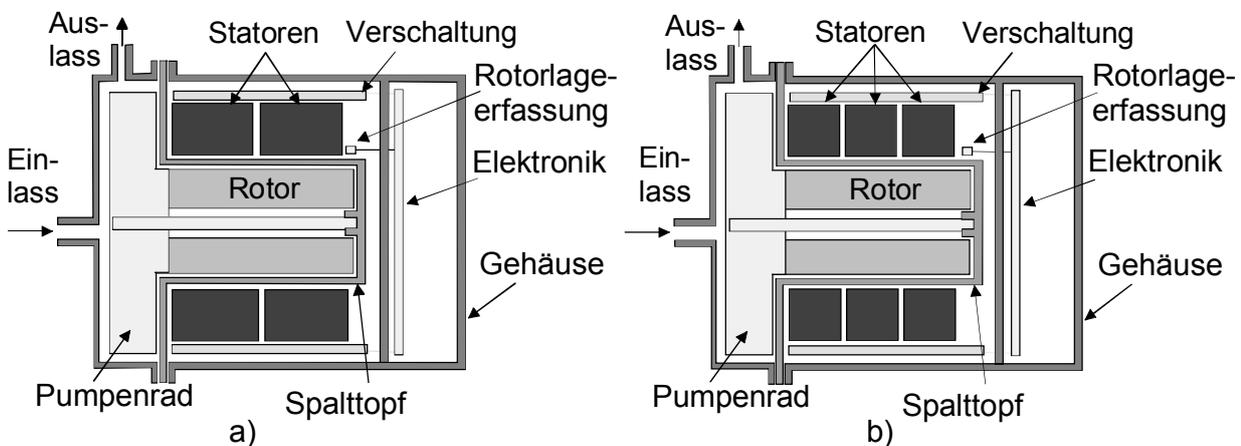


Abb. 7.15: Grundsätzlicher Aufbau
a) Doppelklauenpolmotor

b) Dreifachklauenpolmotor

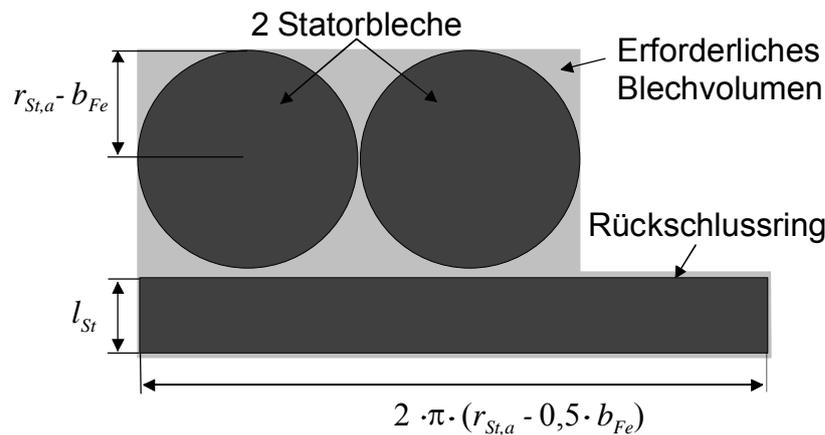


Abb. 7.16: Statorgeometrie für den Stanzprozess eines Klauenpolstators

Den prinzipiellen Aufbau der Klauenpolmotoren zeigt Abb. 7.15. Alle technischen und geometrischen Daten, die in den Kapiteln 5.3 und 7.1 aufgeführt sind, werden für die konstruktive Gestaltung übernommen. Die Dreifachklauenpolvariante wird entsprechend der vorhergehenden Erläuterungen mit Ferritschalen der 6. Generation ausgeführt.

Zum besseren Verständnis des konstruktiven Zusammenspiels der geometrischen Daten ist eine Gesamtübersicht für beide Klauenpolkonzepte in Abb. 7.26 dargestellt. Auf diese Übersicht kann der Leser im Verlauf der Erläuterungen zu den einzelnen Baugruppen zurückgreifen, um sich die Integration der jeweilig beschriebenen Komponente innerhalb des Antriebs zu verdeutlichen.

Als Elektroblech wird der Typ M700-100A verwendet. Entsprechend Tab. 7.1 betragen die Statoraußenradien $r_{St,a,Dok} = 28$ mm bzw. $r_{St,a,Drk} = 33,5$ mm. Bei der Dreifachklauenpolvariante fällt ein zusätzlicher Aufwand für das Elektroblechpaket des Rotors an, beim Doppelklauenpolmotor ist dieser Anteil aufgrund des komplett gespritzten Rotors aus kunststoffgebundenem Ferrit nicht gegeben. Der Rotorüberhang beider Varianten beträgt $\Delta l_{R,v} = 3,5$ mm auf der Lagerfassungsseite und $\Delta l_{R,v} = 1$ mm auf der gegenüberliegenden Seite. Mit einem Abstand von $\Delta l_{St,v} = 1,5$ mm zwischen den Statorn ergibt sich eine aktive Rotorlänge von $l_{R,Dok} = 39$ mm bzw. $l_{R,Drk} = 37,5$ mm.

Abb. 7.16 stellt die Stanzgeometrie für den Stator dar. Damit kann die erforderliche Elektroblechmasse für die Statorn ermittelt werden. Eine Produktion der Klauenpolstatorn ist bei beiden Varianten und der jeweiligen Statoranzahl in der geforderten Taktzeit mit einer Stanzmaschine aus Abb. 4.2 möglich. Als zusätzlicher Produktionsaufwand fallen Kosten für das Tiefziehen der Bleche an, die zu berücksichtigen sind. In Anlehnung an Gleichung (4.1) und (4.2) ergibt sich ein Kostenanteil für die Statorbleche von $k_{a_{Sb,Dok}} \approx 2,6$ % bei der Doppelklauenpolvariante und $k_{a_{Sb,Drk}} \approx 3,6$ % bei der Dreifachklauenpolvariante.

Das Rotorlamellenpaket kann bei dem Dreifachklauenpolmotor nicht aus dem Materialüberhang des Stators gestanzt werden. Daher ist der Elektroblechtyp frei wählbar, hier wird das wirtschaftlich günstige Material M940-50A gewählt. Die-

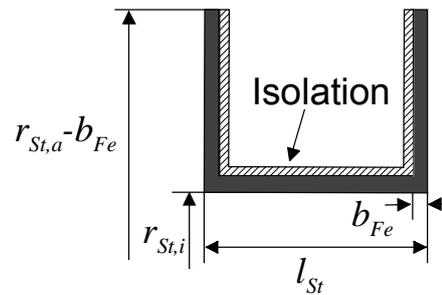


Abb. 7.17: Statorisolation bei der Klauenpolmaschine

ses Material ist ausreichend, da im Rotorblechpaket aufgrund der geringen Flussdichteänderungen nur geringe Eisenverluste erzeugt werden. Bei der Rotorlänge von $l_{R,Drk} = 37,5$ mm ist eine Lamellenblechstärke von 0,5 mm erforderlich. Mit dem Materialaufwand sowie dem erhöhten Fertigungsaufwand für eine zusätzliche Stanz-Paketiermaschine beträgt der Kostenanteil für das Rotorblechpaket $k_{a R,Fe,Drk} \approx 1,1$ %.

Abb. 7.17 zeigt die Statorisolation. Aus diesem Aufbau lässt sich die erforderliche Isolationsfläche bestimmen. Als Isolationsmethode wird eine Kunststoffumspritzung gewählt. Die gebogenen Bleche werden vor dem Isolationsfertigungsprozess ausgerichtet und sind durch die Umspritzung fixiert. Die genaue Ausrichtung der Bleche erfordert einen geringen Mehraufwand für die Herstellung, der bei den Fertigungskosten zu berücksichtigen ist. Es ergibt sich ein wirtschaftlicher Aufwand von $k_{a Sb,Iso,Dok} \approx 3,5$ % bzw. $k_{a Sb,Iso,Drk} \approx 4,6$ % für die Isolation der zwei bzw. drei Statoren.

Mit der Windungszahl, dem Leiterdurchmesser und der mittleren Leiterlänge, die im Kapitel 7.1 ermittelt wurden, lässt sich die erforderliche Kupferlackdrahtmasse für die bifilare Wicklung bestimmen. Zudem wird eine zusätzliche Wicklungsanschlusslänge von $l_{Wdr,an} = 10$ mm berücksichtigt. Um die erforderliche Taktzeit zu erfüllen ist eine Spulenwickelmaschine nach Abb. 4.16 pro Klauenpolstator ausreichend. Damit kann der Kostenanteil für die Wicklung bestimmt werden und beträgt für die Doppelklauenpolvariante $k_{a W,Dok} \approx 10,2$ %, für die Dreifachklauenpolvariante $k_{a W,Drk} \approx 14,5$ %.

Alle Wicklungsenden werden bei der Fertigung radial nach außen geführt und stellen so die Grundlage für das Aufsetzen des Verschaltungselements dar.

Letztlich entstehen bei der Statorfertigung Kosten durch das Biegen und Verpressen des Rückschlussrings. Mit den ermittelten Einzelanteilen kann der Gesamtkostenanteil für die Statoren incl. Wicklungen bestimmt werden:

$$k_{a St,W} = k_{a Sb} + k_{a Sb,Iso} + k_{a W} + k_{a Sb,Fert,Rr} \quad (7.38)$$

Diese Stator-Wicklungskombination hat einen Anteil von $k_{a St,W,Dok} \approx 16,8$ % bzw. $k_{a St,W,Drk} \approx 23,3$ %. Um eine Vergleichbarkeit zu den Nutkonzepten herzustellen, wird der Statorkostenanteil $k_{a St}$ im Folgenden ohne den Wicklungsaufwand $k_{a W}$ in Gleichung (7.38) angegeben und beträgt für den Doppelklauenpolmotor $k_{a St,Dok} \approx 6,6$ %, für den Dreifachklauenpolmotor $k_{a St,Drk} \approx 8,8$ %.

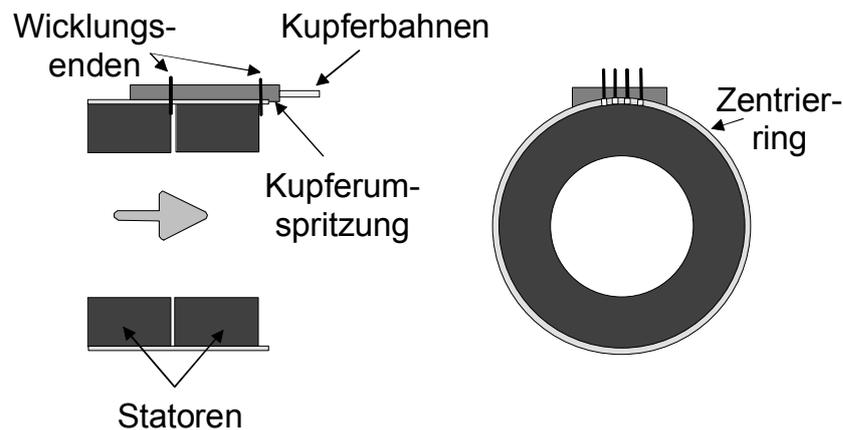
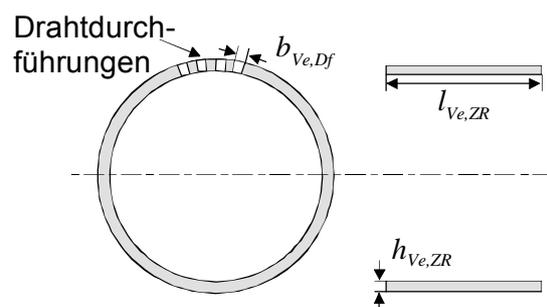


Abb. 7.18: Verschaltungsprinzip am Beispiel Doppelklauenpolmotor

Die Verschaltung der beiden Wicklungen wird durch folgendes Konzept realisiert: Im Fertigungsprozess werden die Statoren seitlich in einen Zentrierring, der die Verschaltungskomponenten trägt, eingeführt. Abb. 7.18 zeigt den grundsätzlichen Aufbau und die Montage des Verschaltungselements am Beispiel des Doppelklauenpolmotors. Hierbei ist zu erwähnen, dass die Ausrichtung der einzelnen Statoren zueinander in Bezug auf den Winkelversatz sehr toleranzkritisch ist. Ein Winkelversatz von zwei Grad (mechanisch) erzeugt beispielsweise durch die Klauenpolpaarzahl von $p_K = 4$ einen elektrischen Winkelversatz von acht Grad. Dieser Versatz wirkt sich auf die Flussverkettungsänderung und die Vorcommutierung bei den einzelnen Statoren aus.

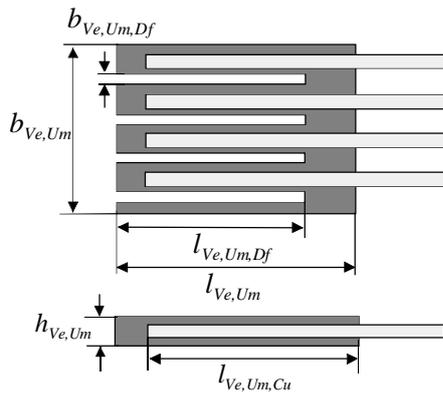
Der Zentrierring richtet die Statoren aus und gibt die erforderliche Stabilität. Mit dem grundsätzlichen Aufbau aus Abb. 7.19 setzt sich das Volumen dieses Elements aus dem Ring abzüglich der Drahtdurchführungen zusammen. Neben dem Zentrierring benötigt das Verschaltungselement einen Materialaufwand für die Fixierung der Kupferbahnen. Dieser Anteil mit der Komponentenbezeichnung Kupferumspritzung sitzt auf dem Zentrierring und hat die in Abb. 7.20 dargestellte Geometrie. Innerhalb der Umspritzung befinden sich die Kupferbahnen, die mit den Verbindungsfahnen entsprechend Abb. 7.21 ausgeführt sind.

Nach dem Einführen der Statoren in den Zentrierring liegen die Wickeldrahtenden unmittelbar neben den Verbindungsfahnen. Dies ist die Grundlage für die Verbindung zwischen den einzelnen Spulen und den Kupferbahnen. Die Drahtenden werden vor den Fahnen über die Kupferplatten gebogen, im Anschluss



Zentrierring	Bezeichnung	Doppelklau	Dreifachklau
axiale Länge	$l_{Ve,ZR}$	38,5 mm	37 mm
Stärke	$h_{Ve,ZR}$	1,5 mm	1,5 mm
Drahtdurchführung			
axiale Länge	$l_{Ve,ZR,Df}$	36 mm	34,5 mm
Breite	$b_{Ve,ZR,Df}$	1 mm	1 mm

Abb. 7.19: Zentrierring



	Bezeichnung	Doppelklau	Dreifachklau
axiale Länge	$l_{Ve,Um}$	26,5 mm	31,5 mm
Breite	$b_{Ve,Um}$	20 mm	20 mm
Stärke	$h_{Ve,Um}$	2 mm	2 mm
axiale Länge Df	$l_{Ve,Um,Df}$	21,5 mm	26,5 mm
Breite Df	$b_{Ve,Um,Df}$	1 mm	1 mm
axiale Länge Cu	$l_{Ve,Um,Cu}$	24,5 mm	29,5 mm
Breite Cu	$b_{Ve,Um,Cu}$	2 mm	2 mm
Stärke Cu	$h_{Ve,Um,Cu}$	1 mm	1 mm

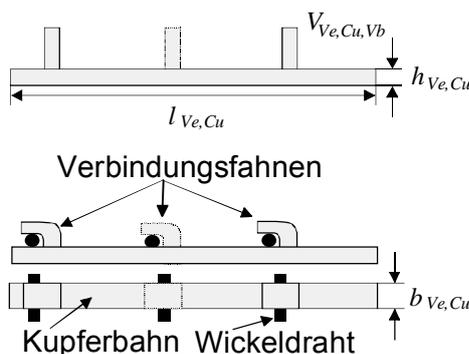
Abb. 7.20: Kupferumspritzung

werden die Verbindungsfahnen umgebogen und verschweißt. Diese Verbindung ist in Abb. 7.21 gezeigt.

Fertigungskosten entstehen für das Verschaltungselement durch das Bestücken der Statoren sowie das Verschweißen der acht bzw. zwölf Wicklungsanschlüsse. Unter Berücksichtigung der Material- und Fertigungsaufwendungen ergibt sich ein Verschaltungskostenanteil für die beiden Varianten von $k_{a\ Ve} \approx 4,6\ %$.

Der Rotor besteht bei der Doppelklauenpolvariante komplett aus kunststoffgebundenem Ferrit und hat den in Abb. 7.22 dargestellten Aufbau. Die betrachtete Rotorgeometrie ist mit dem Magnetring, der Wellenführung und dem Pumpenrad in einem Element aufwändig zu fertigen. Aufgrund der hohen Temperaturanforderungen wird als Magnetfüllstoff Polyphenylensulfid (PPS) eingesetzt. Mit diesem Material und dem erläuterten Fertigungsaufwand befindet sich der Kostenfaktor im Maximalbereich der kunststoffgebundenen, anisotropen Ferrite in Abb. 4.22. Der Kostenanteil dieses kunststoffgebundenen Ferritrotors wird mit $k_{a\ R,Dok} \approx 26,3\ %$ abgeschätzt.

Für den Rotor der Dreifachklauenpolvariante wird ein im Grundsatz ähnlicher Aufbau wie bei den Ferritvarianten im Kapitel 6 verwendet. Daher wird hier nur kurz auf die geometrischen und materialspezifischen Besonderheiten des Rotors bei dieser Ausführung sowie der daraus resultierenden wirtschaftlichen Bewertung eingegangen. Der Rotor ist mit vier Ferritschalen, die jeweils zweipolig



	Bezeichnung	Doppelklau	Dreifachklau
axiale Länge	$l_{Ve,Cu}$	37 mm	42 mm
Breite	$b_{Ve,Cu}$	2 mm	2 mm
Stärke	$h_{Ve,Cu}$	1 mm	1 mm
Volumen Verbindungsfahne	$V_{Ve,Cu,Vb}$	6 mm ³	6 mm ³
Anzahl Fahnen	$v_{Ve,Cu,Vb}$	8	12

Abb. 7.21: Kupferbahnen im Verschaltungselement

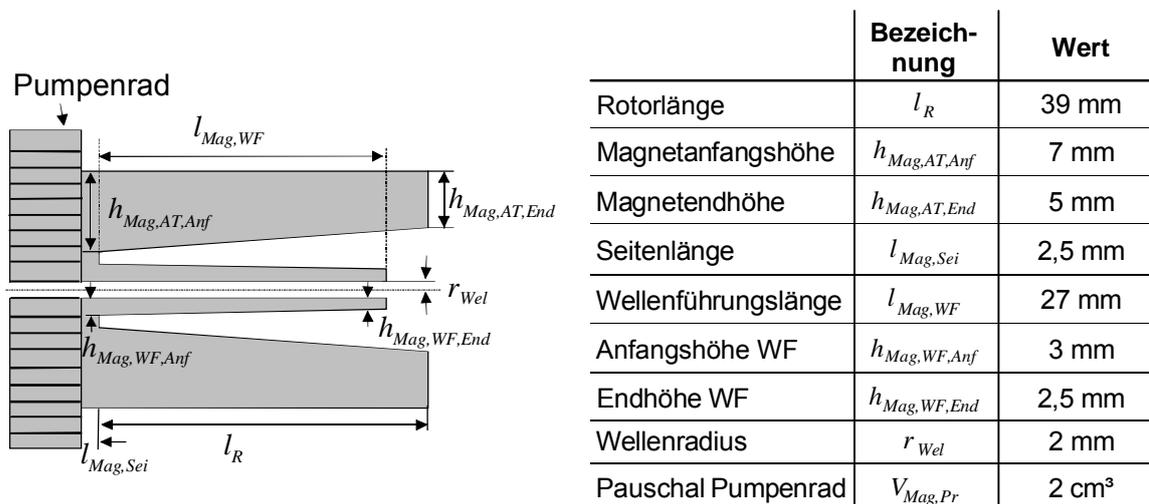


Abb. 7.22: Rotorquerschnitt der Doppelklauenpolvariante

aufmagnetisiert sind, bestückt. Im Gegensatz zu den Nutkonzepten wird bei dieser Rotorvariante gesintertes Ferrit der 6. Generation eingesetzt. Der Kostenfaktor befindet sich im Maximalbereich des entsprechenden günstigeren Materials in Abb. 4.22. Diese Schalen haben bei den geometrischen Daten aus Abb. 7.23 einen Kostenanteil von $k_{a\ Mag,Drk} \approx 6,4\%$.

Die Abdichtung mittels Umspritzung bei der Dreifachklauenpolvariante wird mit einer Materialstärke von $h_{R,Um,Drk} = 0,5\text{ mm}$ ausgeführt, der Innenradius des Rotors beträgt $r_{R,i,Drk} = 2,5\text{ mm}$ (vgl. Abb. 6.10 a)). Bei Nutzung des Materials PPS-GF40 ergibt sich ein Umspritzungskostenanteil von $k_{a\ R,Um,Drk} \approx 3,5\%$.

Als weiterer wirtschaftlicher Aufwand dieses Rotors ist der Pauschalbetrag für das Pumpenrad von anteilig $k_{a\ Pr,Drk} \approx 9,2\%$ zu berücksichtigen. Mit dem bereits bestimmten Aufwand für das Rotorblechpaket beträgt der Gesamtkostenanteil für den Rotor der Dreifachklauenpolvariante nach Gleichung (6.1) $k_{a\ R,Drk} \approx 20,2\%$.

Der Spalttopf aus dem Material PPS-GF40 ist mit geometrischen Daten für beide Varianten in Abb. 7.24 dargestellt. Damit ergibt sich ein Spalttopfkostenanteil für die Doppelklauenpolvariante von $k_{a\ SpT,Dok} \approx 11,2\%$, für die Dreifachklauenpolvariante $k_{a\ SpT,Drk} \approx 11,9\%$.

Für das Motorgehäuse findet der Kunststofftyp PA66-GF35 Verwendung. Entsprechende geometrische Daten sind in Abb. 7.25 aufgeführt. Damit haben die Gehäuse Kostenanteile von $k_{a\ Geh,Dok} \approx 17,7\%$ bzw. $k_{a\ Geh,Drk} \approx 19,1\%$.

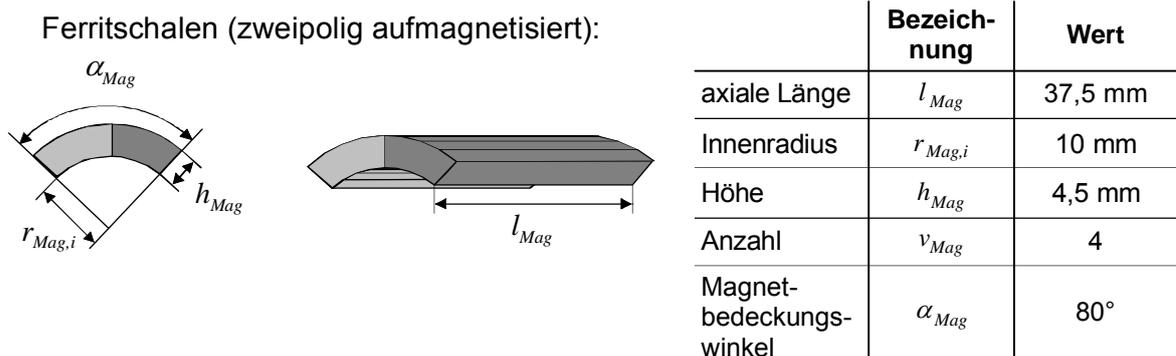
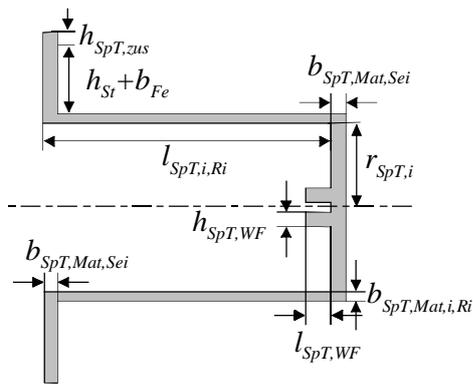


Abb. 7.23: Ferritschalen



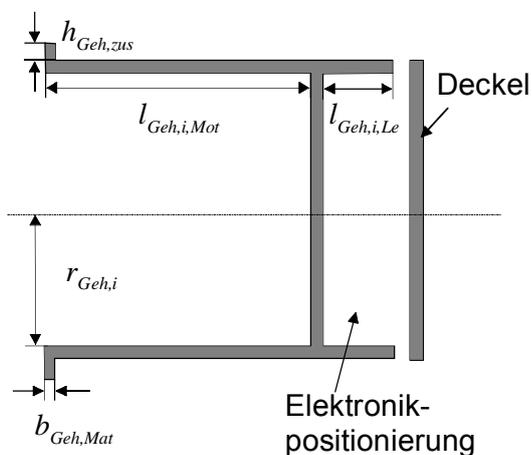
	Bezeichnung	Doppelklau	Dreifachklau
Innenringlänge	$l_{SpT,i,Ri}$	41,3 mm	40,3 mm
Innenradius	$r_{SpT,i}$	15,8 mm	15,8 mm
Stärke Innenring	$b_{SpT,Mat,i,Ri}$	1,2 mm	1,2 mm
Stärke Seiten	$b_{SpT,Mat,Sei}$	2,5 mm	2,5 mm
Zusatzhöhe	$h_{SpT,zus}$	10,5 mm	10,5 mm
Länge WF	$l_{SpT,WF}$	6 mm	6 mm
Höhe WF	$h_{SpT,WF}$	2,5 mm	2,5 mm

Abb. 7.24: Spalttopf

Das Zusammenspiel der geometrischen Maße für diese Konzepte ist, wie bereits erwähnt, in Abb. 7.26 dargestellt.

Als Ansteuerungskonzept wird für beide Klauenpolvarianten eine M2 Schaltung eingesetzt, wobei alle Spulen parallel verschaltet sind. Abb. 7.27 zeigt das Schaltungskonzept. Bei dieser Ausführung werden die Statoren ohne Winkelversatz zueinander angeordnet. Alternativ ist der Einsatz einer M4 Schaltung (vgl. Abb. 6.28) bei der Doppelklauenpolvariante und M6 Schaltung (vgl. Abb. 4.25 c)) bei der Dreifachklauenpolvariante denkbar. Die Statoren werden hierbei mit einem mechanischen Winkelversatz von $\alpha_{mech,Dok} = 22,5^\circ$ bzw. $\alpha_{mech,Drk} = 15^\circ$ ausgeführt. Als Vorteil dieser Ansteuerung sind die geringeren Drehmomentwelligkeiten im Betrieb zu nennen (vgl. Erläuterungen zur Abb. 8.2). Nachteile ergeben sich durch die doppelte bzw. dreifache Anzahl erforderlicher Feldeffekttransistoren. Eine M4 bzw. M6 Ansteuerung führt also zu einer Verteuerung der Motoren und wird daher nicht weiter berücksichtigt.

Ein wirtschaftlicher Aufwand der dargestellten M2 Schaltung entsteht durch die beiden Transistoren, den Elektrolytkondensator, die Leiterplatte sowie ein Fertigungsaufwand für das Positionieren und Verlöten (vgl. Kapitel 4.3.5). Die gewählten technischen Daten für die Feldeffekttransistoren und den Elektrolytkon-



	Bezeichnung	Ferrit	NdFeB-CP
Innenringlänge Motor	$l_{Geh,i,Mot}$	43,8 mm	42,8 mm
Innenringlänge Elektronik	$l_{Geh,i,Le}$	15 mm	15 mm
Innenradius	$r_{Geh,i}$	32,5 mm	38 mm
Stärke	$b_{Geh,Mat}$	2,5 mm	2,5 mm
Zusatzhöhe Gehäuse	$h_{Geh,i,zus}$	3 mm	3 mm

Abb. 7.25: Gehäuse

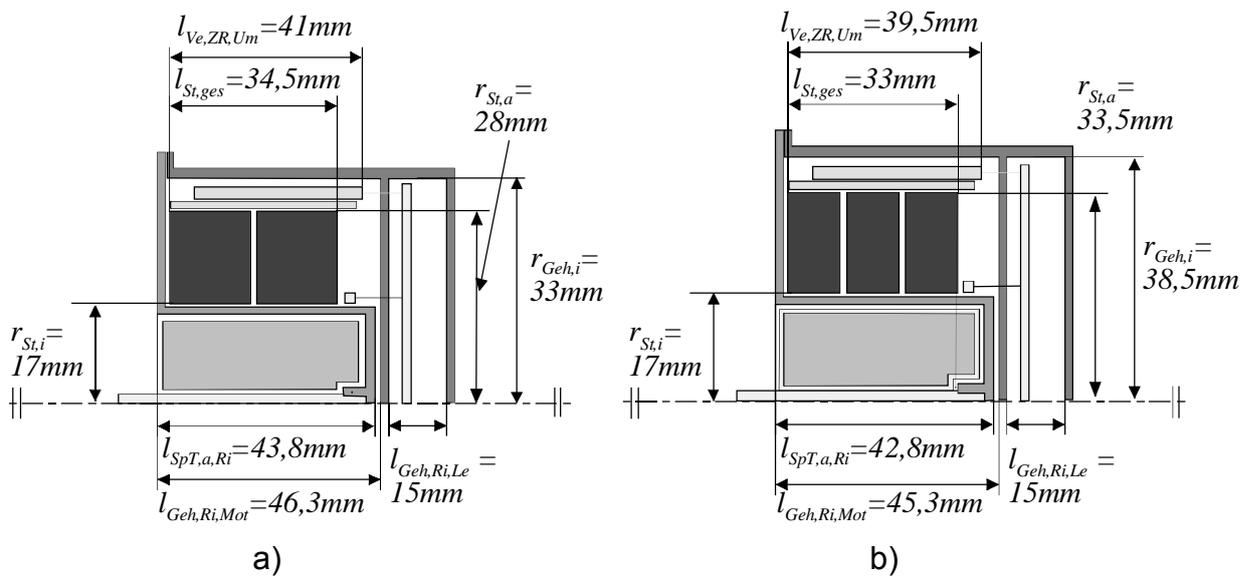


Abb. 7.26: Übersicht geometrische Maße Klauenpolkonzepte
a) Doppelklauenpolvariante b) Dreifachklauenpolvariante

densator sind in Abb. 7.27 aufgeführt. Der resultierende Kostenanteil beträgt für die Doppelklauenpolvariante $k_{a_{Le,Dok}} \approx 19,8\%$, für die Dreifachklauenpolvariante $k_{a_{Le,Drk}} \approx 17,6\%$.

Die letzte betrachtete Komponente ist die Rotorlageerfassung. Analog zu den einsträngigen Nutkonzepten wird hier ein Hall Sensor eingesetzt. Es entsteht ein wirtschaftlicher Aufwand von $k_{a_{RI,Dok}} \approx 3,6\%$ bzw. $k_{a_{RI,Drk}} \approx 3,2\%$.

Damit wurden alle Kostenanteile für die berücksichtigten Motorkomponenten ermittelt, Abb. 7.28 zeigt sie in einer Übersicht.

Im direkten Vergleich stellt sich die Dreifachklauenpolvariante 12,5 % teurer dar als die Doppelklauenpolvariante. Im Vergleich zu der einsträngigen Ferritvariante bei den Nutkonzepten ist die Doppelklauenpolvariante um 5,5 % günstiger, die Dreifachklauenpolvariante dagegen um 6,3 % teurer.

Aus Abb. 7.28 geht hervor, dass der Rotor aus kunststoffgebundenem Ferrit bei der Doppelklauenpolvariante einen überproportionalen Anteil an den Gesamtkosten besitzt. Zur Überprüfung der Wirtschaftlichkeit eines Rotors ohne Abdichtung wird im Folgenden ein alternatives Rotorkonzept betrachtet.

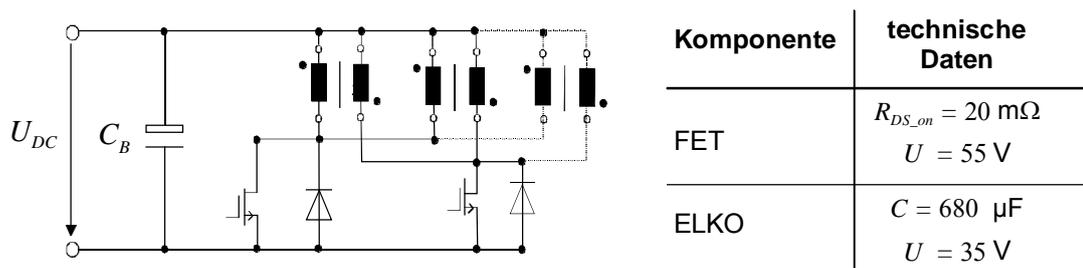


Abb. 7.27: Schaltungskonzept

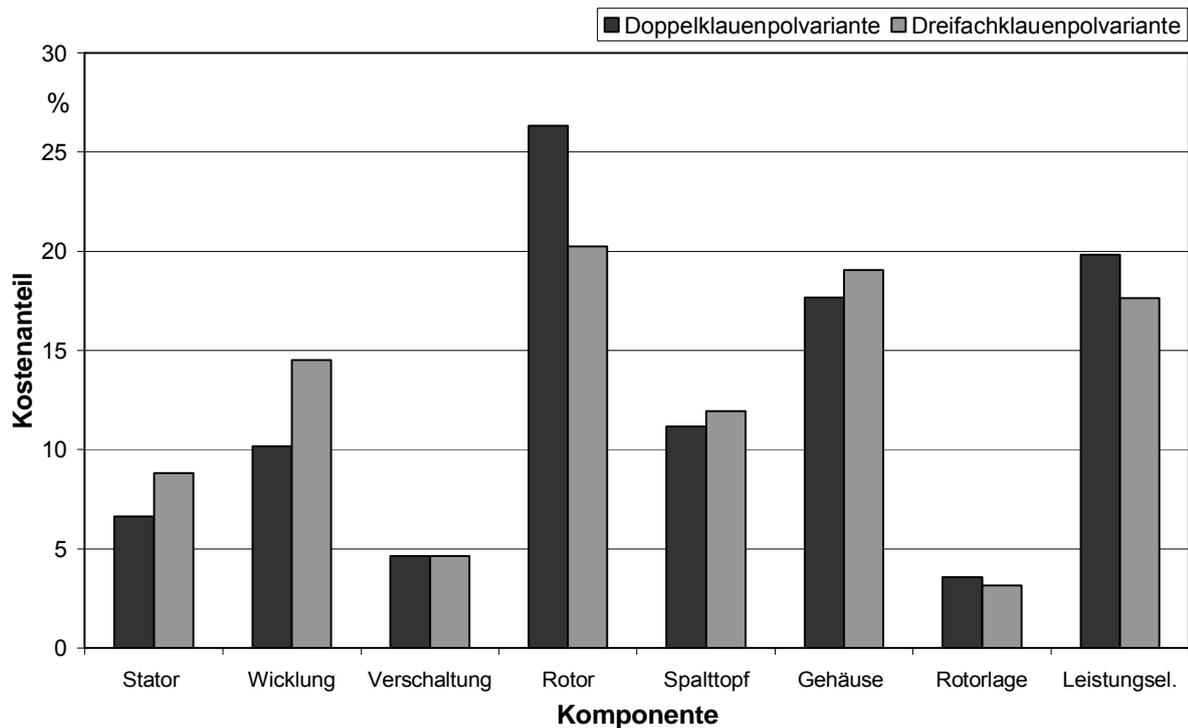


Abb. 7.28: Kostenanteile Klauenpolvarianten

Hierbei handelt es sich um die Trennung der Funktionselemente in den „kunststoffgebundenen Ferritmagnet“, die „Wellenführung“ und das „Pumpenrad“. Es wird der prinzipiell gleiche Aufbau wie beim kunststoffgebundenen Ferritor angestrebt. Kosten fallen bei diesem Rotortyp für die erwähnten Funktionselemente an.

In Abb. 7.29 ist der kunststoffgebundene Ferritring mit seinem grundsätzlichen Aufbau und den geometrischen Daten dargestellt. Das Verbindungselement hat die Aufgabe, eine Verbindung zwischen dem Magneten und der Wellenführung herzustellen. Die Verbindungstechnik wird im weiteren Verlauf erläutert.

Mit den gegebenen geometrischen Daten lässt sich das Volumen und die Masse des kunststoffgebundenen Ferrittrings ermitteln. Durch die einfache Geometrie reduziert sich der Kostenfaktor und befindet sich bei den kunststoffgebundenen, anisotropen Ferriten im mittleren Bereich (vgl. Abb. 4.22). Der Magnetkostenanteil für diesen Ring wird mit $k_{a\ Mag,al,Dok} \approx 13,1\%$ abgeschätzt.

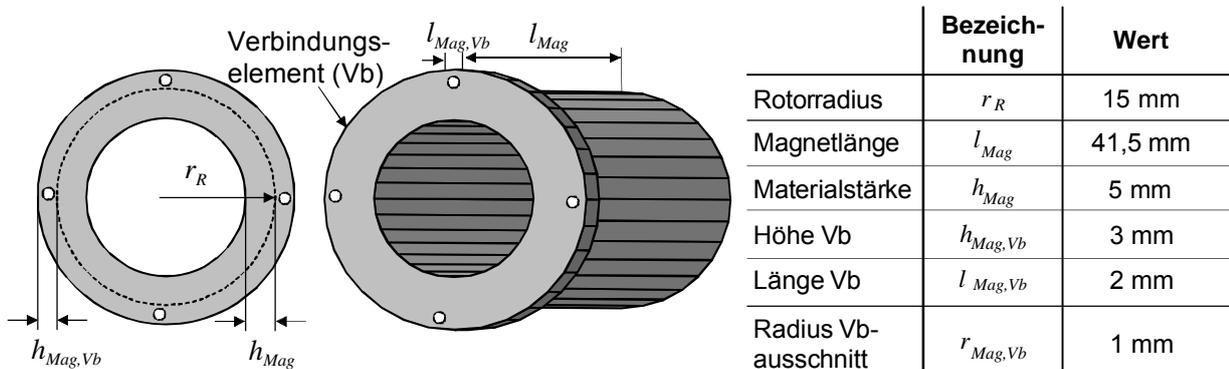


Abb. 7.29: Magnetring bei getrennter Rotorausführung

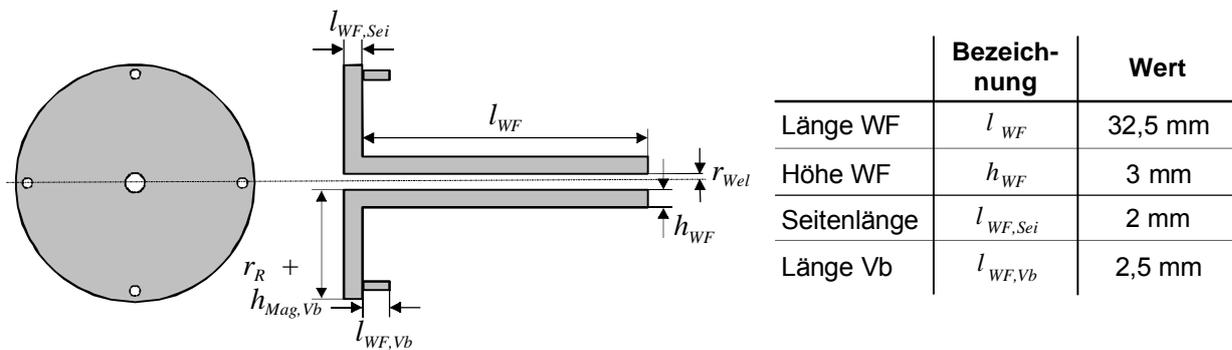


Abb. 7.30: Wellenführung bei getrennter Rotorausführung

Die Wellenführung hat den in Abb. 7.30 dargestellten Aufbau. Als Material wird das Spalttopfmaterial PPS-GF40 verwendet. Der Kostenanteil für die Wellenführung entspricht $k_{a\ WF,al,Dok} \approx 2,7\%$.

Fertigungskosten entstehen bei diesem Rotortyp durch die Verbindung (warm verpressen) zwischen dem Magneten und der Wellenführung am Verbindungselement.

Unter Berücksichtigung eines Kostenanteils von $k_{a\ Pr,al,Dok} \approx 10,3\%$ für das Pumpenrad ergibt sich durch Addition der erläuterten Aufwendungen ein Rotoranteil von $k_{a\ R,al,Dok} \approx 26,8\%$. Damit hat die Variante mit den getrennten Funktionselementen einen vergleichbaren Kostenanteil zu dem betrachteten kunststoffgebundenen Ferritrotor. Der zusätzliche Fertigungsschritt gleicht also in Kombination mit dem Mehraufwand für das Material des Verbindungsstücks den wirtschaftlichen Vorteil aus, der durch den einfacheren Fertigungsprozess des Magneten entsteht. Dieses Konzept bringt daher keinen wirtschaftlichen Vorteil.

Kapitel 8

Konzeptvergleich

Im Folgenden wird ein Vergleich der entworfenen Pumpenkonzepte nach technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten durchgeführt.

8.1 22 W Wasserpumpen

Der festgelegte Arbeitspunkt mit einem mech. Drehmoment von $M_{mech} = 5$ Ncm bei 4100 Umdrehungen pro Minute kann, mit Ausnahme der Doppelklauenpolvariante, von allen Konzepten erreicht werden. Bei dieser Klauenpolvariante ist eine Drehzahlerhöhung auf 6000 1/min erforderlich, um die genannte Leistung zu realisieren. Die damit verbundene Steigerung der viskosen Reibungsverluste an der Rotoroberfläche kann durch eine Anpassung des mechanischen Drehmoments auf $M_{mech} = 3,8$ Ncm kompensiert werden. Maßgeblich entscheidend für das tatsächliche erforderliche Drehmoment bei der erhöhten Drehzahl ist das hydraulische Pumpenteil mit dessen Teilwirkungsgrad. Da die Auslegung des Pumpenrades nicht Bestandteil der Arbeit ist, kann keine abschließende Aussage bezüglich des erforderlichen mechanischen Drehmoments bei der Drehzahl von 6000 1/min getroffen werden. Aufgrund des geänderten Arbeitspunktes besitzt die Doppelklauenpolvariante im Konzeptvergleich einen informativen Charakter, sie wird nicht als vollwertiges Alternativkonzept berücksichtigt.

Eine Übersicht der geometrischen Maße ist für alle erstellten Motorkonzepte in Abb. 8.1 dargestellt. Der rechte obere Abschnitt illustriert einen direkten, maßstäblichen Größenvergleich. In Bezug auf die vorhandene Motorlänge spielen die Wickelkopflängen bei den Nutkonzepten eine wichtige Rolle. So führen die, im Vergleich zu den Klauenpolkonzepten, kurzen Statorlängen nicht im vollen Umfang zu einer reduzierten Gesamtmotorlänge. Dies wird besonders bei den bifilaren Nutkonzepten deutlich. Im direkten geometrischen Vergleich stellt sich erwartungsgemäß der dreisträngige Motor in der Ausführung mit dem mit NdFeB-Blöcken bestückten Rotor in Bezug auf die Motorgröße am Günstigsten dar. Die-

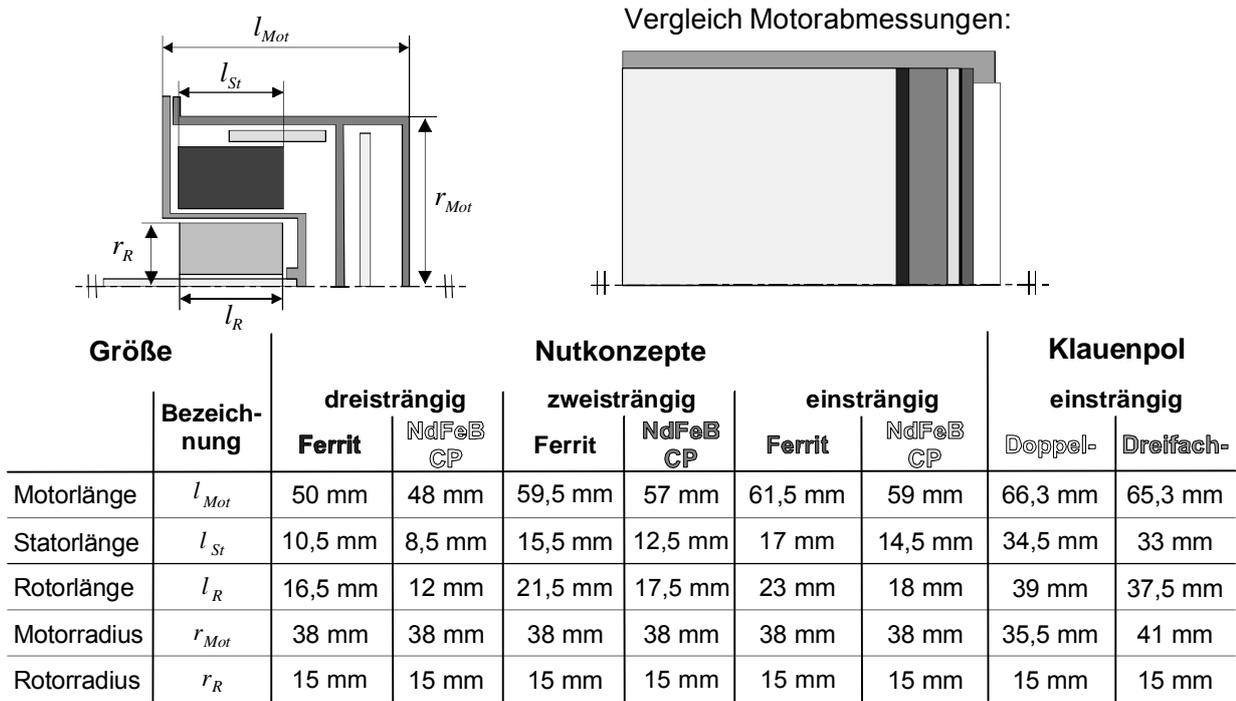


Abb. 8.1: Übersicht geometrische Maße

se Variante besitzt die höchste Leistungsdichte. Die wichtigste geometrische Eigenschaft der Klauenpolkonzepte ergibt sich durch die Wicklungsanordnung im Stator. In Abhängigkeit der Wicklungsauslegung und der axialen Statorlänge variiert der erforderliche Statoraußenradius. Während der bei den Nutkonzepten als Randbedingung festgelegte Radius von $r_{St,a} = 30,5$ mm bei der Doppelklauenpolvariante größer als erforderlich ist, kann diese Randbedingung bei der Dreifachklauenpolvariante nicht eingehalten werden. Um die Wicklung platzieren zu können ist der Statoraußenradius 3 mm größer auszuführen.

Aus technischer Sicht ergeben sich insbesondere in Hinblick auf die Drehmomentwelligkeit im Betrieb Unterschiede zwischen den einzelnen Konzepten. Diese Größe wird maßgeblich durch die Anzahl der Stränge bestimmt. So variiert der Drehmomentverlauf bei den einsträngigen Konzepten tendenziell im Bereich zwischen null und dem zweifachen Nenndrehmoment. Bei mehrsträngigen Konzepten ist eine Variation des Drehmoments wesentlich näher um den Mittelwert gegeben (vgl. Erläuterungen zur Abb. 3.3). Abb. 8.2 zeigt dies anhand der berechneten Drehmomentverläufe für die Nutkonzepte. Diese Konzepte sind entsprechend ihrer Ansteuerung bezeichnet, d.h. die dreisträngigen Ausführungen sind mit B6, die zweisträngigen mit M4 und die einsträngigen mit M2 bezeichnet. Diese Bezeichnung wird auch in den folgenden Diagrammen verwendet. Entsprechend der aufgeführten Erläuterungen lässt sich bei den einsträngigen Klauenpolkonzepten eine ähnliche Drehmomentwelligkeit wie bei den abgebildeten einsträngigen Nutkonzepten ableiten. Grundsätzlich führt ein Betrieb mit geringeren Drehmomentschwankungen zu einer größeren Laufruhe, auch wenn es sich bei der Geräuschentwicklung einer Wasserpumpe in der betrachteten Leistungsklasse um eine eher untergeordnete Anforderung handelt.

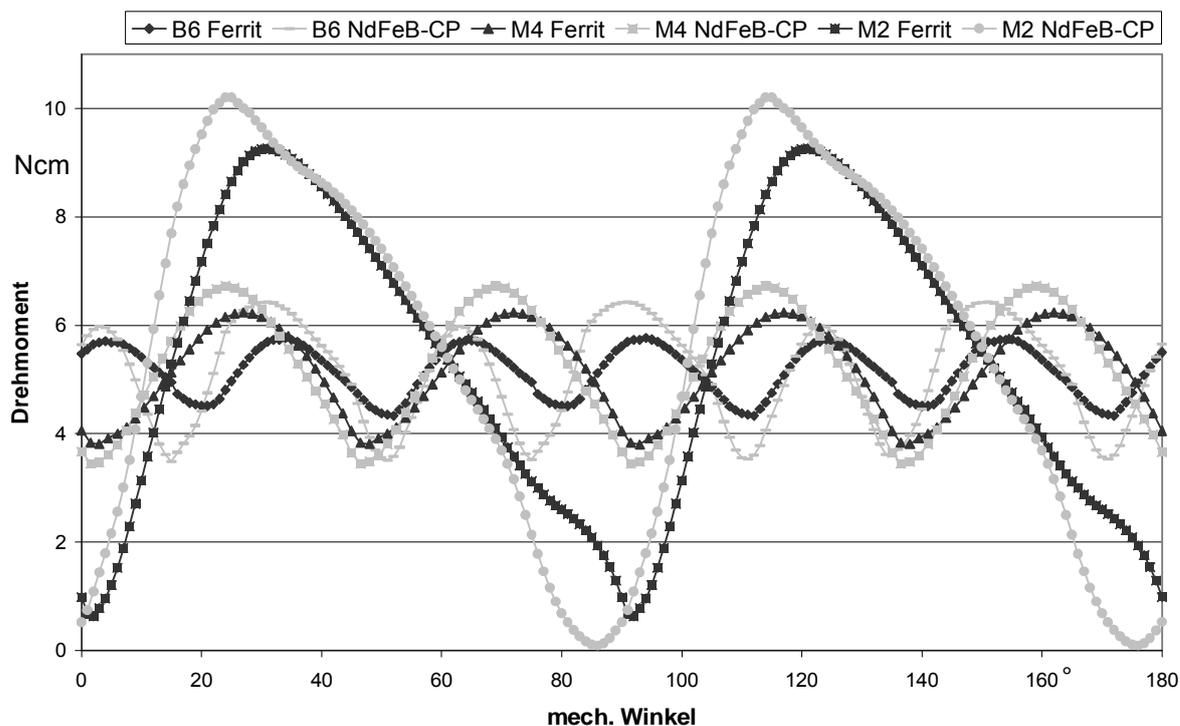


Abb. 8.2: Drehmomentverlauf bei den Nutkonzepten

Insgesamt stellt sich das dreisträngige NdFeB-CP Konzept im technischen Vergleich als Vorzugskonzept dar. Diese Variante besitzt, neben der höchsten Leistungsdichte und den geringsten Motorabmessungen, einen vergleichsweise glatten Drehmomentverlauf.

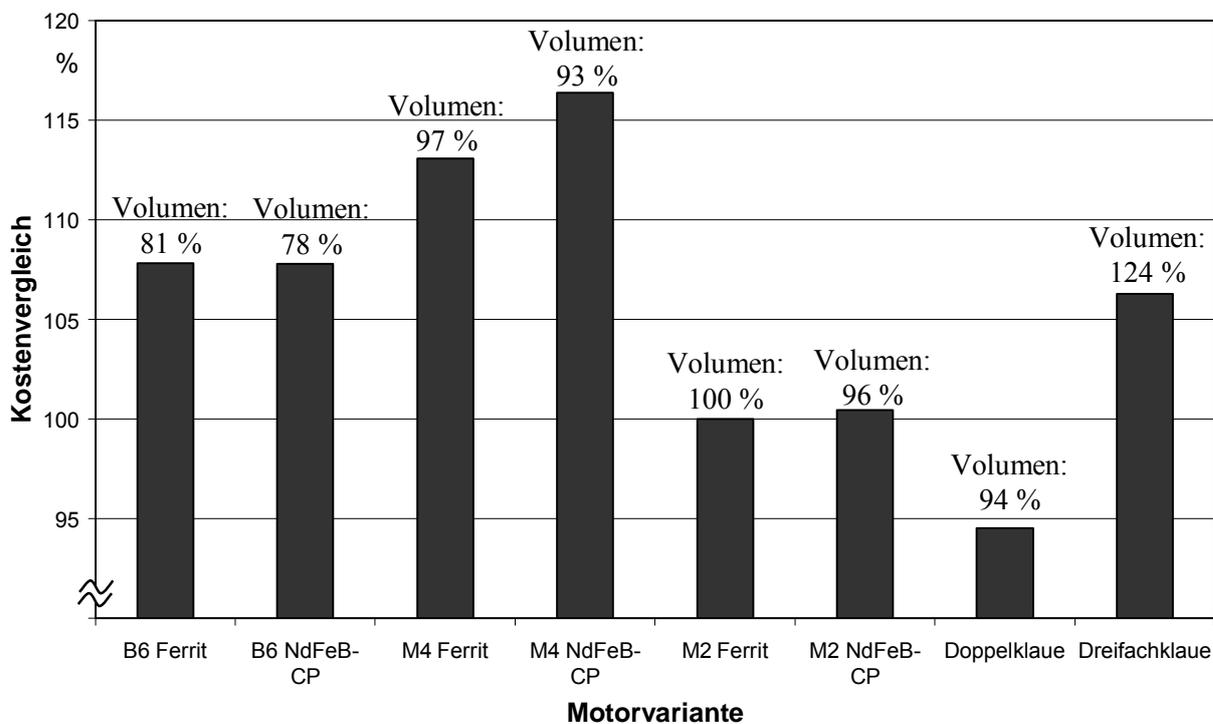


Abb. 8.3: Gesamtkostenvergleich

Den wirtschaftlichen Vergleich aller betrachteten Konzepte zeigt Abb. 8.3. Als zusätzliche Information ist zudem ein, aus den geometrischen Daten abgeleiteter, Volumenvergleich der Motoren enthalten. Da sich die einsträngige Ferritvariante in Nutausführung als das kostengünstigste Gesamtkonzept unter den berücksichtigten Varianten (Doppelklauenpolvariante ausgenommen) darstellt, dient dieses Konzept auch als Bezugsgröße für den Vergleich der Volumina. Danach besitzt die einsträngige Ferritvariante nach der Dreifachklauenpolvariante das größte Volumen. Hierbei führt die Reduzierung der Elektronikkosten zulasten eines erhöhten Materialaufwands zum kostengünstigsten Gesamtkonzept. Zudem zeigt der aufgeführte Gesamtvergleich, dass der Einfluss des gewählten Rotortyps bei den ein- und dreisträngigen Nutkonzepten auf die Gesamtkosten des Motors nahezu keinen Einfluss hat. Der finanzielle Mehraufwand für das stärkere Magnetmaterial der NdFeB-CP Varianten hebt den höheren Materialaufwand aller anderen Komponenten durch die größeren Abmessungen der Ferritvarianten auf. Dies besitzt jedoch lediglich für die gewählten vierpoligen Rotoren in Verbindung mit den betrachteten Motorausführungen Gültigkeit. Eine Übertragung auf andere Rotorpolzahlen (vgl. Erläuterungen im Kapitel 6.2.1), Motorausführungen oder Leistungsklassen ist nicht zulässig!

Abb. 8.4 zeigt die Komponentenkostenanteile in der Übersicht. Mit dieser Übersicht lassen sich die Vor- und Nachteile der einzelnen Konzepte aus wirtschaftlicher Sicht bewerten. Der Einfluss der vorliegenden Strangzahl spiegelt sich als wirtschaftlicher Aufwand hauptsächlich im Bereich der Leistungselektronik- und Rotorlageerfassungskosten wieder. Die drei- und zweisträngigen Nutkonzepte besitzen hier vergleichsweise hohe Kosten. Diese Aufwendungen werden insbe-

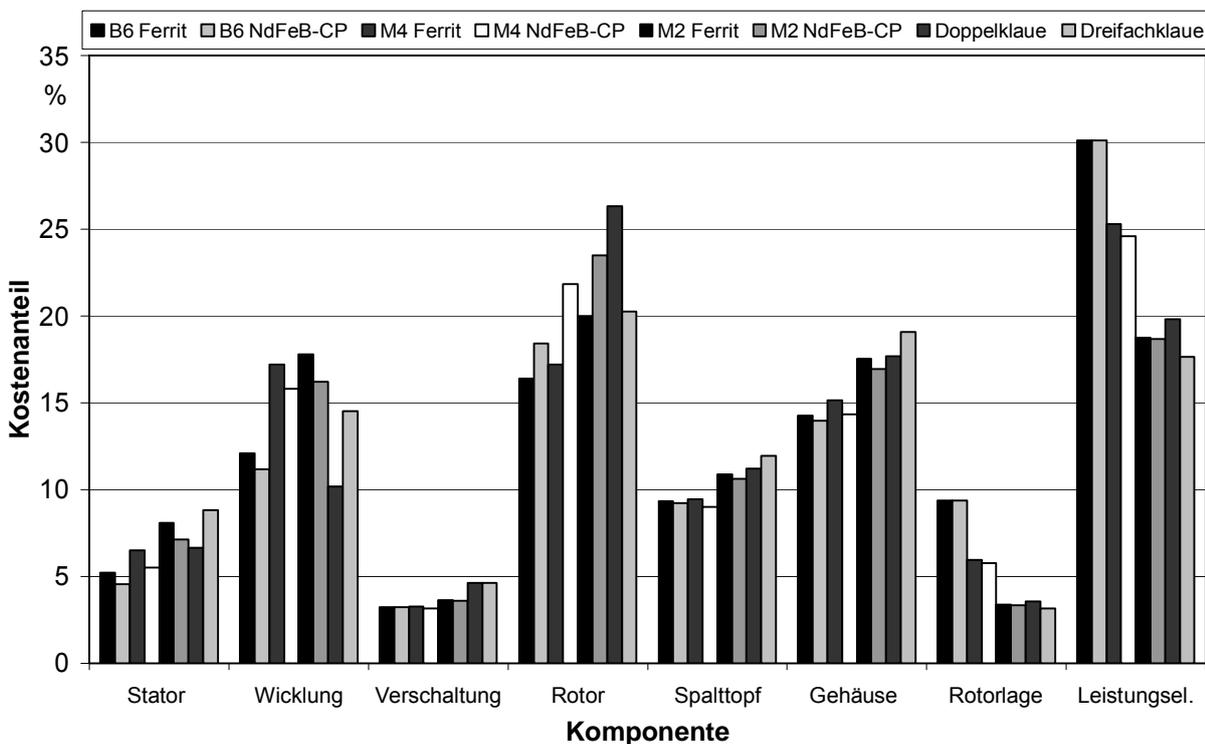


Abb. 8.4: Komponentenkostenanteile im Vergleich

sondere durch die Anzahl eingesetzter Feldeffekttransistoren bei der Leistungselektronik sowie die Anzahl erforderlicher Hallsensoren bestimmt. Durch einen geringeren Materialbedarf kann die relativ kostenintensive Leistungselektronik und Rotorlageerfassung bei den dreisträngigen Nutkonzepten teilweise kompensiert werden. Dies ist bei den zweisträngigen Konzepten nicht der Fall. Insbesondere die teuren Wicklungen sowie die kostenintensive Rotorausführung der zweisträngigen NdFeB-CP Variante führt zu den wirtschaftlich aufwändigsten Konzepten im Vergleich.

Die beiden Klauenpolkonzepte haben einen verhältnismäßig hohen Material- und Fertigungsaufwand für die zwei bzw. drei einzelnen Statoren. Dieser Aufwand für die beiden Statoren der Doppelklauenpolvariante relativiert sich in Bezug auf die Gesamtkosten. Bei dem längsten Motor im Vergleich fällt besonders der teure Rotor ins Gewicht. Der kunststoffgebundene Ferritrotor, der aufgrund des Entfalls einer zusätzlichen Rotorabdichtung Vorteile im Bezug auf qualitätssichernde Maßnahmen beinhaltet, ist aufwändig zu fertigen. Bei der Dreifachklauenpolvariante führt die Fertigung der drei einzelnen Statoren sowie der hohe Materialaufwand für das größte Motorvolumen im Vergleich zum teuersten einsträngigen Konzept. Wie sehr eine zwei- oder dreisträngige Ansteuerung der Klauenpolkonzepte zu einer Verteuerung führen würde lässt sich anhand von Abb. 8.4 abschätzen. Grundsätzlich ist bei den Klauenpolkonzepten zu beachten, dass die Ausrichtung der Statoren zueinander in Bezug auf den Winkelversatz sehr toleranzkritisch ist. Hierbei können unter Umständen zusätzliche Kosten in der Fertigung für die Sicherstellung der genauen Ausrichtung anfallen, die im Rahmen dieser Konzeptstudie nicht berücksichtigt werden konnten.

Die beiden einsträngigen Nutkonzepte stellen einen guten Kompromiss zwischen geringen Elektronikkosten und vertretbarem Materialaufwand dar. Mit Blick auf ein Niedrigkostenkonzept geht die einsträngige Ferritvariante im Gesamtvergleich als Vorzugskonzept hervor. Als interessantes Alternativkonzept stellt sich die einsträngige NdFeB-CP Variante dar. Diese Variante ist geringfügig teurer, hat jedoch in Bezug auf die Motorgröße Vorteile. Verlagern sich die Anforderungen zu einer kleineren Pumpe oder einem Betrieb mit geringerer Drehmomentwelligkeit ist eine genaue Betrachtung der dreisträngigen NdFeB-CP Variante empfehlenswert.

Zu beachten ist bei dem aufgeführten Konzeptvergleich, dass nicht alle Baugruppen (z.B. Rotorwelle, Gleitlager, Befestigungsschrauben etc.) berücksichtigt wurden. Ziel der Arbeit ist ein qualitativer Konzeptvergleich verschiedener Motorvarianten in dem die grundsätzliche Konstruktion der einzelnen Komponenten fokussiert wird. Baugruppen, die bei allen Motoren mit annähernd gleichem Aufwand anfallen und nur einen geringen Anteil an den Gesamtkosten besitzen, können in guter Näherung vernachlässigt werden. Dieser anfallende Kostensockel im Vergleich ändert geringfügig die prozentualen Verhältnisse zwischen den Motoren, die Gesamttendenz zueinander bleibt jedoch erhalten. Einzig der nicht berücksichtigte Steuerungsteil der Elektronik, dessen finanzieller Aufwand sich für

eine Brücken- oder Mittelpunktschaltung deutlich unterschiedlich darstellt, kann zu Verschiebungen bei der ermittelten wirtschaftlichen Auswertung für den Gesamtantrieb führen.

Abschließend ist zu dem aufgeführten wirtschaftlichen Konzeptvergleich zu sagen, dass alle ermittelten Kosten für eine jährliche Produktionszahl von einer Million Antrieben ermittelt wurden. Weicht die Produktionsmenge ab, können sich die ermittelten wirtschaftlichen Verhältnisse verschieben. Die Fertigungskosten besitzen bei geringeren Stückzahlen tendenziell einen größeren Anteil an den Gesamtkosten. Dies ist insbesondere bei teuren und von der Produktionszahl unabhängigen Anlagen der Fall.

8.2 Konzeptabschätzungen für Wasserpumpen abweichender Leistungen

Nachfolgend werden einige Konzeptabschätzungen für Wasserpumpen mit einem abweichenden Arbeitspunkt erläutert. Als Bezugsgröße dient hierbei das geforderte mechanische Drehmoment.

Die Randbedingung, dass der Rotordurchmesser einer nass laufenden Wasserpumpe aufgrund der viskosen Reibungsverluste so gering als möglich ausgeführt werden sollte, gilt für alle Leistungsklassen in dieser Anwendung.

Eine Anpassung der erläuterten Nutkonzepte an geringere Drehmomente wird typischerweise durch eine Reduktion der Statorlänge vorgenommen. Bei den dreisträngigen Konzepten würde dies eine weitere Verringerung der bereits kurzen Statorlängen bedeuten. Anteilmäßig wird der Einfluss der Fertigungskosten zunehmen. Zudem bleibt der fixe Kostenblock für die Leistungselektronik und die Rotorlageerfassung erhalten. Aus diesen Verhältnissen lässt sich ableiten, dass die dreisträngigen Varianten sich im Vergleich zu den übrigen Nutkonzepten tendenziell verteuern werden.

Aus wirtschaftlicher Sicht lohnt sich der Einsatz der zweisträngigen Nutkonzepte aufgrund des hohen finanziellen Aufwandes für die Wicklung sowie die hohen Rotorkosten der zweisträngigen NdFeB-CP Variante auch bei geringeren Drehmomentanforderungen nicht.

Die einsträngigen Konzepte stellen sich mit sinkender Drehmomentanforderung tendenziell immer kostengünstiger dar. Die geringen Aufwendungen für Leistungselektronik und Rotorlageerfassung bleiben erhalten. Eine Verringerung der vergleichsweise langen Statoren führt zu einer Reduktion der höheren Materialkosten.

Liegt das erforderliche Drehmoment zwischen vier und fünf Ncm eignet sich die Klauenpolgeometrie nicht, da dies mit zwei Statoren nicht erreichbar ist und drei Statoren wirtschaftlich nicht sinnvoll sind. Sollte trotzdem der Einsatz dieser Geometrie in Betracht gezogen werden, ist eine Leistungsanpassung durch Dreh-

zahlerhöhung zu überprüfen. Gleiches gilt bei einem geforderten Drehmoment zwischen zwei und drei Ncm. Grundsätzlich empfiehlt sich eine Überprüfung der Klauenpolgeometrie im Falle eines geforderten mechanischen Drehmoments in Höhe von ca. zwei, vier oder sechs Ncm.

In Bezug auf eine Drehmomentsteigerung hat die Dreifachklauenpolvariante den Vorteil, dass durch eine einfache Anpassung des Magnetmaterials (gesintertes Ferrit der 9. Generation) ein Drehmoment bis zu $M_{mech} = 6$ Ncm erreichbar ist.

Aus dem erarbeiteten Konzeptvergleich lässt sich ableiten, dass der Einsatz von vier oder mehr Klauenpolstatoren innerhalb eines Antriebes sehr hohe Material- und Fertigungskosten zu Folge hat. Wird das geforderte Drehmoment größer als $M_{mech} = 6$ Ncm ist der Einsatz dieses Motorkonzepts unwirtschaftlich.

Ein Einsatz der einsträngigen Nutkonzepte ist bei geringeren Drehmomentsteigerungen grundsätzlich denkbar. Bei größeren Drehmomenten stellt sich jedoch die Frage, ob die beschriebene Drehmomentwelligkeit (vgl. Abb. 8.2) aus technischen Gesichtspunkten (z.B. Geräuschentwicklung) noch vertretbar ist. Wird ein Betrieb mit geringerer Welligkeit gefordert, stellen sich die dreisträngigen Nutkonzepte als Vorzugslösungen dar. Mit steigendem Drehmoment wird der Einsatz eines mit NdFeB Blöcken bestückten Rotors in Verbindung mit der B6 Ansteuerung immer sinnvoller.

In Bezug auf eine Statoroptimierung empfiehlt sich bei hohen Drehmomentanforderungen die Berücksichtigung der Segmentierung (vgl. Kap. 4.3.2), da diese Technologie mit steigender Motorgröße aus wirtschaftlicher Sicht tendenziell günstiger wird. Hierbei sind die nahezu geometrieunabhängigen Kosten im Gegensatz zur möglichen Materialersparnis zu überprüfen. Zudem kann die Wicklungsfertigungstechnik frei gewählt werden, was insbesondere Konzepten mit hoher Windungszahl wie z.B. den erläuterten zweisträngigen Varianten zu gute kommt.

Kapitel 9

Zusammenfassung & Ausblick

Ziel der vorliegenden Arbeit war die Entwicklung eines Systems, mit dem eine technische und wirtschaftliche Vergleichbarkeit verschiedener, grundlegender BLDC-Motorkonzepte mit vertretbarem Aufwand möglich ist.

Kernelement dieses Systems ist der Aufbau einer geeigneten Datenbasis für die benötigten Komponenten des BLDC-Motors. Insgesamt stellt diese Datenbasis, insbesondere in Bezug auf den wirtschaftlichen Aufwand für unterschiedliche Materialien und Fertigungstechnologien, das entscheidende Qualitätskriterium zur Bewertung verschiedener Motorkonzepte dar. Daher ist die Pflege dieser Basis (z.B. Kostenänderungen durch neue Fertigungsverfahren) unerlässlich, um im Rahmen einer Anwendung stetige und qualitativ aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten! Hierbei handelt es sich um einen kontinuierlichen Prozess, da sich beispielsweise Rohstoffkosten innerhalb weniger Jahre signifikant ändern können oder sich Aufwendungen für komplette Komponenten aufgrund neuer Fertigungstechnologien wirtschaftlich verändern.

Das Kapitel „Komponentenanalyse“ beinhaltet eine Datenbasis häufig verwendeter Materialien und Fertigungstechnologien für die wichtigsten Komponenten eines BLDC-Motors. Diese Basis stellt jedoch nur einen Bruchteil der sinnvoll einsetzbaren Materialien bzw. Herstellungsprozesse dar. Hier ist, neben der erläuterten Pflege vorhandener Daten, ein weiterer Aufbau dringend empfehlenswert. So nimmt die Möglichkeit einer Bewertung von Motorkonzepten in unterschiedlichen Applikationen mit vergleichsweise geringem Aufwand bei wachsender Datenbasis zu, da die Wahrscheinlichkeit, ein geeignetes Material oder Fertigungsverfahren zu finden, entsprechend steigt.

Als Anwendung dieses Bewertungssystems werden nass laufende Wasserpumpen mit einer mechanischen Leistung von 22W fokussiert. Speziell für diese Applikation ergibt sich die Randbedingung eines möglichst geringen Rotorradius, der sich aus dem Verlustverhalten des Nassläufers ableitet. Aufbauend auf dieser Randbedingung wird eine Ermittlung des erreichbaren inneren Drehmoments bei Verwendung der Klauenpolgeometrie durchgeführt.

Der weitere Verlauf der Arbeit enthält „konventionelle“ Nutkonzeptausführungen für die genannte Anwendung. Hierbei werden drei-, zwei- und einsträngige Motorausführungen betrachtet. Jedes Einzelkonzept wird jeweils mit gesinterten Ferritschalen und einem mit vergrabenen NdFeB Blöcken bestückten Rotor kombiniert. Entsprechend der konstruktiven Gestaltung besitzen die dreisträngigen Konzepte die kleinsten Motorabmessungen, gefolgt von den zwei- und einsträngigen Konzepten. Hierbei sind die Motoren mit NdFeB-Blöcken bestückten Rotoren erwartungsgemäß kürzer als die Ferritausführungen. Aus der wirtschaftlichen Bewertung folgt, dass die Rotorausführung in Bezug auf die Gesamtkosten des Motors bei den drei- und einsträngigen Konzepten nahezu keinen Einfluss hat. Bei den zweisträngigen Konzepten ist dies nicht der Fall, da aufgrund einer Erhöhung der Polzahl mehr Magnetmaterial bei dem mit NdFeB bestückten Rotor erforderlich ist.

Im nächsten Schritt der Arbeit wird die Klauenpolgeometrie für zwei verschiedene Varianten innerhalb der genannten Anwendung ausgeführt. Hierbei handelt es sich, mit Bezug auf die Anzahl der axial hintereinander positionierten Statoren, um eine Doppel- und eine Dreifachklauenpolvariante. Die Doppelklauenpolvariante kann den geforderten Arbeitspunkt nicht erreichen, es wird eine Leistungsanpassung durch Drehzahlerhöhung vorgenommen. Diese Variante besitzt für die folgenden Auswertungen lediglich einen informativen Charakter.

Für die Klauenpolgeometrie ist keine standardisierte analytische Auslegungssoftware erhältlich. Daher ist, vor der weiteren Betrachtung der beiden Konzepte, die Entwicklung einer Auslegungsmethode erforderlich. Diese Prozedur beinhaltet eine analytische Motorauslegung, mit der eine Ermittlung der elektromagnetischen Größen wie z.B. der Windungszahl auf iterativem Wege möglich ist. Durch einen Musteraufbau der ausgelegten Motoren wird die entwickelte Berechnungsmethode für diese Motortopologie anhand von Drehmoment-Drehzahlkennlinienmessungen sowie einer Messung der Phasenstromverläufe verifiziert. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Daten.

Im Anschluss an die elektromagnetische Auslegung der beiden Klauenpolkonzepte wird für die beiden Varianten eine konstruktive Gestaltung und wirtschaftliche Bewertung durchgeführt. Die Dreifachklauenpolvariante hat die größeren Abmaße und ist, aufgrund des höheren Material- und Fertigungsaufwandes, die teurere von beiden Varianten.

Im direkten wirtschaftlichen Vergleich sind die beiden einsträngigen Nutausführungen die kostengünstigsten Gesamtkonzepte. Diese Niedrigkostenkonzepte haben, neben großen Abmessungen, auch technische Nachteile. Es ergeben sich aufgrund der einsträngigen Motorausführung große Drehmomentwelligkeiten im Betrieb.

Im technischen Vergleich stellen sich die beiden dreisträngigen Nutkonzeptausführungen sehr vorteilhaft dar. Sie besitzen, neben einer vergleichsweise geringen Drehmomentwelligkeit, die höchsten Leistungsdichten (kleinsten Motorausfüh-

rungen). Die beiden Konzepte sind jedoch im wirtschaftlichen Vergleich um ca. 8 % teurer.

Da nicht alle Komponenten im Wasserpumpenvergleich mit einbezogen werden konnten, sind die ermittelten wirtschaftlichen Ergebnisse als Tendenz zu sehen. Der Vergleich gibt an, welcher Antrieb sich voraussichtlich aus technischer und wirtschaftlicher Sicht am Besten für die vorliegende Applikation eignet.

Abschließend ist zu erwähnen, dass das vorgestellte Bewertungssystem nicht nur für Wasserpumpen verwendet werden kann, es ist prinzipiell auch auf alle anderen Kleinantriebe anwendbar. Stehen andere Motortypen (z.B. der DC-Motor) im Fokus der Betrachtungen sind zunächst die für den speziellen Typ erforderlichen Komponenten (z.B. Kommutator) aus technischer und wirtschaftlicher Sicht zu bewerten.

Kapitel 10

Literaturverzeichnis

- [1] R. Fischer: „Elektrische Maschinen“, ISBN 3-446-16482-0, 8. Auflage, Hanser Verlag, 1992
- [2] G. Müller: „Theorie elektrischer Maschinen“, ISBN 3-527-28392-7, VCH Verlagsgesellschaft, 1995
- [3] H.-D. Stölting, A. Beisse: „Elektrische Kleinmaschinen“, ISBN 3-519-06321-2, Teubner-Verlag, Stuttgart, 1987
- [4] A. Farschtschi: „Elektromaschinen in Theorie und Praxis“ ISBN 3-8007-2563-0, VDE-Verlag, 2001
- [5] H.-D. Stölting/ E. Kallenbach: „Handbuch Elektrische Kleinantriebe“ ISBN 3-446-21985-4, 2. Auflage, Hanser Verlag, 2002
- [6] G. Müller: „Elektrische Maschinen, Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise“; ISBN 3-341-00493-9, 7. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin, 1989
- [7] H. Moczala: „Elektrische Kleinmotoren“, ISBN 3-8169-0909-4, 2. Auflage, Ehningen, 1993
- [8] H. Frohne: „Elektrische und magnetische Felder“, ISBN 3-519-06404-9, Teubner Verlag, Stuttgart, 1994
- [9] E. Phillipow: „Grundlagen der Elektrotechnik“, ISBN 3-341-01071-68, 9. Auflage, Verlag Technik GmbH, Berlin München, 1992
- [10] L. Papula: „Mathematische Formelsammlung“, ISBN 3-528-34442-3, 4. Auflage, Vieweg Verlag, Braunschweig, 1994
- [11] J. F. Gieras, M. Wing: „Permanent Magnet Motor Technology“, ISBN: 0-8247-0739-7, 2. Auflage, Marcel Dekker Verlag, New York, 2002

- [12] K. Vogt: „Berechnung elektrischer Maschinen“, ISBN 3-527-28391-9, VCH Verlagsgesellschaft, 1996
- [13] J.R. Hendershot, T.J.E Miller: „Design of Brushless Permanent-Magnet Motors“, ISBN 0-19-859389-9, Magna Physics Publications, Oxford University Press, Oxford, 1994
- [14] T.J.E Miller: „SPEED’s Electric Motors“, University of Glasgow, Glasgow, 2002
- [15] R. Tzscheuschler: „Technologie des Elektromaschinenbaus“, ISBN 3-341-00851-9, Verlag Technik GmbH, Berlin, 1990
- [16] D. Gerling: Vorlesung „Elektrische Maschinen und Antriebe“, V2.0, Universität der Bundeswehr München
- [17] S. Minett, C. Jonsson: „Magnetic powder- a breakthrough for electric motor design“, Metall-Powder-Report, 2003
- [18] I. Ramesohl, D. Gerling und D. Rödder: „Elektrische Kfz-Hilfsantriebe: Aktuelle Trends und Herausforderungen“, G. Schmitz (Hrsg.), Expert Verlag, 2003, Renningen, Deutschland, S. 70-79
- [19] P. Campbell: „Permanent Magnet Materials and their Application“, ISBN 0-521-56688-6, Cambridge University Press, 1999
- [20] E. Nipp: „Permanent Magnet Motor Drives With Switched Stator Windings“, ISSN-1102-0172, Dissertation, Stockholm, 1999
- [21] H. Hans: „Entwicklungstendenzen beim BLDC Motor“, ETG-Fachbericht 96, Darmstadt, 2004
- [22] H.-D. Stölting: „Kleinantriebe: Technischer Stand und Zukunftsperspektiven“, Konferenz-Einzelbericht DRIVERS 97, Nürnberg, 1997
- [23] Firma NMB-Mineba: „Halbleiter ersetzen Bürsten. Vorteile Bürstenloser Motoren“, Zeitschriftenaufsatz, Design & Elektronik; März 2003
- [24] H.-D. Stölting: „Elektronikmotor, Elektrische Kleinmaschinen“, Zeitschriftenaufsatz, Elektroniker, Aarau, 1990
- [25] J. Cros, J. R. Figueroa and P. Viarouge: „BLDC Motors with surface mounted PM rotor for wide constant power operation“, Industry Applications Conference, 12-16 Oktober, 2003
- [26] Dr. Gablers: „Wirtschaftslexikon“, ISBN 3-409-32785-1, 8. Auflage, Betriebswirtschaftlicher Verlag Dr. Th. Gabler, Wiesbaden, 1971

- [27] G. Drosdowski: „Duden: Deutsches Universalwörterbuch“, ISBN: 3-411-02175-6, Bibliographisches Institut AG, Mannheim, 1983
- [28] A. Woll: „Wirtschaftslexikon“, 7. Auflage, ISBN 3-486-22679-7, Oldenbourg Verlag GmbH, München, 1993
- [29] DIN IEC 60404-8-1: „Magnetische Werkstoffe“, 2003
- [30] J. Koch, K. Ruschmeyer: „Permanentmagnete 1“, 2. Auflage, Verlag Boysen + Maasch, 1983
- [31] Fa. Vacuumschmelze: „Selten-Erd-Dauermagnete VACODYM · VACOMAX“, Ausgabe 2002
- [32] Magnetfabrik Schramberg: „Produktinformationen“, Gesamtkatalog, Stand Juli 2000
- [33] Firma SG Magnets Limited, Hauptkatalog, 2002
- [34] Firma Aichi Steel: „Magfine Magnets and Motor Applications“
- [35] Firma Max Baehrmann: „Produktdatenblatt kunststoffgebundene Spritzgießmagnete“, Stand 06/2003
- [36] Dubbel: „Taschenbuch für den Maschinenbau“, ISBN 3-540-67777-1, 20. Auflage, Springer Verlag, 2001
- [37] Matek: „Maschinenelemente: Normung, Berechnung, Gestaltung“, 15. Auflage, ISBN 3-528-94028-X, Vieweg Verlag, Braunschweig 2001
- [38] Firma SKF: „Hauptkatalog“, 2002
- [39] VDI/VDE 2252: „Feinwerkelemente, Führungen Gleitlager, Allgemeine Grundlagen“, 1999
- [40] DIN ISO 281: „Wälzlager, dynamische Tragzahlen und nominelle Lebensdauer“, 1993
- [41] DIN 1495: „Gleitlager aus Sintermetall mit besonderen Anforderungen für Elektro- Klein- und Kleinstmotoren“, 1983
- [42] DIN ISO 5755: „Sinterlager: Anforderungen“, 2004
- [43] DIN ISO 286: „ISO-System für Passungen und Grenzmaße“, 1990
- [44] DIN 625: „Wälzlager: Rillenkugellager einreihig“, 1989
- [45] U. Fischer u.a.: „Tabellenbuch Metall“, 41. Auflage, ISBN 3-8085-1671-2, Europa-Verlag, Haan, 1999

- [46] DIN EN 10020: „Begriffsbestimmung für die Einteilung von Stählen“, 2000
- [47] DIN EN 10106: „Kaltgewalztes nichtkornorientiertes Elektroblech und –band im schlußgeglühten Zustand“, 1996
- [48] DIN EN 10107: „Kornorientiertes Elektroblech und –band im schlußgeglühten Zustand“, 1996
- [49] DIN EN 60317: „Technische Lieferbedingungen für bestimmte Typen von Wickeldrähten“, 2000
- [50] Robert Bosch GmbH: „Kraftfahrzeugtechnisches Taschenbuch“, 25. Auflage, ISBN 3-528-23876-3, Vieweg Verlag, Braunschweig, 2003
- [51] W. Leonhard: „Control of Electrical Drives“, 3. Auflage, ISBN 3-540-41820-2, Springer Verlag, 2001
- [52] H. Schlichting: „Grenzschicht Theorie“, 8. Auflage, ISBN 3-7650-1011-1, Braun-Verlag, Karlsruhe 1982
- [53] S. Beyer: Tagungsunterlagen: „Anwendungsbeispiel Zusatz-Wasserpumpe im Kfz“, HdT Kleinantriebe, Essen, Januar 2004/2005
- [54] R. Felicetti and I. Ramesohl: „Design of a mass production low cost claw-pole motor in an automotive application“, International Conference on Electrical Machines (ICEM 2002), Brügge (Belgien), 2002, Paper No. 348
- [55] D. Hanselman: „Brushless Permanent Magnet Motor Design“, 2. Auflage, ISBN 1-932133-63-1, The Writers' Collective, 2003
- [56] R. Kennel: Tagungsunterlagen: „Elektrische Kleinantriebe im Kfz“, HdT Kleinantriebe, Essen, Januar 2004
- [57] N. Mohan, T. M. Undeland and W.P. Robbins: „Power Electronics“, Second Edition, ISBN 0-471-58408, John Wiley & Sons. Inc., 1995
- [58] R. Richter: „Elektrische Maschinen“, Band I: Allgemeine Berechnungselemente; die Gleichstrommaschinen, 3. Auflage, Birkhäuser Verlag, Basel, 1967
- [59] Kraftfahrt-Bundesamt: “Statistiken - Kraftfahrzeuge und –anhänger – Zahlen, Daten, Fakten“, Bestand von 1950 bis 2006
- [60] H. Hembach, D. Gerling, S. Beyer: „Estimation of Boundaries for the Claw-Pole Geometry in Electrical Water Pump Applications“, International Conference on Electrical Machines (ICEM 2006), Chania (Griechenland), Paper No. 110

Anhang A

Verwendete Formelzeichen

Lateinische Buchstaben:

A	Fläche	m^2
A	Ankerstrombelag	A/m
B	magnetische Flussdichte	T
B_R	Remanenz	T
BH_{max}	maximales Energieprodukt eines Permanentmagneten	kJ/m^3
b	Breite	m
C	Kapazität	F
c	Konstante	-
d	Durchmesser	m
f	Frequenz	Hz
$-H_{CJ}$	Koeffizitivfeldstärke	kA/m
h	Höhe	m
I	Effektivstrom	A
i	Momentwert des Stroms	A
J	Massenträgheitsmoment	kgm^2
K	Absolutkostenindex pro Stück	-
k	spezifischer Kostenfaktor	1/...
k_a	Anteil Komponentenkosten an den Gesamtkosten	%
L	Induktivität	H
l	Länge	m
M, M_i	(inneres) Drehmoment	Nm
m	Masse	kg
N, N_{Leit}	Windungszahl, Leiterzahl	-
n	Motordrehzahl	1/s
P	Leistung	W
p	Polpaarzahl	-
R	elektrischer Widerstand	Ω
R_M	Reluktanz	1/H

r	Radius	m
S	Stromdichte	A/mm ²
S	Schalter	-
T	Temperatur	K
T_K	Temperaturkoeffizient	1/K
U	Spannung	V
V	Volumen	m ³
v	Variable	-
W	Energie	Ws

Griechische Buchstaben:

α	Winkel	°
δ	Luftspalthöhe	m
Φ	magnetischer Fluss	Vs
η	dynamische Viskosität	Ns/m ²
η	Motorwirkungsgrad	%
ϑ	Polradwinkel	°
φ	Winkel zwischen Strom und Spannung	°
κ	Kupferfüllfaktor	-
λ	Faktor	-
μ	Permeabilität	H/m
μ_r	relative Permeabilität	-
μ_0	absolute Permeabilität	H/m
ν	kinematische Viskosität	m ² /s
ρ	Materialdichte	kg/m ³
ρ	spezifischer elektrischer Widerstand	$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$
σ	blechabhängiger Faktor (Eisenverluste)	W/kg
τ	Teilung	m
ν_K	Verhältnis zwischen Klauenpolanfanga- und -endbreite	-
ω	mechanische Kreisfrequenz	1/s
ξ	Kopplungsfaktor der Wicklung	-
Ψ	Flussverkettung	Vs

Indizes:

A	Anlauf
a	außen
a	Jahr
ab	Abgabe
akt	aktiv

<i>al</i>	alternativ
<i>Anf</i>	Anfang
<i>Auf</i>	Aufsetzen
<i>AT</i>	Aktivteil
<i>Av</i>	Avalanche
<i>aw</i>	abgewickelt
<i>ax</i>	axial
<i>B</i>	Betrieb
<i>b</i>	bifilar
<i>Bez</i>	Bezug
<i>Cu</i>	Kupfer
<i>DC</i>	Zuleitung
<i>De</i>	Deckel
<i>Df</i>	Durchführung
<i>Dok</i>	Doppelklauenpol
<i>Drk</i>	Dreifachklauenpol
<i>DS_on</i>	Drain-Source on
<i>E</i>	Erregung
<i>eff</i>	effektiv
<i>ELKO</i>	Elektrolytkondensator
<i>em</i>	elektromechanisch
<i>End</i>	Ende
<i>Erf</i>	Erfassung
<i>Fe</i>	Blech
<i>Fel</i>	Felicetti
<i>FET</i>	Feldeffekttransistor
<i>Fer</i>	Ferrit
<i>Fert</i>	Fertigung
<i>Geh</i>	Gehäuse
<i>ges</i>	gesamt
<i>Hf</i>	Hauptfluss
<i>Hyst</i>	Hysterese
<i>Iso</i>	Isolierung
<i>i</i>	innen
<i>Jo</i>	Joch
<i>Jou</i>	Joule
<i>K</i>	Klauenpol
<i>Ka</i>	Klauenpolanfang
<i>Ke</i>	Klauenpolende
<i>Kom</i>	Kommutierung
<i>L</i>	Induktivität
<i>Lag</i>	Lager
<i>Last</i>	Belastung
<i>Le</i>	Leistungselektronik
<i>Leit</i>	Leiter

<i>LP</i>	Leiterplatte
<i>M</i>	Drehmoment
<i>Mag</i>	Magnet
<i>Mat</i>	Material
<i>Masch</i>	Maschine
<i>mag</i>	magnetisch
<i>max</i>	Maximalwert
<i>Me</i>	Messung
<i>mech</i>	mechanisch
<i>min</i>	Minimalwert
<i>mit</i>	mittel
<i>Mot</i>	Motor
<i>NCP</i>	NdFeB-Consequent Pole
<i>Nut</i>	Nut
<i>P</i>	Phase
<i>p</i>	Magnetischer Pol
<i>p</i>	kunststoffgebunden
<i>Pos</i>	Positionierung
<i>Pr</i>	Pumpenrad
<i>Prod</i>	Produktion
<i>R</i>	Rotor
<i>R</i>	Widerstand
<i>Re</i>	Rechnung
<i>Reib</i>	Reibung
<i>Ri</i>	Ring
<i>Rl</i>	Rotorlage
<i>RL</i>	Widerstands – Induktivitätskombination
<i>Ro</i>	Rotoroberfläche
<i>Rs</i>	Rotorstirnseite
<i>Sb</i>	Statorblech
<i>Sei</i>	Seite
<i>Sf</i>	Streufloss
<i>Si</i>	Silizium
<i>Sk</i>	Stanzkante
<i>SpT</i>	Spalttopf
<i>St</i>	Stator
<i>Stz</i>	Stanzen
<i>stat</i>	stationär
<i>s</i>	Strang
<i>s</i>	gesintert
<i>sch</i>	Schrägung
<i>so</i>	sonstige
<i>Tr</i>	Trennung
<i>tran</i>	transient
<i>ui</i>	induzierte Spannung

<i>Um</i>	Umspritzung
<i>Vb</i>	Verbindungselement
<i>Ve</i>	Verschaltungselement
<i>Vl</i>	Verluste
<i>Vk</i>	Vorkommutierung
<i>VR</i>	Viskose Reibung
<i>Vs</i>	Verschweißen
<i>v</i>	Lauf-/ Zählvariable
<i>W</i>	Wicklung
<i>Wb</i>	Wirbelstrom
<i>Wel</i>	Welle
<i>Wdr</i>	Wickeldraht
<i>WF</i>	Wellenführung
<i>WR</i>	Wechselrichter
<i>Za</i>	Zahn
<i>Zk</i>	Zahnkopf
<i>ZR</i>	Zentrierring
<i>zu</i>	zugeführt
<i>zus</i>	Zusatz
<i>0</i>	Leerlauf

Anhang B

Auslegung des Dreifachklauenpolmotors

Grobauslegung Klauenpolmotor:

Elektrische / Magnetische Maschinenparameter:

Nenn Drehzahl:	$n_n := 4100$	1/min	
inneres Drehmoment:	$M_i := 2.19 \cdot 10^{-2}$	Nm	
sonstige Verluste:	$P_{so} := 0.5$	W	
Abgabemoment:	$M_{mech} := 1.73 \cdot 10^{-2}$	Nm	
mech. Wirkungsgrad:	$\eta_{mech} := 0.555$	/	Iterationspunkt 4
Versorgungsspannung:	$U_{DC} := 13$	V	
Leistungsfaktor:	$\cos \phi := 0.839$	/	Iterationspunkt 3
Polpaarzahl:	$p_K := 4$	/	
Mittlere Luftspaltflussdichte:	$B_\delta := 0.172$	T	
Magnetischer Fluss:	$\phi := 60 \cdot 10^{-6}$	Vs	Bestimmt aus 1.25T, mittlerer Klauenpolbreite und der Blechdicke
Zul. Stromdichte:	$S := 3.5$	A/mm ²	Aus A-S Diagramm (Abb. 5.11)
Phasenreluktanz:	$R_M := 3.3 \cdot 10^6$	1/H	Aus 3-D Maxwell Simulation
Vorkommutierungswinkel: (elektrisch)	$\alpha_v := 57$	°	Iterationspunkte 1
Windungszahl:	$N := 110$	/	
Magnetischer Kopplungsfaktor:	$\xi := 0.99$	/	

Geometrische / konstruktive Maschinenparameter

Statorlänge:	$l_{St} := 10$	mm	
Statorinnenradius:	$r_{Sti} := 17$	mm	
Nutbreite:	$b_N := 2$	mm	Aus Abschätzung Kap. 5.3: "Klauenpolkonzept und dessen Grenzen"
Blechdicke:	$h_{Fe} := 1$	mm	
Mittlere Klauenpolbreite:	$b_K := 11.35$	mm	
Rotorradius:	$r_R := 14.5$	mm	
Kupferfüllfaktor:	$\kappa := 0.45$	/	vgl. Tab. 4.4
Statorzusatzhöhe (Wicklung/ Rückschluss)	$h_{St_zus} := 1$	mm	

Größen zur Verlustberechnung:

Elektrische Leitfähigkeit Kupfer:	$\kappa_{Cu} := 56$	$mm^2/\Omega \cdot m$	
Wickeldrahtanschlusslänge:	$l_{Wdr_an} := 10$	mm	Berechnung der Kupferverluste
Temperaturkoeffizient Cu:	$\alpha_{Cu} := 0.39 \cdot 10^{-2}$	1/K	
Temperaturänderung im Cu:	$\Delta T_{Cu} := 40$	K	
Widerstand einer Wicklung:	$R_W := 1.63$	Ω	Iterationspunkt 2
Dichte Eisen:	$\rho_{Fe} := 7.8 \cdot 10^{-6}$	kg/mm^3	
Blechabhängiger Koeffizient (Hysterese)	$\sigma_{Hyst} := 1.93$	W/kg	Berechnung der Eisenverluste
Zuschlagfaktor Hysterese:	$k_{Hyst} := 1.0$	/	
mittlere Eisenflussdichte:	$B_{Fe} := 1.25$	T	
Zuschlagfaktor Wirbelstrom:	$k_{Wb} := 1.0$	/	
Blechabhängiger Koeffizient (Wirbelstrom)	$\sigma_{Wb} := 1.1$	W/kg	
Durchleitwiderstand des FET's:	$R_{DS_on} := 0.02$	Ω	Berechnung der Elektronikverluste

Erste Grobabschätzung des Phasenstroms**Berechnung der mechanischen Abgabeleistung:**

$$P_{mech} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot M_{mech}$$

$$P_{mech} = 7.428 \quad W$$

Abschätzung der elektrischen Aufnahmeleistung:

$$P_{el} := \frac{P_{mech}}{\eta_{mech}}$$

$$P_{el} = 13.383 \quad \text{W}$$

Abschätzung der Ströme:

$$I_{DC} := \frac{P_{el}}{U_{DC}}$$

$$I_{DC} = 1.029 \quad \text{A}$$

Annahme: Da nur eine Phase (bifilar) bei der M2- Wicklung vorhanden und diese immer bestromt ist, wird der effektive Strangstrom gleich Zuleitungsstrom in Verbindung mit dem Leistungsfaktor gesetzt:

$$I_{p_eff} := \frac{I_{DC}}{\cos \phi}$$

$$I_{p_eff} = 1.227 \quad \text{A}$$

Ende erste Grobabschätzung!**Neue Abschätzung über Bestimmung des Wicklungsstroms:**

$$L_p := \frac{N^2}{R_M}$$

Phaseninduktivität

$$L_p = 3.667 \times 10^{-3} \quad \text{H}$$

$$u_{i_max} := N \cdot \phi \cdot p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}$$

Spitzenwert der ind. Spannung

Berechnung des transienten Phasenstromanteils:

$$i_{t1}(\theta) := \frac{-(1 + \xi) \cdot \left(\frac{U_{DC}}{R_W} \right) - \left(\theta \cdot \frac{R_W}{p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p} \right)}{-\pi R_W} \cdot e^{\frac{n_n}{60} \cdot L_p \cdot p_K \cdot 2 \cdot \pi} \cdot e$$

$$i_{t2}(\theta) := \frac{\frac{u_{i_max} \cdot (1 - \xi)}{R_W^2 + \left(p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p \right)^2} \cdot \left(R_W \cdot \sin \left(-\frac{\alpha_v}{180} \cdot \pi \right) - p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p \cdot \cos \left(-\frac{\alpha_v}{180} \cdot \pi \right) \right)}{-\pi R_W} \cdot e^{\frac{n_n}{60} \cdot L_p \cdot p_K \cdot 2 \cdot \pi} \cdot e$$

$$i_t(\theta) := i_{t1}(\theta) + i_{t2}(\theta)$$

Berechnung des stationären Phasenstromanteils:

$$i_s(\theta) := \frac{U_{DC}}{R_W} - \frac{u_{i_max}}{R_W^2 + \left(p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p \right)^2} \cdot \left[R_W \cdot \sin \left[\theta - \left(\frac{\alpha_v}{180} \cdot \pi \right) \right] - \left(p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p \cdot \cos \left(\theta - \frac{\alpha_v}{180} \cdot \pi \right) \right) \right]$$

Berechnung des gesamten Phasenstroms:

$$i_p(\theta) := i_s(\theta) + i_t(\theta)$$

Einzelströme:

$$i_p(\pi) = 1.796 \quad \text{A} \quad \text{Kommutierungsstrom}$$

$$I_{p_mit} := \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_p(\theta) d\theta \quad \text{Mittelwert des Phasenstroms}$$

$$I_{p_mit} = 1.17 \quad \text{A}$$

$$I_{p_eff} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_p(\theta)^2 d\theta} \quad \text{Effektiver Phasenstrom}$$

$$I_{p_eff} = 1.552 \quad \text{A}$$

Strom über Windungszahl und Vorkommutierung mit Grobabschätzung abgleichen !! Iterationspunkt 1!

$$v := 0, 0.01 \dots \pi$$



Induzierte Spannung:

Allgemein gilt: $u_i = -d\psi/dt = -N \cdot d(BdA)/dt$

$$u_{i_max} := N \cdot \phi \cdot p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}$$

$$u_{i_max} = 11.335 \quad \text{V}$$

Spitzenwert der induzierten Spannung

Überprüfung, Abgleich durch Windungszahl !! Iterationspunkt 1

Ankerstrombelag:

$$A := \frac{p_K \cdot N \cdot I_{p_mit}}{\pi \cdot r_{Sti} \cdot 10^{-3}}$$

$$A = 9.64 \times 10^3 \quad \text{A/m}$$

Überprüfung des inneren Drehmoments:

$$M_i := \frac{\pi \cdot \left[(2 \cdot r_R)^2 \cdot l_{St} \cdot 10^{-9} \right]}{2} \cdot B_{\delta} \cdot A$$

$$M_i = 2.19 \times 10^{-2} \quad \text{Nm}$$

Berechnung der Statorhöhe:

$$I_{eff_w} := \frac{I_{p_eff}}{2} \quad \text{Effektiver Strangstrom in einer bifilaren Wicklung}$$

$$I_{eff_w} = 0.776 \quad \text{A}$$

$$A_{Cu} := \frac{I_{eff_w}}{S} \quad \text{Erforderlicher Leiterquerschnitt (bifilare Wicklung)}$$

$$A_{Cu} = 0.222 \quad \text{mm}^2$$

$$d_{Wdr} := 2 \cdot \sqrt{\frac{A_{Cu}}{\pi}} \quad \text{Leiterdurchmesser}$$

$$d_{Wdr} = 0.531 \quad \text{mm}$$

$$A_{Cu_ges} := 2(N \cdot A_{Cu}) \quad \text{Platzbedarf für Leiterquerschnitt gesamt (bifilare Wicklung)}$$

$$A_{Cu_ges} = 48.764 \quad \text{mm}^2$$

$$A_{Nut} := \frac{A_{Cu_ges}}{k} \quad \text{Erforderliche Nutfläche im Stator}$$

$$A_{Nut} = 108.366 \quad \text{mm}^2$$

$$h_{St} := \frac{A_{Nut}}{l_{St} - 2 \cdot h_{Fe}} + h_{Fe} + h_{St_zus} \quad \text{Erforderliche Statorhöhe (errechnet aus Innenfläche+ Sicherheit)}$$

$$h_{St} = 15.546 \quad \text{mm}$$

Abschätzung des Wicklungswiderstandes:

$$l_{Wdr_mit} := 2 \cdot \pi \cdot \left(r_{Sti} + h_{Fe} + \frac{h_{St} - h_{St_zus}}{2} \right) \quad \text{Mittlere Leiterlänge einer Windung}$$

$$l_{Wdr_mit} = 158.794 \quad \text{mm}$$

$$R_W := \frac{l_{Wdr_mit} \cdot N + 2 \cdot l_{Wdr_an}}{\kappa_{Cu} \cdot A_{Cu}} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot \Delta T_{Cu}) \cdot 10^{-3} \quad \text{Leiterwiderstand}$$

$$R_W = 1.629 \quad \Omega$$

Iterationspunkt 2**Überprüfung des Leistungsfaktors:**Berechnung der max. auftretenden Spannung $U_{RL,max}$:

$$u_{DC_max} := U_{DC} \cdot \frac{4}{\pi} \quad \text{V} \quad \text{Maximalwert der Grundwelle ist bei } 180^\circ \text{ Bestromung } 4/\pi$$

$$u_{RL_max_1} := u_{DC_max} - u_{i_max} \cdot \cos\left(\alpha_v \cdot \frac{\pi}{180}\right) + u_{i_max} \cdot \sin\left(\alpha_v \cdot \frac{\pi}{180}\right) i$$

$$u_{RL_max_1} = 10.379 + 9.506i \quad \text{V}$$

$$|u_{RL_max_1}| = 14.074 \quad \text{V}$$

$$\phi_1 := \text{atan}\left(\frac{\text{Im}(u_{RL_max_1})}{\text{Re}(u_{RL_max_1})}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Winkel bezogen auf die Grundwelle der Versorgungsspannung}$$

$$\phi_1 = 42.488 \quad ^\circ$$

$$X_L := p_K \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60} \cdot L_p \quad \text{Phasenreluktanz}$$

$$X_L = 6.297 \quad \Omega$$

$$Z_p := R_W + X_L i \quad \text{Phasenimpedanz}$$

$$|Z_p| = 6.504 \quad \Omega$$

$$i_{max} := \frac{|u_{RL_max_1}|}{|Z_p|} \quad \text{Maximalwert der Grundwelle des Phasenstromes}$$

$$i_{max} = 2.164 \quad \text{A}$$

$$u_{RL_max_2} := i_{max} \cdot R_W + i_{max} \cdot X_L i$$

$$u_{RL_max_2} = 3.524 + 13.626i \quad \text{V}$$

$$|u_{RL_max_2}| = 14.074$$

$$\phi_2 := \text{atan}\left(\frac{\text{Im}(u_{RL_max_2})}{\text{Re}(u_{RL_max_2})}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Winkel bezogen auf den Phasenstrom}$$

$$\phi_2 = 75.5 \quad ^\circ$$

--> Winkel zwischen den Grundwellen des Phasenstroms und der Versorgungsspannung ergibt sich aus Differenz der beiden Winkel

$$\phi := \phi_1 - \phi_2$$

$$\phi = -33.012 \quad \circ$$

$$\cos \phi := \cos \left(\phi \cdot \frac{\pi}{180} \right)$$

Leistungsfaktor

$$\cos \phi = 0.839 \quad /$$

Iterationspunkt 3**Abschätzung der Elektronikverluste:**

$$P_{EJ} := R_{DS_on} \cdot I_{P_eff}^2$$

Joulsche Durchleitungsverluste

$$P_{EJ} = 0.048 \quad W$$

$$W_{ES} = L \cdot i^2 / 2$$

Avalancheenergie nach Phillipow [9]

wobei L der Differenzinduktivität entspricht.

$$W_{ES} := (1 - \xi) \cdot L_p \cdot \frac{i_p(\pi)^2}{2}$$

$$W_{ES} = 5.911 \times 10^{-5} \quad Ws$$

$$P_{ES} := 2W_{ES} \cdot p_K \cdot \frac{n_n}{60}$$

Verlustbestimmung aus
Schalthäufigkeit
(2* pro el. Periode schalten)

$$P_{ES} = 0.032 \quad W$$

$$P_E := P_{EJ} + P_{ES}$$

gesamte Elektronikverluste

$$P_E = 0.08 \quad W$$

Abschätzung der Wicklungsverluste:

$$P_{Cu} := R_W \cdot I_{P_eff}^2$$

Kupferverlustleistung

$$P_{Cu} = 3.921 \quad W$$

Abschätzung der Eisenverluste:

Anmerkung: Zur Berechnung der Eisenverluste wird ein Streifen der Dicke der mittleren Klauenpolbreite über den Stator gezogen (insgesamt p Mal)

$$V_{Fe} := 2 \cdot p_K \cdot (b_K \cdot l_{St} \cdot h_{Fe} + b_K \cdot h_{St} \cdot h_{Fe}) + p_K b_K \cdot l_{St} \cdot h_{Fe}$$

Betrachtetes Statorvolumen

$$V_{Fe} = 2.774 \times 10^3 \quad mm^3$$

$$m_{\text{Fe}} := V_{\text{Fe}} \cdot \rho_{\text{Fe}}$$

Masse eingesetztes Eisen in dem
ummagnetisiert wird

$$m_{\text{Fe}} = 2.163 \times 10^{-2} \quad \text{kg}$$

$$P_{\text{Hyst}} := \sigma_{\text{Hyst}} \cdot k_{\text{Hyst}} \cdot \frac{p_{\text{K}} \cdot n_{\text{n}}}{60 \cdot 50} \cdot B_{\text{Fe}}^2 \cdot m_{\text{Fe}}$$

Hystereseverlustberechnung nach Vogt [12]

$$P_{\text{Hyst}} = 0.357 \quad \text{W}$$

$$P_{\text{Wb}} := \sigma_{\text{Wb}} \cdot k_{\text{Wb}} \cdot \left(\frac{p_{\text{K}} \cdot n_{\text{n}}}{60 \cdot 50} \right)^2 \cdot B_{\text{Fe}}^2 \cdot m_{\text{Fe}}$$

Wirbelstromverlustberechnung nach Vogt [12]

$$P_{\text{Wb}} = 1.111 \quad \text{W}$$

$$P_{\text{Fe}} := P_{\text{Hyst}} + P_{\text{Wb}}$$

Berechnung gesamte Eisenverluste

$$P_{\text{Fe}} = 1.468 \quad \text{W}$$

Abschätzung der Motorverluste:

$$P_{\text{v}} := P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} + P_{\text{so}} + P_{\text{E}}$$

Berechnung gesamte Motorverluste

$$P_{\text{v}} = 5.969 \quad \text{W}$$

$$M_{\text{v}} := \frac{P_{\text{Fe}} + P_{\text{so}}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_{\text{n}}}{60}}$$

Verlustmoment des Motors
welches vom inneren Moment
abzuziehen ist! (s.o.)

$$M_{\text{v}} = 4.583 \times 10^{-3} \quad \text{Nm}$$

$$M_{\text{mech}} := M_{\text{i}} - M_{\text{v}}$$

Abgabemoment des Motors

$$M_{\text{mech}} = 1.732 \times 10^{-2} \quad \text{Nm}$$

$$P_{\text{mech}} := 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_{\text{n}}}{60} \cdot M_{\text{mech}}$$

Abgabeleistung

$$P_{\text{mech}} = 7.436$$

$$\eta_{\text{Mot}} := \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{mech}} + P_{\text{v}}}$$

Überprüfung des Motorwirkungsgrades
mit Elektronik

$$\eta_{\text{Mot}} = 0.555 \quad /$$

Iterationspunkt 4

Zusammenfassung

Effektiver Strangstrom:	$I_{P_eff} = 1.552$	A
Windungszahl:	$N = 110$	/
Statorhöhe:	$h_{St} = 15.546$	mm
Wicklungswiderstand:	$R_W = 1.629$	Ω
Leistungsfaktor:	$\cos\phi = 0.839$	/
Motorverluste:	$P_v = 5.969$	W
Mech. Drehmoment:	$M_{mech} = 1.732 \times 10^{-2}$	Nm
Mech Abgabeleistung:	$P_{mech} = 7.436$	W
Motorwirkungsgrad:	$\eta_{Mot} = 0.555$	/