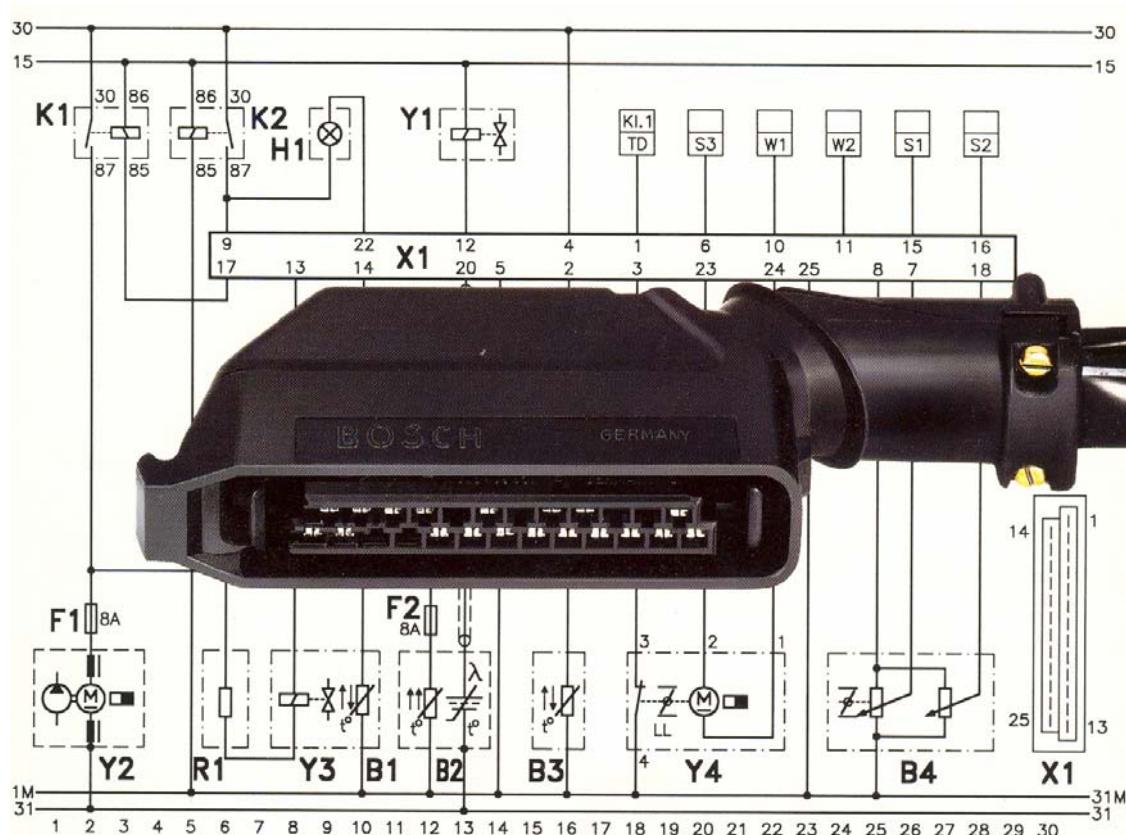




# Kurzskriptum zur Lehrveranstaltung „Elektrische Bordnetze“ im Studiengang Fahrzeugtechnik





## Vorwort

Das klassische Bordnetz eines Automobils besteht aus der Stromversorgung (Generator und Batterie), der Startanlage, der Beleuchtung und der Verkabelung. Auch heute meint man oft noch diese Systeme, wenn man von einem Fahrzeubordnetz spricht, wobei auch die Bezeichnung „Energiebordnetz“ gebräuchlich ist.

Besonders in den letzten Jahren ist der Anteil der Elektronik im Fahrzeug exponentiell gestiegen. Dieser Trend ist bis heute ungebrochen. Ein modernes Oberklassenfahrzeug enthält bis zu 100 elektronische Steuergeräte und bis zu 100 Elektromotoren. Die elektronischen Systeme sind untereinander durch Bussysteme vernetzt und tauschen gegenseitig ihre Daten aus. Der bekannteste Bus ist der CAN-Bus (Controller Area Network), der heute als Standard gilt. Neue, an den jeweiligen Anwendungsfall angepasste Bussysteme (MOST, LIN, Flexray etc.) sind bereits konzipiert bzw. standardisiert. Ein leistungsfähiges Eigendiagnosesystem erfasst Fehler in den einzelnen Systemen und Komponenten und trägt diese in Fehlerspeicher ein. Darüber hinaus werden abgasrelevante Funktionen durch die sogenannte Onboard-Diagnose (OBD) überwacht und Fehlfunktionen dem Fahrer angezeigt.

Natürlich kann sich eine Lehrveranstaltung „Elektrische Bordnetze“ nicht auf die klassischen Komponenten beschränken. Andererseits ist es unmöglich, in zwei Semesterwochenstunden alle elektronischen Systeme eines Kraftfahrzeugs umfassend zu behandeln. Deshalb werden einige ausgewählte Systeme exemplarisch etwas ausführlicher behandelt, auf andere wird nur am Rande oder gar nicht eingegangen. Besonderer Wert wird auf die physikalischen Grundlagen gelegt, es soll aber auch ein solider Grundstock an „Präsenzwissen“ vermittelt werden.

Zur Vertiefung der Kenntnisse dienen einige Übungsaufgaben im Anhang . Die Lösungen hierzu werden im Rahmen der Lehrveranstaltung erarbeitet, wobei genügend Zeit für eigene Lösungsversuche gelassen wird. Es wird dringend empfohlen, diese Gelegenheit zum selbstständigen Üben auch wahrzunehmen.

München, August 2012



## Gliederung

<b>1 Elementare Grundfunktionen .....</b>	1.1
1.1 Stromversorgung .....	1.1
1.1.1 Generator .....	1.1
1.1.1.1 Grundlagen .....	1.1
1.1.1.2 Drehstromgenerator .....	1.6
1.1.1.3 Regelung von Generatoren .....	1.11
1.1.2 Batterie .....	1.14
1.1.2.1 Grundlagen .....	1.14
1.1.2.2 Kenngrößen .....	1.15
1.2 Starter .....	1.16
1.2.1 Grundlagen .....	1.16
1.2.2 Ausführungsformen .....	1.21
1.2.3 Zusammenwirken von Verbrennungsmotor, Starter und Batterie .....	1.24
<b>2 Bordnetzstrukturen .....</b>	2.1
2.1 Prinzipieller Aufbau .....	2.1
2.1.1 Sensoren .....	2.2
2.1.1.1 Drehzahlen und Geschwindigkeiten .....	2.3
2.1.1.2 Temperaturen .....	2.4
2.1.1.3 Luftmasse .....	2.6
2.1.1.4 Füllstände .....	2.7
2.1.1.5 Drehrate (Gierrate) .....	2.10
2.1.2 Aktuatoren .....	2.12
2.2 Bussysteme .....	2.12
2.2.1 Allgemeines .....	2.12
2.2.2 CAN-Bus .....	2.13
2.2.2.1 Bustopologie .....	2.13
2.2.2.2 Botschaften .....	2.13
2.2.2.3 Buszugriffsteuerung .....	2.14
2.2.2.4 Kabellängen und Übertragungsgeschwindigkeit .....	2.15
2.2.2.5 Busteminierung (Abschlusswiderstand) .....	2.16
2.2.2.6 Effektive Übertragungsrate .....	2.16
2.2.3 FlexRay .....	2.17
2.2.3.1 Bustopologie .....	2.17
2.2.3.2 Botschaften .....	2.18
2.2.3.3 Initialisierung des Busses .....	2.19
2.2.3.4 Zeitsynchronisation .....	2.19
2.2.3.5 Bus Guardian .....	2.19
<b>3 Funktionsgruppen in Fahrzeugbordnetzen .....</b>	3.1
3.1 Motormangement .....	3.1
3.1.1 Zündung (Ottomotor) .....	3.1
3.1.2 Einspritzung (Ottomotor) .....	3.5
3.1.3 Kombinierte Zünd- und Einpritzsysteme .....	3.6
3.1.4 Konzepte zur Verbrauchs- und Emissionsoptimierung .....	3.7
3.1.5 Einspritzung (Dieselmotor) .....	3.10
3.2 Elektronische Radschlupfregelung .....	3.12
3.2.1 Antiblockiersystem ABS .....	3.12
3.2.2 Antriebschlupfregelung ASR .....	3.13
3.2.3 Fahrdynamikregelung ESP .....	3.13
<b>4 Diagnose .....</b>	4.1
4.1 Fehlererkennung und -lokalisierung .....	4.1
4.2 Eigendiagnose .....	4.3
4.3 Diagnose mit Diagnosegeräten .....	4.3
4.3.1 Diagnosestrategie Fehlerbaum .....	4.4
4.3.2 Diagnosestrategie Wissensbasierte Diagnose .....	4.4
4.3.3 Diagnosestrategie Modellbasierte Diagnose .....	4.5
4.4 Onboard-Diagnose (OBD) .....	4.6
<b>Anhang Übungsaufgaben .....</b>	A1

# 1 Elementare Grundfunktionen

## 1.1 Stromversorgung

### 1.1.1 Generator

#### 1.1.1.1 Grundlagen

Im Generator wird mechanische Energie (vom Verbrennungsmotor) in elektrische gewandelt. Die Grundlage hierzu bildet das Induktionsgesetz:

$$u = N \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (1.1)$$

Das Prinzip des Generators ist in Abbildung 1.1 aufgezeigt: Läßt man eine Spule im Magnetfeld rotieren, ändert sich der magnetische Fluß durch die Spule.

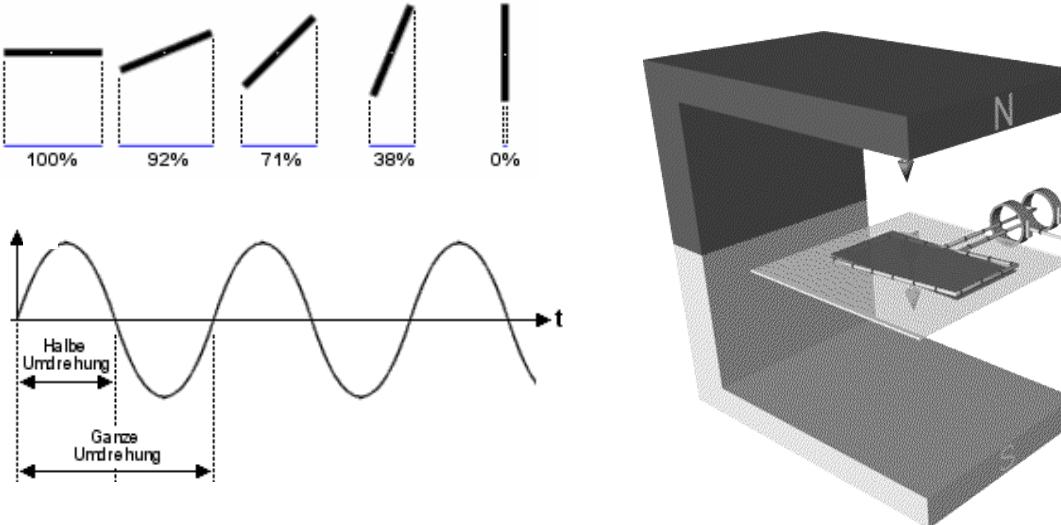


Abb. 1.1: Grundprinzip eines Generators

An den Klemmen der Spule wird eine Wechselspannung erzeugt. Diese Wechselspannung kann mechanisch (mit Hilfe eines Kommutator) oder elektrisch gleichgerichtet werden.

Abbildung 1.2 zeigt das Prinzip der mechanischen Gleichrichtung: Durch eine Umpolung der Anschlussklemmen wird aus einer Wechselspannung eine pulsierende Gleichspannung erzeugt.

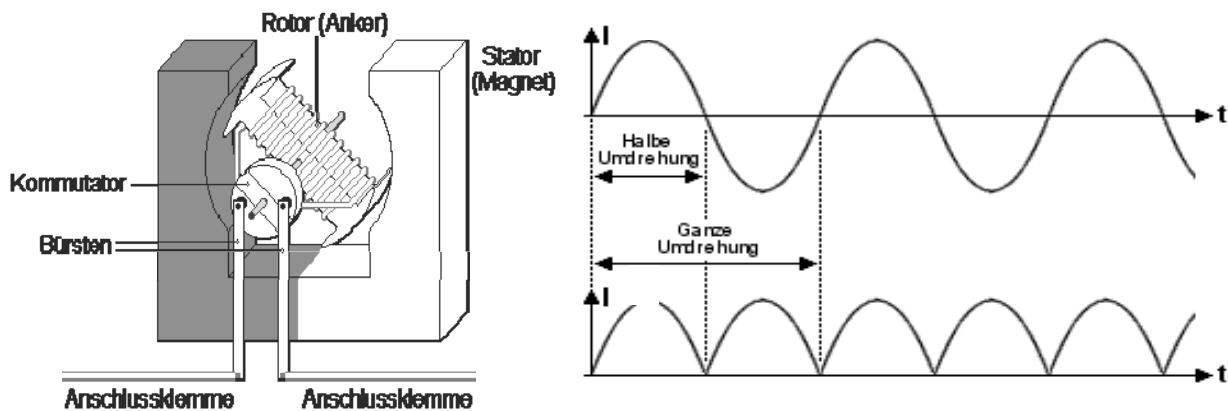


Abb. 1.2: Prinzip der mechanischen Gleichrichtung einer Wechselspannung

In der Praxis lässt man entweder eine Spule in einem Magnetfeld oder einem Magneten im Eisenkern einer Spule rotieren lassen. Daraus resultieren zwei Formen elektrischer Generatoren:

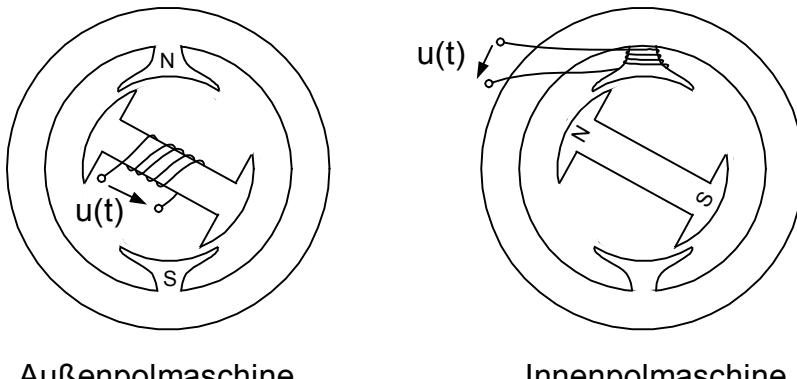


Abb. 1.3: Bauprinzipien elektrischer Maschinen

Auf den ersten Blick scheint die Innenpolmaschine konstruktive Vorteile zu bieten, da die Wicklung nicht mit rotiert und deshalb keine Schleifringe zur Abnahme des Stromes nötig sind. Tatsächlich sind auch alle modernen Drehstromgeneratoren in Fahrzeugen Innenpolmaschinen. Die früheren Gleichstromgeneratoren waren aber Außenpolmaschinen, da der erzeugte Wechselstrom durch einen mechanischen Polwender (Kommutator oder Kollektor genannt) gleichgerichtet werden musste. Erst als die Elektronik so weit fortgeschritten war, dass eine elektronische Gleichrichtung möglich war, setzte sich die Innenpolmaschine durch.

Die Erzeugung des Magnetfeldes (Erregerfeld) nennt man Erregung. Dies kann, wie in Abb. 1.3 gezeichnet, durch Permanentmagnete erfolgen. Solche Generatoren können aber nicht geregelt werden. Deshalb wird vorzugsweise das Erregerfeld durch Elektromagnete erzeugt. Dies führt bei der Innenpolmaschine dazu, dass man doch wieder Schleifringe zur Zufuhr des Erregerstroms benötigt. Allerdings ist dieser Erregerstrom wesentlich kleiner als der Laststrom.

Je nach der Schaltung der Erregerwicklung unterscheidet man verschiedene Erregungsarten (Abb. 1.4).

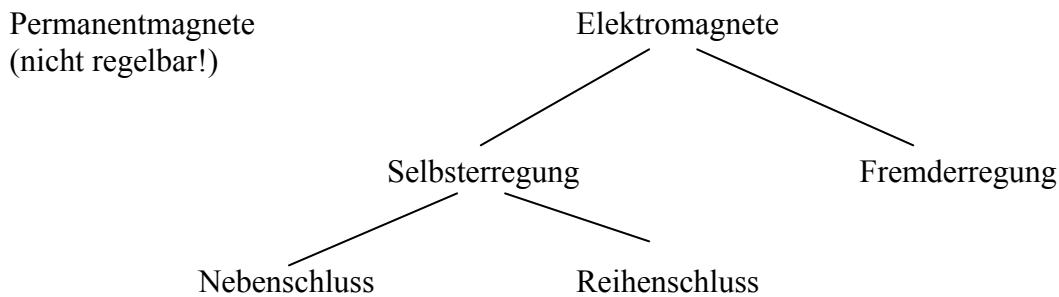


Abb. 1.4: Erregungsarten von Generatoren

Im Kfz findet man eine Mischung aus Fremderregung (aus der Batterie beim Motorstart) und Selbsterregung im Nebenschluss (bei Motorlauf).

Schaltbilder:

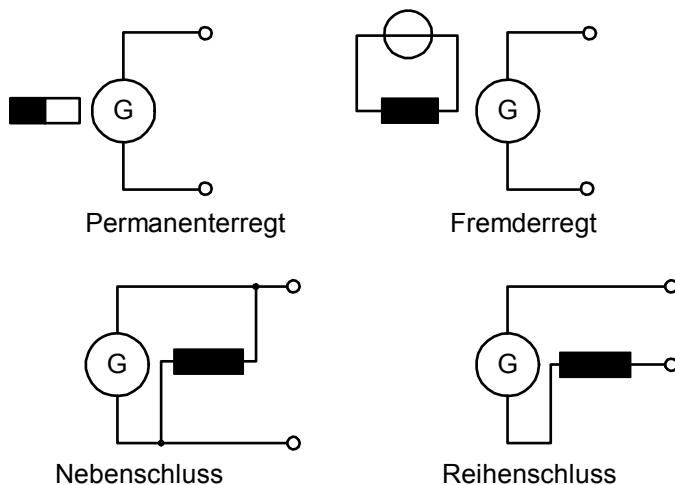


Abb. 1.5: Schaltbilder verschiedener Generatorarten

Die Lastkennlinien der Generatoren hängen sehr stark von der Erregung ab. Dies soll am Beispiel des fremderregten und des Nebenschlussgenerators gezeigt werden.

### Fremderregter Generator:

Bei allen Generatoren ist der Fluss wegen der Drehbewegung annähernd sinusförmig:

$$\Phi(t) = \Phi_{\max} \sin(\omega t). \quad (1.2)$$

Da nach dem Induktionsgesetz (Gleichung 1.1) die Spannung proportional zur Ableitung des Fluxes nach der Zeit ist, wird wegen des Nachdifferenzierens der Sinusfunktion die induzierte Spannung  $u$  proportional zur Kreisfrequenz  $\omega$ . Dies gilt auch nach dem Gleichrichten für die induzierte Quellenspannung:

$$U_q = \omega c \Phi = 2\pi n c \Phi. \quad (1.3)$$

Dabei ist  $\omega$  die Kreisfrequenz,  $n$  die Drehzahl und  $c$  eine Maschinenkonstante.

Das Ersatzschaltbild des fremderregten Generators zeigt Abb. 1.6:

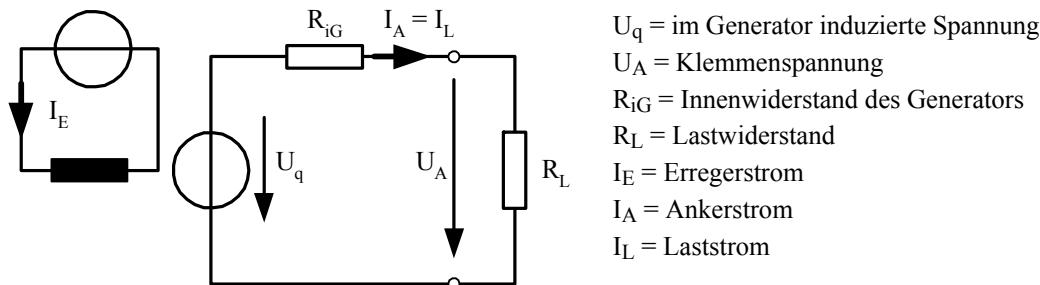


Abb. 1.6: Ersatzschaltbild des fremderregten Generators

Das Verhalten des Generators wird durch zwei Gleichungen beschrieben:

Gleichung 1.3 beschreibt das Leerlaufverhalten des Generators. Der Erregerfluss  $\Phi$  hängt wiederum vom Erregerstrom  $I_E$  ab, allerdings ist diese Abhängigkeit nichtlinear, da in magnetischen Kreisen Remanenz- und Sättigungseffekte auftreten.

Die zweite Gleichung ist die Zweipolgleichung:

$$U_A = U_q - R_{IG} I_A. \quad (1.4)$$

Diese beiden Gleichungen lassen sich in zwei Kennlinien darstellen, der Leerlauf- und der Belastungskennlinie.

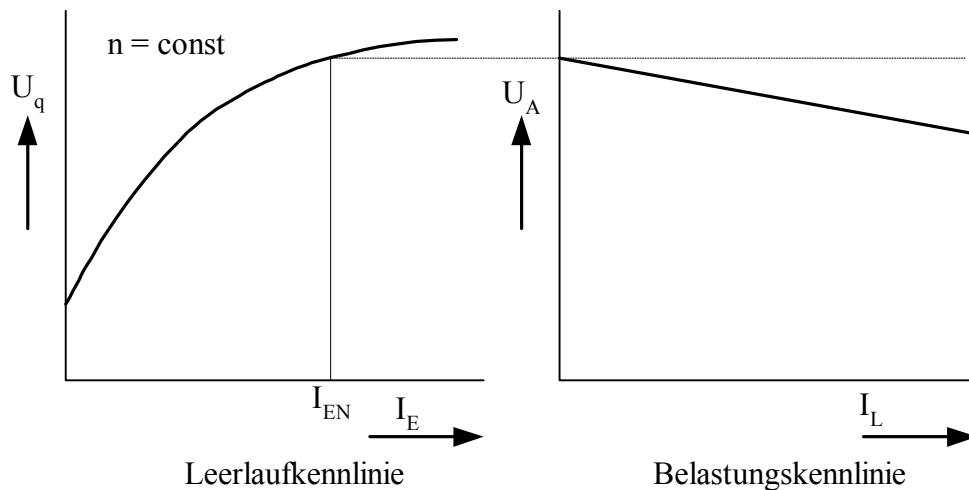


Abb. 1.7: Kennlinien des fremderregten Generators

Den Erregerstrom kann man frei wählen (z.B. durch Vorwiderstände im Erregerkreis). Damit lässt sich die Leerlaufspannung  $U_q$  einstellen, wobei zu beachten ist, dass obige Kennlinien für konstante Drehzahl gelten. Bei Veränderung der Drehzahl verhält sich  $U_q$  ebenfalls pro-

portional zur Drehzahl. Bei Belastung verhält sich der fremderregte Generator wie ein linearer aktiver Zweipol, d.h. die Klemmenspannung sinkt proportional zum Laststrom  $I_A$ . Die Belastungskennlinie ist „hart“; der Kurzschlussstrom kann sehr hoch werden. Bei länger andauerndem Kurzschluss wird der Generator im allgemeinen zerstört.

### Nebenschlussgenerator:

Beim Nebenschlussgenerator sind die Verhältnisse komplizierter, da ein Teil des Generatorstroms für die Erregung abgezweigt wird.

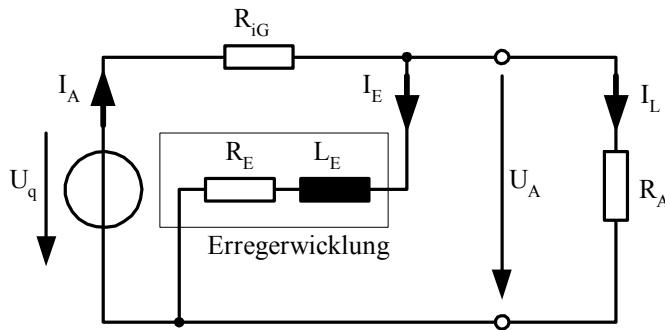


Abb. 1.8: Ersatzschaltbild des Nebenschlussgenerators

Im Leerlauf ( $I_L \rightarrow 0$ ) gelten folgende Gleichungen:

$$U_q = (R_{iG} + R_E) I_E \quad (1.5)$$

aber auch die Hauptgleichung 1.3

$$U_q = \omega c \Phi = 2\pi n c \Phi .$$

Da beide Gleichungen gleichzeitig erfüllt sein müssen, stellt sich im Leerlaufdiagramm in Abb. 1.9 ein Arbeitspunkt im Schnittpunkt der beiden Kurven ein.

Bei Belastung gelten folgende Bedingungen:

$$U_A = U_q - R_{iG} I_A \quad (\text{Maschensatz}) \quad (1.6)$$

$$U_A = R_E I_E \quad (\text{Ohmsches Gesetz}) \quad (1.7)$$

$$I_L = I_A - I_E \quad (\text{Knotensatz}) \quad (1.8)$$

Bei steigendem Laststrom  $I_L$  wird der Erregerstrom und mit ihm die Klemmenspannung kleiner. Bei Kurzschluss wird der Generator nur noch mit dem Remanenzfluss erregt. Dies ergibt die in Abb. 1.9 skizzierte Belastungskennlinie.

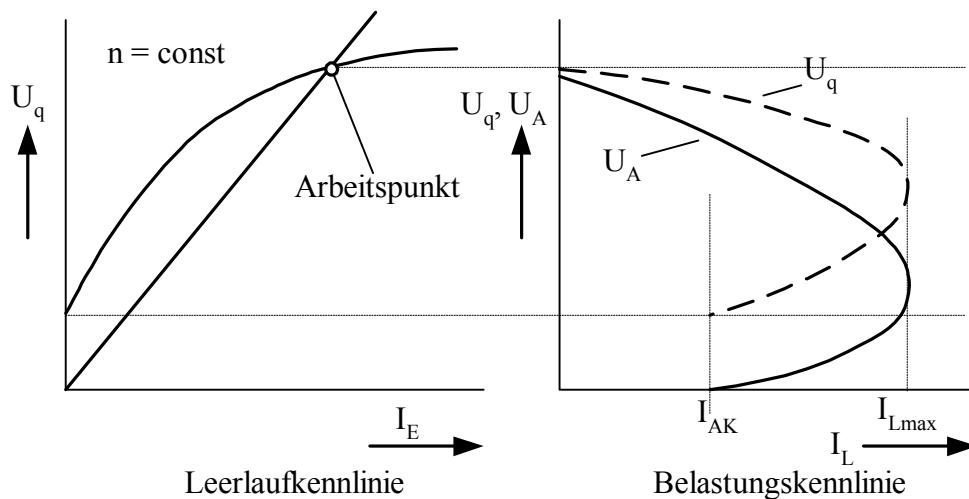


Abb. 1.9: Kennlinien des Nebenschlussgenerators

Der Nebenschlussgenerator hat eine „einziehende Kennlinie“. Der Kurzschlussstrom  $I_{L_K}$  ist wesentlich kleiner als der maximale Generatorstrom  $I_{L_{max}}$ . Der Nebenschlussgenerator ist kurzschlussfest. Daher ist er optimal für den Kfz-Einsatz geeignet.

### 1.1.1.2 Drehstromgenerator

Um das Prinzip des Drehstromgenerators zu verstehen, werden zunächst die Grundlagen zum Drehstrom (Vorlesung „Grundlagen der Elektrotechnik“) kurz wiederholt:

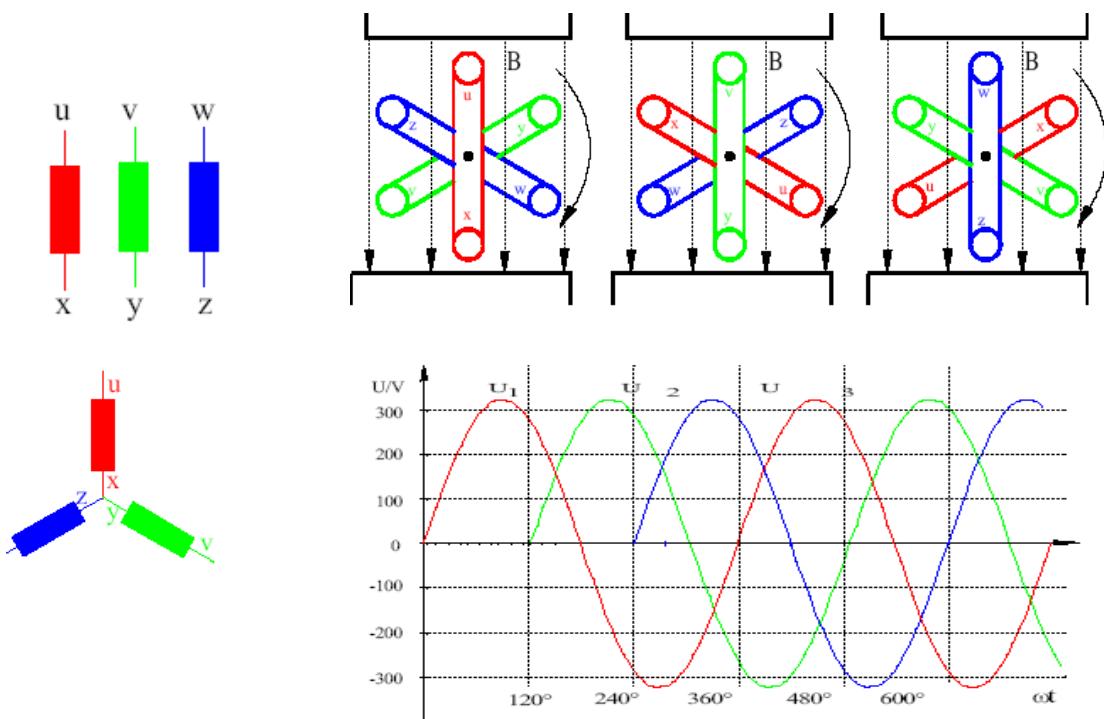


Abb. 1.10: Prinzip der Drehstromerzeugung

Abbildung 1.10 (Zeichnung wird in der Vorlesung ergänzt) zeigt das Prinzip der Erzeugung von Drehstrom. In drei räumlich um  $120^\circ$  versetzte Spulen werden drei um  $120^\circ$  phasenverschobene Spannungen induziert. Die drei Stränge werden meist in Sternschaltung verkettet.

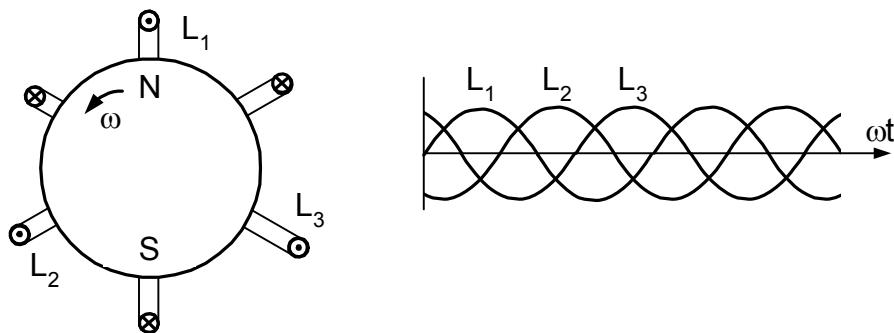


Abb. 1.11: Prinzip der Innenpolmaschine bei Drehstromerzeugung

Bei einer Innenpolmaschine (Abbildung 1.11) rotieren die Pole des Erregerfeldes (Rotor), die Spulen stehen fest (Stator). Die drei um  $120^\circ$  phasenverschobenen Spannungen werden mit einer sechspulsigen Brückenschaltung gleichgerichtet (Abb. 1.12). In der Praxis wählt man aber pro Phase mehrere Polpaare (z.B. sechs), was zu einer höheren Frequenz des Drehstroms führt.

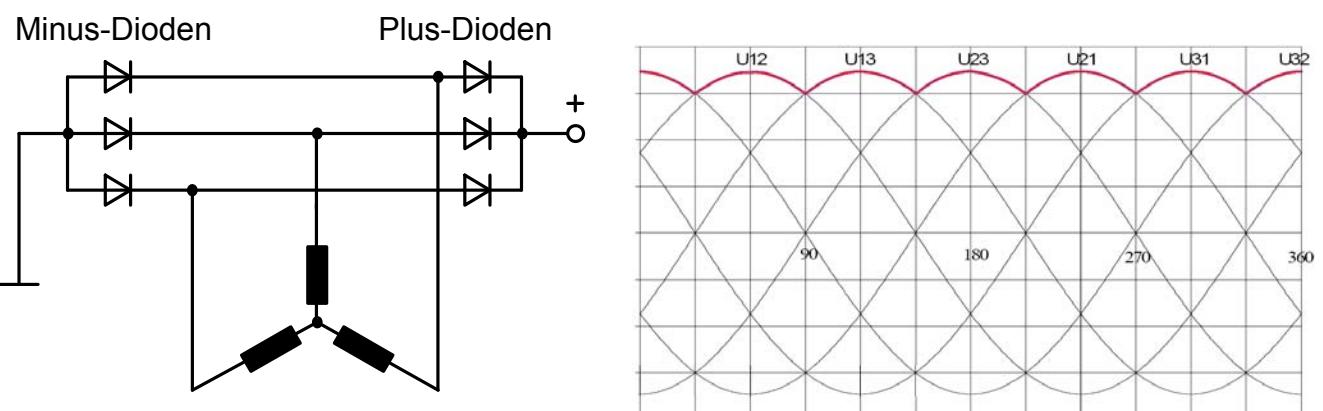
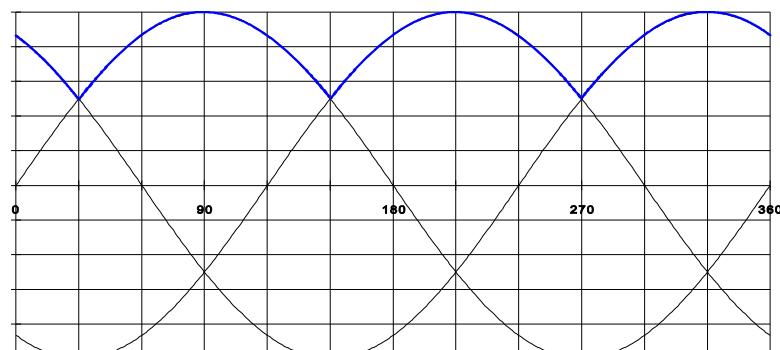


Abb. 1.12: Sechspulsiger Brückengleichrichter

Wie bereits erwähnt, wird der Generator beim Starten des Motors aus der Batterie fremderregt. Man nennt dieses Verfahren „Vorerregung“. Dazu führt man drei weitere Dioden, die Erregerdiode ein (Abb. 1.10). Dadurch entsteht eine zweite sechspulsige Brücke (die Minus-Dioden werden hierbei auch für die Gleichrichtung des Erregerstromes genutzt). Beim Starten kann der Generator noch keinen Strom liefern und sich deshalb nicht selbst erregen. Durch das Einschalten der Zündung wird aber der Batterie-Pluspol  $B^+$  mit dem Erreger-Pluspol  $D^+$  über die Ladekontrolllampe verbunden. Nun kann der Vorerregerstrom von  $B^+$  über den Regler (hier dargestellt als Kontakt) zur Erregerwicklung fließen. Sobald der Generator Spannung liefert, besteht zwischen  $B^+$  und  $D^+$  kein Potenzialunterschied mehr, die Ladekontrolllampe erlischt und der Erregerstrom kommt über die Erregerdiode aus dem Generator selbst.

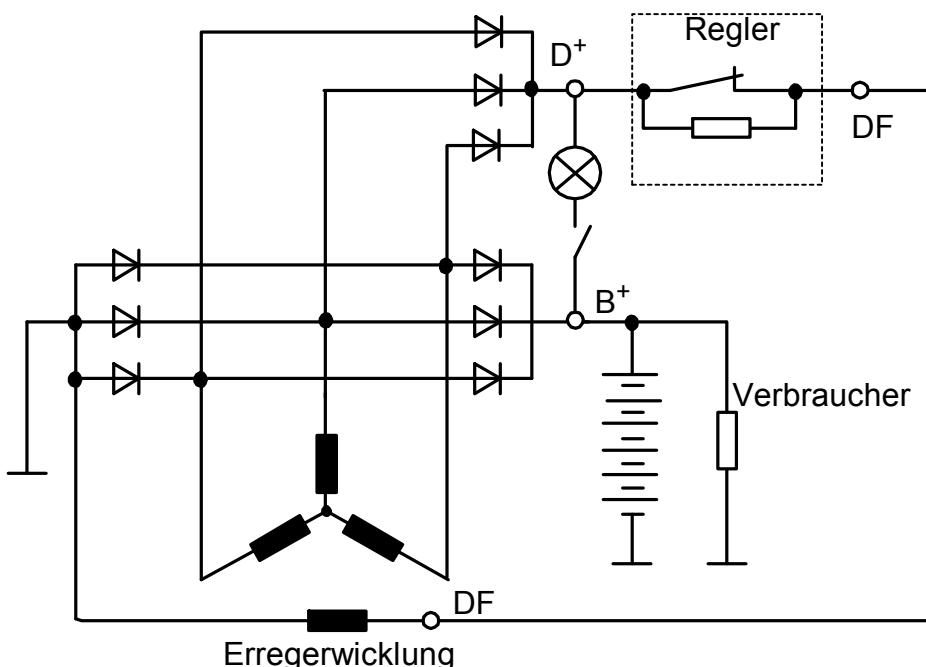
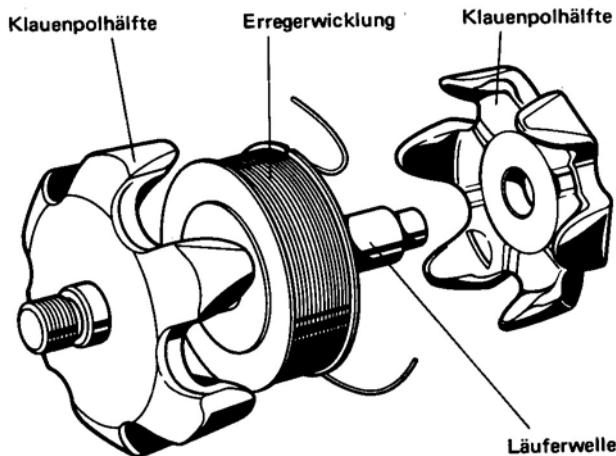


Abb. 1.13: Vollständige Generatorschaltung

## Ausführungsbilder:

### Klauenpolgenerator, Bauteil Klauenpol



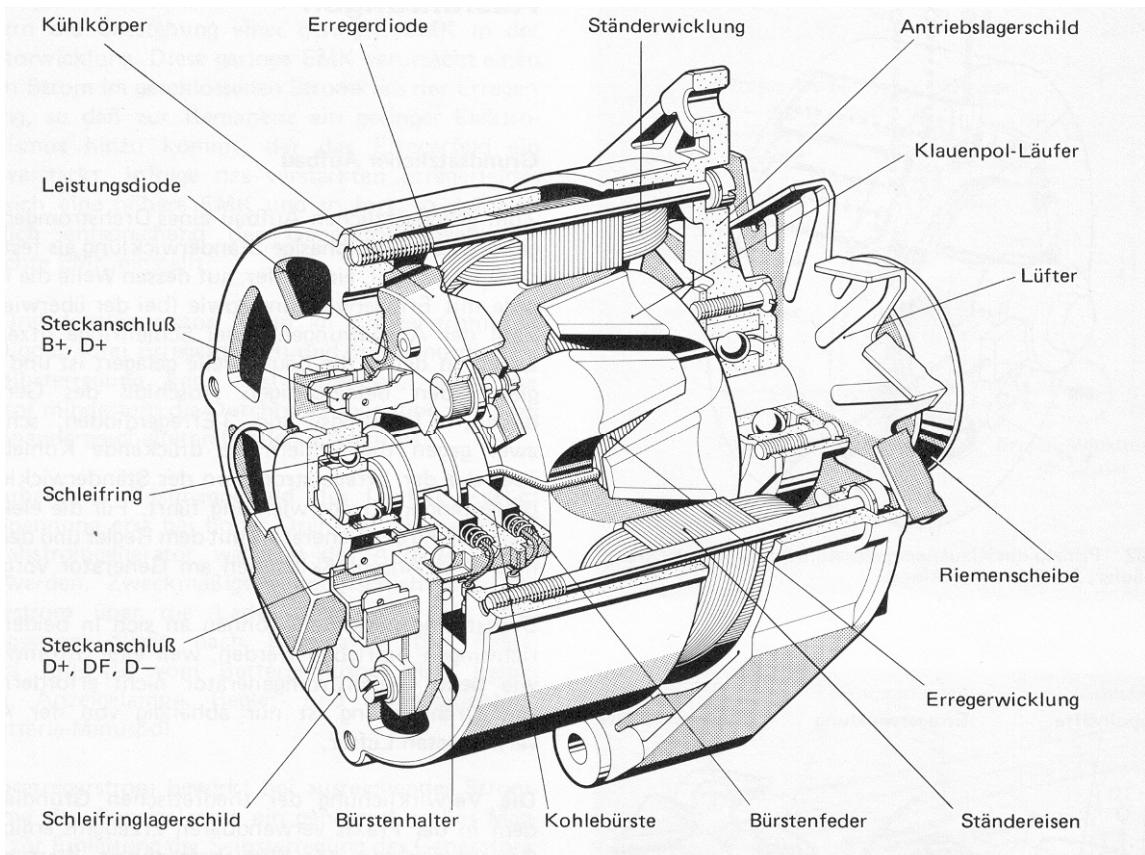
Vorteil:

Mit einer einzigen Erregerwicklung können mehrere (hier sechs) Polpaare realisiert werden.

(Werkbild: Bosch)

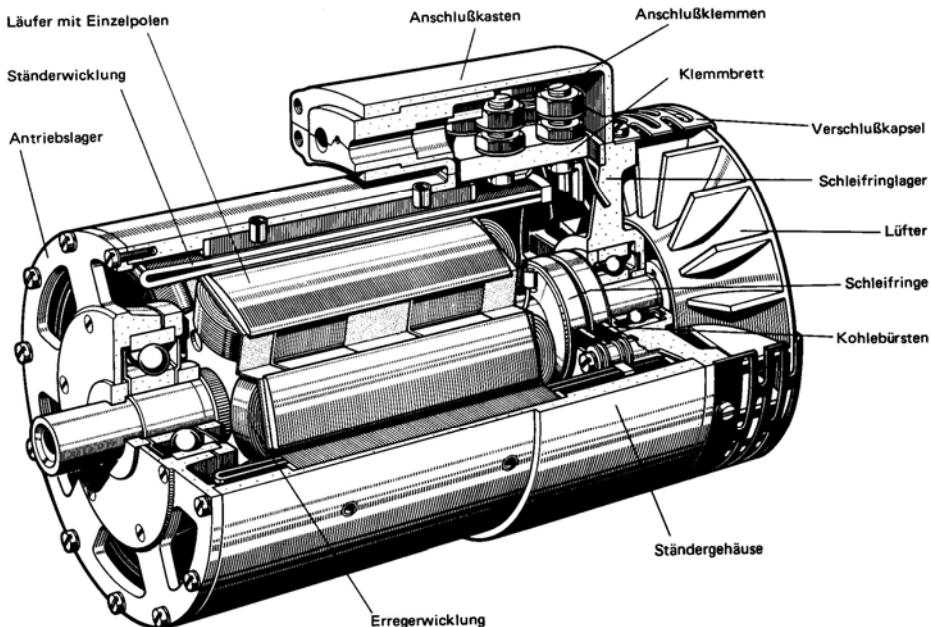
### Kompletter Klauenpolgenerator

(Werkbild: Bosch)



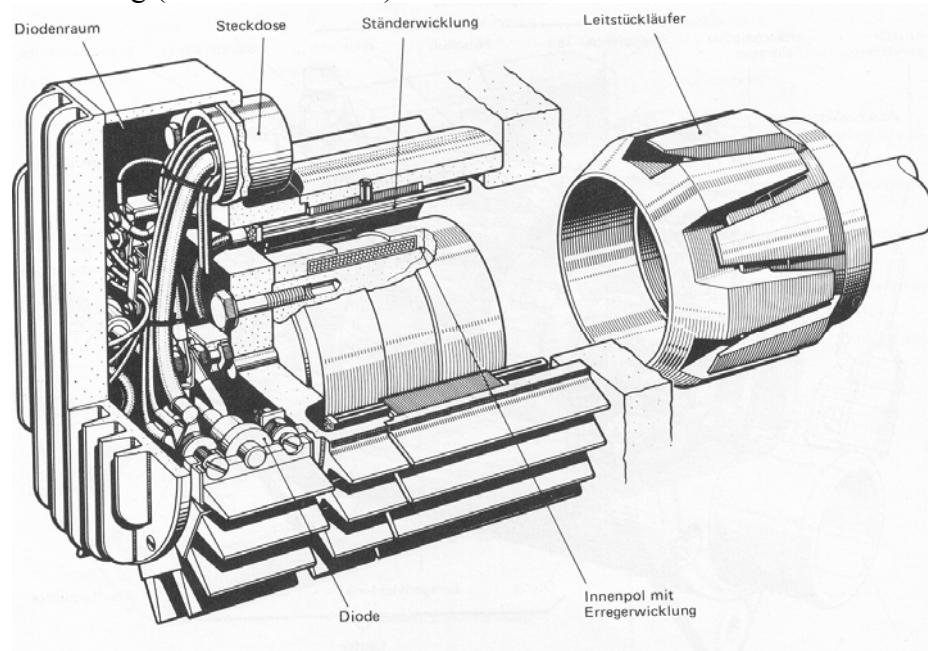
### Einzelpolgenerator

Für Fahrzeuge mit höherem Leistungsbedarf (Werkbild: Bosch)



### Generator mit Leitstückläufer

Für Fahrzeuge mit sehr hoher Laufleistung. Die Erregerwicklung steht still, es rotiert nur das Leitstück mit den Klauenpolen. Deshalb sind keine Schleifringe zur Zufuhr des Erregerstroms notwendig (Werkbild: Bosch)



### 1.1.1.3 Regelung von Generatoren

Die Regelung von Generatoren in Fahrzeugen ist sehr schwierig, da nicht nur Spannungsänderungen ausgeregelt werden müssen, die durch Lastschwankungen entstehen, sondern die erzeugte Spannung auch proportional zur Drehzahl ist. Bei einem Drehzahlverhältnis von 1:10 zwischen Leerlauf- und Maximaldrehzahl schwankt ohne Regelung auch die Bordspannung um den Faktor 10. Aus Gleichung 1.3 erkennt man, dass die einzige sinnvolle Eingriffsmöglichkeit zur Spannungsregelung die Veränderung des magnetischen Flusses im Eisenkreis des Generators ist. Diese Änderung kann man leicht durch Verstellen des Erregerstroms erzielen. In der Praxis haben sich sogenannte Schaltregler durchgesetzt, da sie im Gegensatz zu einem Vorwiderstand die Generatorenspannung praktisch verlustfrei regeln.  
Bei einem Schaltregler wird die Erregerwicklung pulsweise von der Versorgungsspannung getrennt und dann wieder dazugeschaltet.

Um das Prinzip des Schaltreglers zu verstehen, sollen kurz die Grundlagen zum Schalten von Induktivitäten (Vorlesung: Grundlagen der Elektrotechnik) wiederholt werden.

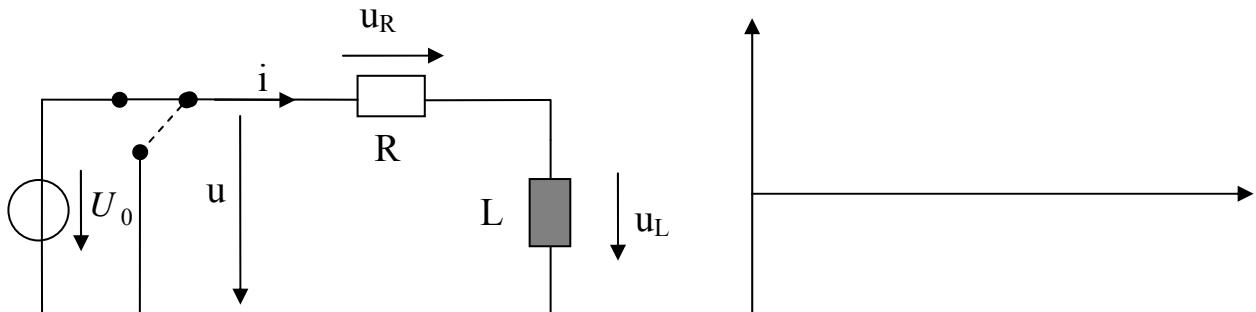


Abb. 1.14: Schaltvorgänge an Induktivitäten

Wird eine reale Spule (Reihenschaltung von R und L) an eine Versorgungsspannung gelegt (Abbildung 1.14: Schalter wird geschlossen), dann steigt der Strom exponentiell entsprechend Gleichung 1.9 an:

$$i_L(t) = \frac{U_0}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{mit: } \tau = \frac{L}{R} \quad (1.9)$$

Wird der Schalter wieder geöffnet, fällt der Strom entsprechend Gl. 1.10 ab:

$$i_L(t) = \frac{U_0}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit: } \tau = \frac{L}{R} \quad (1.10)$$

Die Spannung an der Induktivität kann mit:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (1.11)$$

berechnet werden.

Abb. 1.15 zeigt das Prinzip eines Schaltreglers.

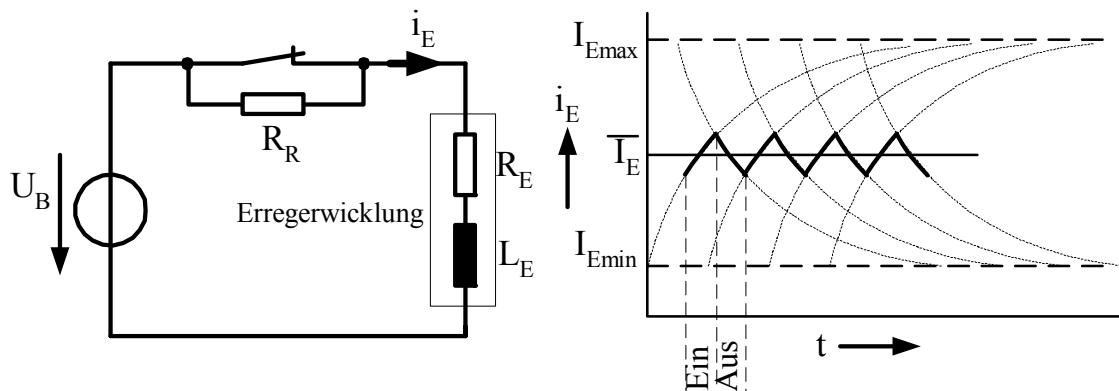
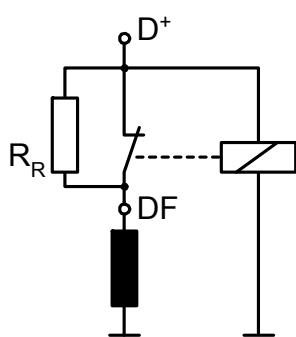


Abb. 1.15: Prinzip des Schaltreglers

Der Schaltregler wird erst durch die Wirkung der Induktivität  $L_E$  der Erregerwicklung möglich. Durch sie steigt beim Einschalten der Strom gemäß der punktiert gezeichneten Exponentialfunktion an, beim Ausschalten fällt er ebenfalls exponentiell ab. Die Grenzwerte sind:  $I_{E\max} = U_B/R_E$  und  $I_{E\min} = U_B/(R_R + R_E)$ . Schaltet man schnell genug hin und her, so stellt sich ein mittlerer Erregerstrom  $\bar{i}_E$  mit geringer Restwelligkeit ein. Vergrößert man die Einschaltzeit auf Kosten der Ausschaltzeit, steigt dieser mittlere Erregerstrom an, vergrößert man die Ausschaltzeit, so sinkt er.

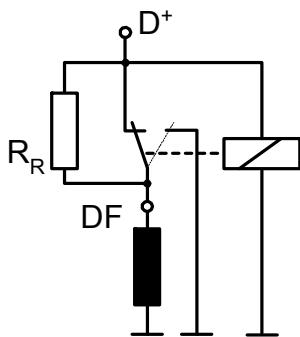
Um dieses Prinzip in einen echten Regler umzusetzen, muss man den Kontakt abhängig von der Bordspannung betätigen. Wie bei jedem Regler findet ein Soll-Ist-Vergleich statt, wobei der Istwert für die Bordspannung in die Anzugskraft eines Relaisankers umgewandelt wird. Den Sollwert stellt eine Federkraft dar, die der Magnetkraft entgegenwirkt. Bei hoher Bordspannung zieht der Anker an und der Kontakt wird geöffnet, wodurch der Erregerstrom sinkt. Bei niedriger Bordspannung fällt der Anker ab, der Kontakt wird geschlossen, wodurch der Erregerstrom steigt. Regelungstechnisch ist dies ein Zweipunktregler.

Abb. 1.16 zeigt den einfachsten Regler, der nach diesem Prinzip arbeitet, den sogenannten Einkontaktregler.



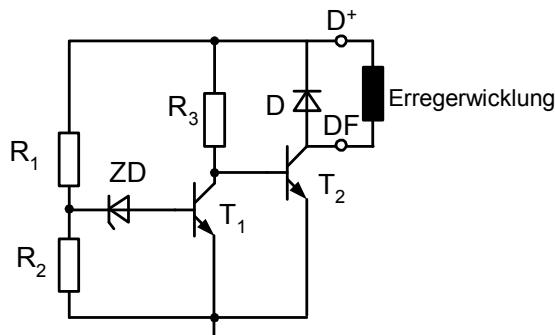
Dieses Prinzip weist einen gravierenden Nachteil auf: Macht man den Regelwiderstand zu klein, wird auch der Regelbereich kleiner. Man kann  $R_R$  aber nicht beliebig vergrößern, weil sonst beim Ausschalten am Kontakt eine hohe Spannungsspitze entsteht, die zu einem Lichtbogen führt (ein Effekt, der bei der Zündung von Ottomotoren sehr nützlich ist). Dies führt zu einem schnellen Kontaktabbbrand und damit zu sehr niedriger Kontaktlebensdauer.

Abb. 1.16: Einkontaktregler



Eine deutliche Verbesserung des Einkontaktreglers ist der Zweikontaktregler. Hier setzt man statt des Öffners einen Umschaltkontakt ein, wobei in der zweiten Kontaktstellung die Erregerwicklung kurzgeschlossen wird. In dieser Stellung ist der minimale Erregerstrom auf jeden Fall Null, auch wenn man einen relativ niedrigen Regelwiderstand verwendet. Der Zweikontaktregler hat also einen größeren Regelbereich als der Einkontaktregler.

Abb. 1.17: Zweikontaktregler



Heute setzt man praktisch keine Kontaktregler mehr ein, sondern verwendet elektronische Regler in Hybridtechnik (diskrete Bauteile und integrierte Schaltungen gemischt auf einem Trägersubstrat) oder reine integrierte Regler. Abb. 1.18 zeigt das Prinzip eines elektronischen Schaltreglers.

Abb. 1.18: Prinzipschaltbild eines elektronischen Reglers

Bei diesem Regler wird der Istwert der Bordspannung, abgegriffen am Spannungsteiler  $R_1/R_2$ , mit dem Sollwert (Zenerspannung der Zenerdiode ZD) verglichen. Ist die (geteilte) Bordspannung höher als die Zenerspannung, leitet die Zenerdiode, der Transistor  $T_1$  leitet, damit wird die Basis von  $T_2$  auf Masse gelegt, wodurch dieser sperrt. Der Erregerstrom sinkt ab, denn obwohl  $T_2$  sperrt, kann er noch über die Freilaufdiode weiterfließen bis die im Magnetfeld gespeicherte Energie vollständig abgebaut ist.

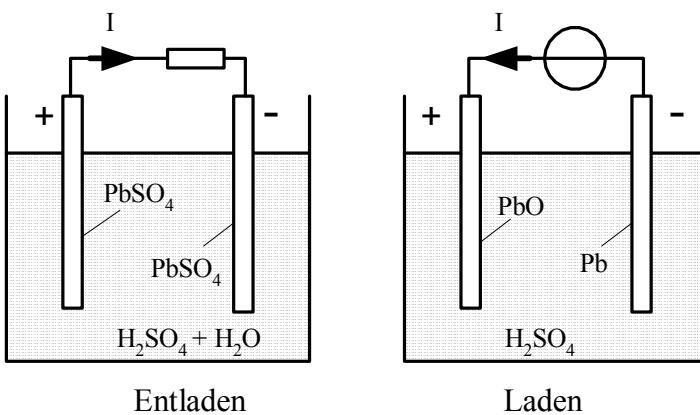
Ist die geteilte Bordspannung kleiner als die Zenerspannung, erhält  $T_1$  keinen Basisstrom und sperrt.  $T_2$  erhält dann über  $R_3$  seinen Basisstrom und leitet, wodurch der Erregerstrom ansteigt und mit ihm auch die Bordspannung.

Da die Freilaufdiode das Kurzschließen der Erregerwicklung beim Abschalten von  $T_2$  übernimmt, verhält sich der elektronische Regler regelungstechnisch wie der Zweikontaktregler, allerdings mit wesentlich besserem Schaltverhalten hinsichtlich Frequenz und Verschleiß.

## 1.1.2 Batterie

### 1.1.2.1 Grundlagen

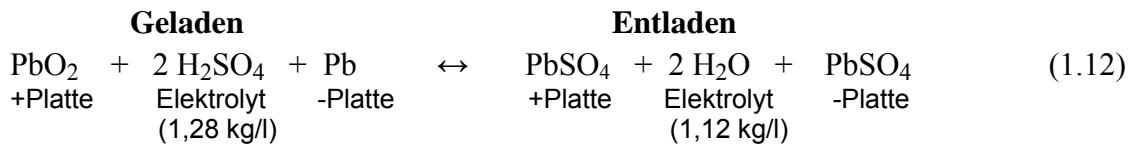
Eine Kfz-Starterbatterie ist ein galvanisches Sekundärelement, also ein wiederaufladbarer Akkumulator. Aus Kostengründen wird nahezu ausschließlich der Bleiakkumulator verwendet.



Er weist eine relativ hohe Zellenspannung von etwa 2 Volt auf, so dass für ein 12V-Bordnetz sechs in Reihe geschaltete Zellen nötig sind. Durch konstruktive und metallurgische Maßnahmen und auch wegen der guten Regelcharakteristik elektronischer Generator-Regler sind Bleibatterien heute praktisch wartungsfrei. Ein Gel-Elektrolyt verbessert zusätzlich noch die Auslaufsicherheit.

Abb. 1.19: Prinzip des Ladens und Entladens eines Bleiakkus

Die chemische Reaktion wird durch folgende Gleichung beschrieben:



Die linke Seite der Gleichung weist einen höheren Energieinhalt auf. Beim Entladen wird diese Energie in Form von elektrischer Energie abgegeben.

Abb. 1.20 zeigt eine typische Lade-Entladekurve, wobei jeweils ein Lade- bzw. Entladestrom fließt.

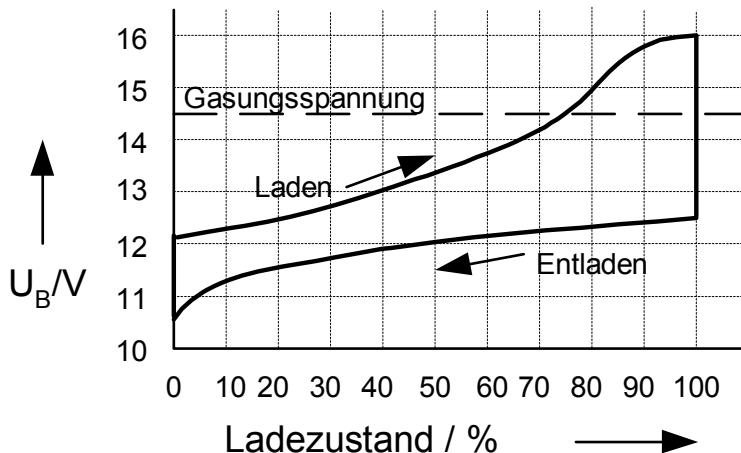


Abb. 1.20 Lade-/Entladekurve eines Bleiakkus



### 1.1.2.2 Kenngrößen

Das Typenschild einer Starterbatterie enthält Angaben über die drei wichtigsten Kenngrößen:

#### Nennspannung

Die Nennspannung ist die Klemmenspannung unter normierten Bedingungen, beim Bleiakkumulator 2 Volt pro Zelle.

#### Nennkapazität

Die Nennkapazität (physikalisch eigentlich: Ladung) ist das Produkt aus Stromstärke x Zeit bis eine vollgeladene Batterie völlig entleert ist. Dieser Wert wird nur bei fabrikneuen Batterien bei einer Entladung über 20 Stunden bei definierter Temperatur erreicht. Die tatsächliche Kapazität ist wesentlich niedriger und von mehreren Faktoren abhängig, wie z.B.

- der Dichte des Elektrolyten
- der Temperatur des Elektrolyten, mit sinkender Temperatur sinkt die Kapazität sehr stark,
- dem zeitlichen Verlauf der Entladung, je höher die Entladestromstärke ist, desto niedriger die Kapazität,
- dem Alter der Batterie, die Kapazität nimmt mit steigendem Alter ab.
- 

#### Kälteprüfstrom

Der Kälteprüfstrom ist ein Maß für die Kaltstartfähigkeit der Batterie. Die Batterie wird bis auf  $-18^{\circ}\text{C}$  abgekühlt und dann mit dem Kälteprüfstrom belastet. Nach 30 s muss die Klemmenspannung pro Zelle größer als 1,4 V sein (während der Stromentnahme), nach 60 s muss sie noch mindestens 1,0 V betragen.

In der Praxis muss man noch zwei wesentliche Effekte beachten:

- Die Selbstentladung, die bis zu 1% der gespeicherten Ladungsmenge pro Tag beträgt kann. Bei modernen Batterien ist der Wert allerdings wesentlich niedriger.
- Die Sulfatierung, die nur bei entladenen Batterien auftreten kann. Dabei wird durch Kristallwachstum das feinkristalline Bleisulfat grobkristallin, die aktive Oberfläche verkleinert sich und die Kapazität sinkt sehr stark ab.
- Das Einfrieren im Winter; dieses kann ebenfalls nur bei entladener Batterie auftreten, da bei einer vollgeladenen Batterie der Elektrolyt so dicht ist, dass ein Einfrieren unmöglich ist.

Fazit: Batterien sollten zur Vermeidung von Einfrieren und Sulfatierung immer voll geladen aufbewahrt werden. Im Handel sind Ladegeräte erhältlich, die für eine ständige Erhaltungsladung sorgen.

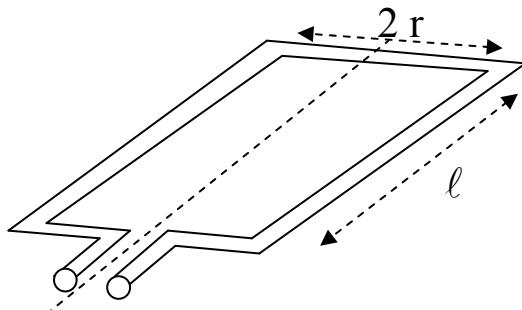
## 1.2 Starter

### 1.2.1 Grundlagen

#### Grundprinzip eines Elektromotors

Das Prinzip eines Elektromotors basiert auf der Lorentzkraft. In der Vorlesung wird Abbildung 1.21 ergänzt und das Drehmoment bestimmt, welches auf eine stromdurchflossene Spule im äußeren Magnetfeld wirkt.

perspekt. Darstellung:



2-D-Darstellung:

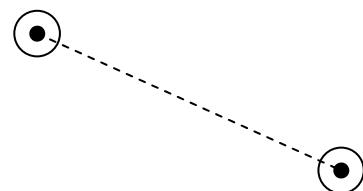


Abb. 1.21: Drehmoment einer stromdurchflossenen Spule

Das Drehmoment hängt von der Rotationsposition der Spule  $\beta$ , von der Anzahl der Windungen N, vom äußeren Magnetfeld, vom Strom der Spule und von der Spulenfläche ab. Es berechnet sich wie folgt (die Herleitung erfolgt in der Vorlesung):

$$\begin{aligned} M &= N \cdot I \cdot A \cdot B \cdot \sin(\beta) \\ &= N \cdot I \cdot \phi_{\max} \cdot \sin(\beta) \end{aligned} \quad (1.13)$$

Ohne Richtungswechsel vom Strom würde ein sinusförmiges Drehmoment entstehen. Damit wäre eine Rotationsbewegung des Rotors nicht möglich. In Abbildung 1.22 ist das Prinzip erläutert, wie durch Polwendung eine Rotationsbewegung erzeugt werden kann.

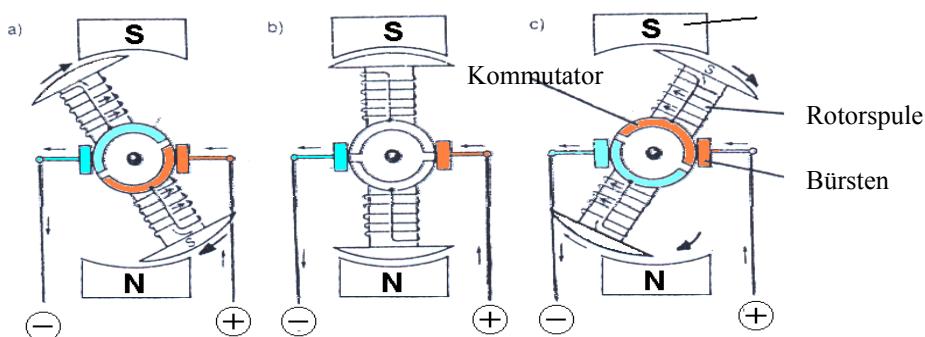


Abb. 1.22: Prinzip der Polwendung

### Unterscheidungskriterien von Startern:

Starter werden einerseits nach dem Einspurmechanismus, andererseits nach dem Elektromotor unterschieden.

Unterscheidung nach dem Einspurmechanismus

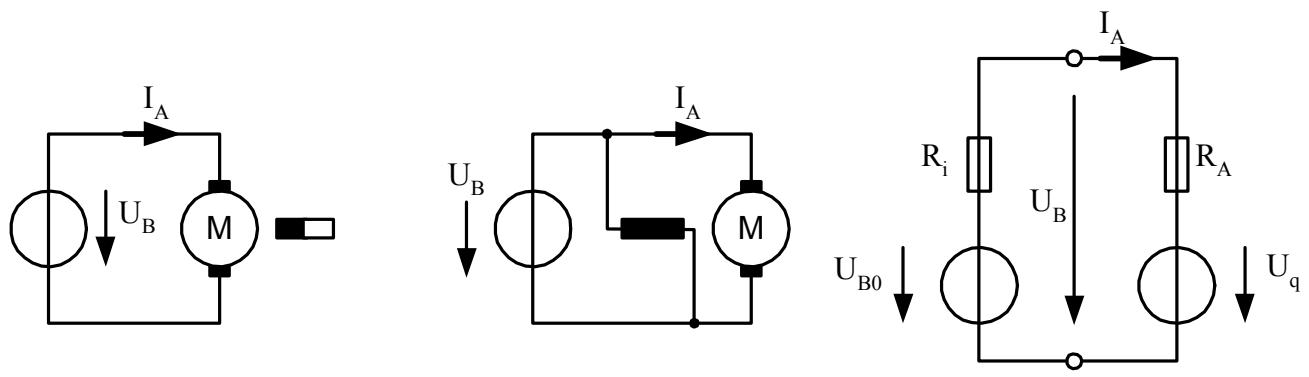
- Schraubtriebstarter (für einfache Anwendungen),
- Schubschraubtriebstarter (häufigster PKW-Starter, siehe Abb. ....),
- Schubtriebstarter (meist für größere Leistungen wie LKW und Busse, siehe Seite 1.23).

Unterscheidung nach dem Elektromotor

- Permanenterregt,
- Reihenschlussmotor.

### Verhalten des permanenterregten Elektromotors und des Nebenschlussmotors

Die Kennlinien beider Motoren sind ähnlich, wenn sich die Betriebsspannung bei Belastung nicht ändert, sogar identisch. Abb. 1.23 zeigt die Schaltbilder beider Motortypen und das gemeinsame Ersatzschaltbild des Ankerkreises.



a) Permanenterregt

b) Nebenschluss

c) Ersatzschaltbild

Abb. 1.23: Permanenterregter und Nebenschlussmotor

Bei den nachfolgenden Überlegungen werden folgende Effekte vernachlässigt:

- Spannungsabfall an den Kohlebürsten,
- Spannungsabfall an R<sub>i</sub>, der durch den Erregerstrom beim Nebenschlussmotor verursacht wird.

Es gelten folgende Formelzeichen: I<sub>A</sub> = Ankerstrom, U<sub>B0</sub> = Leerlaufspannung der Batterie, U<sub>B</sub> = Klemmenspannung der Batterie, R<sub>i</sub> = Innwiderstand der Batterie, R<sub>A</sub> = Widerstand der Ankerwicklung.

Wie beim Generator gilt wieder Gleichung 1.3:

$$U_q = \omega c \Phi = 2 \pi n c \Phi.$$

$$\text{Damit gilt: } U_B = U_q + R_A I_A = 2 \pi n c \Phi + R_A I_A, \quad (1.14)$$



und weiterhin:  $U_{B0} = 2 \pi n c \Phi + (R_A + R_i) I_A$ . (1.15)

Das Drehmoment des Motors ist proportional zum Ankerstrom:

$$M = c \Phi I_A. \quad (1.16)$$

Löst man Gleichung 1.15 nach  $n$  auf und setzt Gleichung 1.16 ein, erhält man den Verlauf der Drehzahl in Abhängigkeit vom Drehmoment.

$$n = \frac{U_{B0} - (R_i + R_A) I_A}{2 \pi c \Phi}, \quad (1.17)$$

$$n = \frac{U_{B0}}{2 \pi c \Phi} - \frac{(R_i + R_A) M}{2 \pi (c \Phi)^2}. \quad (1.18)$$

Grafisch dargestellt geben die Gleichungen 1.16 und 1.18 folgende Verläufe von  $n$  und  $I_A$  über dem Drehmoment  $M$ :

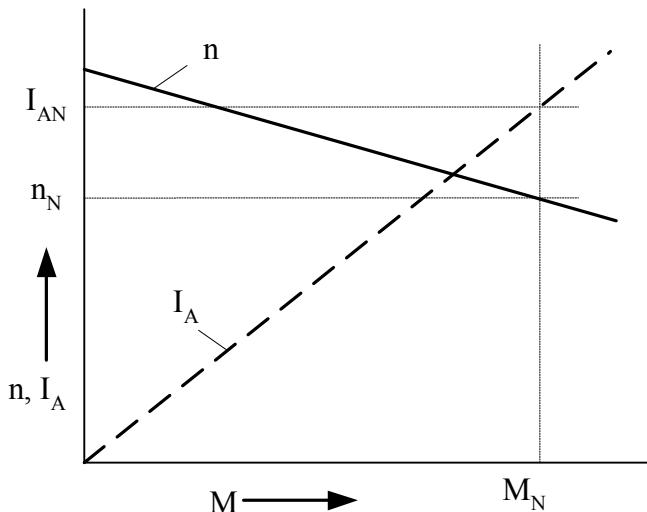


Abb. 1.24: Kennlinien von permanenterregtem und Nebenschlussmotor

Das Anlaufmoment des Motors ergibt sich aus Gleichung 1.18, wenn man  $n = 0$  setzt:

$$M_A = \frac{U_{B0} c \Phi}{(R_A + R_i)}, \quad (1.19)$$

die theoretische Leerlaufdrehzahl (wenn man die Lagerreibung vernachlässigt und dadurch der Ankerstrom zu Null wird):

$$n_0 = \frac{U_{B0}}{2 \pi c \Phi}. \quad (1.20)$$

## Verhalten des Reihenschlussmotors

Beim Reihenschlussmotor erhöht sich der Erregerfluss bei Belastung des Motors, weil der Ankerstrom gleichzeitig auch Erregerstrom ist. Abb. 1.25 zeigt das Schaltbild des Motors und das Ersatzschaltbild des Ankerkreises.

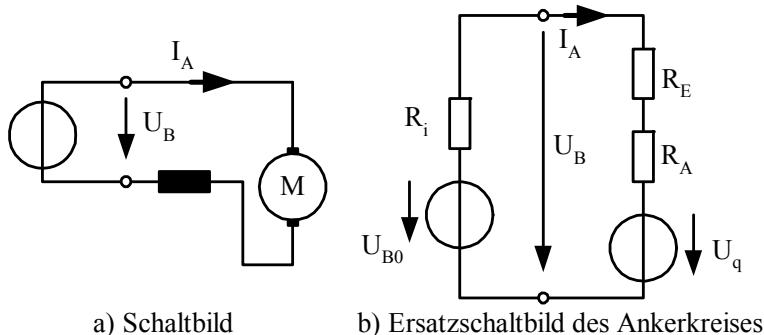


Abb. 1.25: Schaltbilder des Gleichstrom-Reihenschlussmotors

Bei den folgenden Ableitungen werden die Spannungsabfälle an den Kohlebürsten vernachlässigt.

$$U_{B0} = U_q + (R_i + R_E + R_A) I_A = 2 \pi n c \Phi + (R_i + R_E + R_A) I_A. \quad (1.21)$$

Im Gegensatz zum permanenterregten Motor hängt der Fluss  $\Phi$  vom Ankerstrom ab, und zwar nichtlinear in Form einer Magnetisierungskurve mit Remanenz und Sättigung (Abb. 1.26).

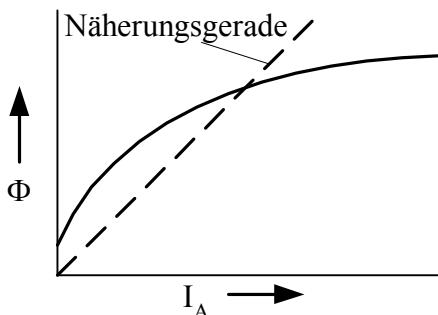


Abb. 1.26: Näherungsgerade für  $\Phi = f(I_A)$

Mit der Proportionalitätskonstanten  $k$  gemäß obiger Näherung erhält man

$$\Phi = k I_A \quad (1.22)$$

Und eingesetzt in Gleichung 1.21

$$U_{B0} = 2 \pi n c k I_A + (R_i + R_E + R_A) I_A. \quad (1.23)$$

Analog zu Gleichung 1.16 gilt für das Drehmoment:

$$M = c \Phi I_A = c k I_A^2. \quad (1.24)$$

Setzt man Gleichung 1.24 in 1.23 ein und löst nach n auf, erhält man den Verlauf der Drehzahl in Abhängigkeit vom Drehmoment.

$$n = \frac{U_{B0}}{2\pi ck M} - \frac{R_i + R_E + R_A}{2\pi ck}. \quad (1.25)$$

Die Gleichungen 1.24 und 1.25 ergeben als grafische Darstellung:

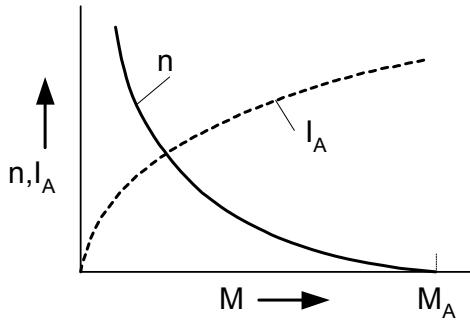


Abb. 1.27: Kennlinien des Reihenschlussmotors

Nach Gleichung 1.25 geht die Leerlaufdrehzahl theoretisch gegen Unendlich, was aber an der Näherung nach Abb. 1.26 liegt. Dennoch können bei Gleichstrom-Reihenschlussmotoren, die nicht belastet werden, die Drehzahlen unzulässig hoch werden (der Motor „geht durch“).

Der Anlaufstrom  $I_{A0}$  ergibt sich zu

$$I_{A0} = \frac{U_{B0}}{R_i + R_E + R_A}, \quad (1.26)$$

das Anlaufmoment  $M_A$  zu

$$M_A = ck \frac{U_{B0}^2}{(R_i + R_E + R_A)^2} = ck I_{A0}^2. \quad (1.27)$$

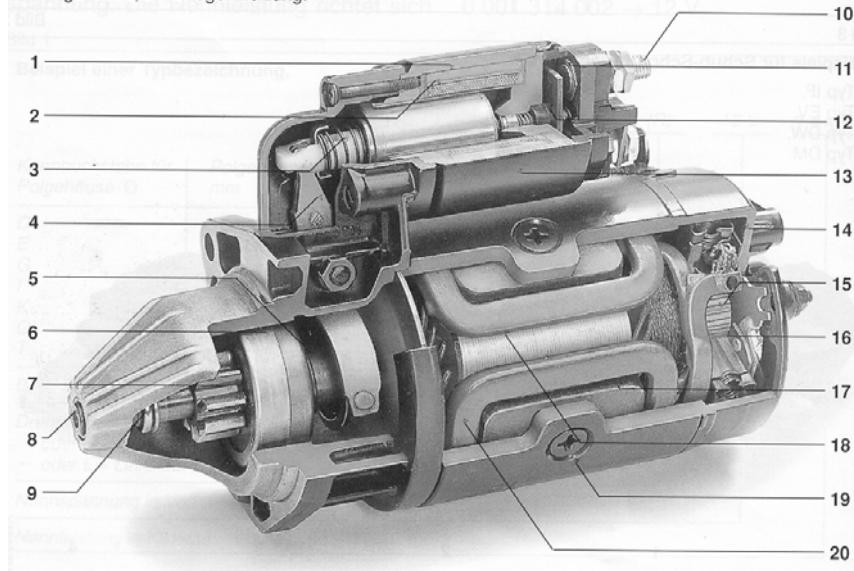
Eigentlich ist der Gleichstrom-Reihenschlussmotor der ideale Startermotor, weil er ein sehr hohes Anlaufmoment aufweist. Dies ist vor allem beim Kaltstart eines Verbrennungsmotors nützlich, weil man hierzu ein hohes „Losbrechmoment“ benötigt. Da der permanenterregte Gleichstrommotor aber wesentlich kostengünstiger herzustellen ist, hat er sich in den letzten Jahren besonders als PKW-Starter durchgesetzt. Der Verlust an Anlaufmoment wird dabei durch ein in den Starter eingebautes Vorgelege (in Form eines Planetengetriebes) kompensiert.

## 1.2.2 Ausführungsformen von Startern

### Schubsschraubtriebstarter, Gleichstrom-Reihenschlussmotor

(Werkbild: Bosch)

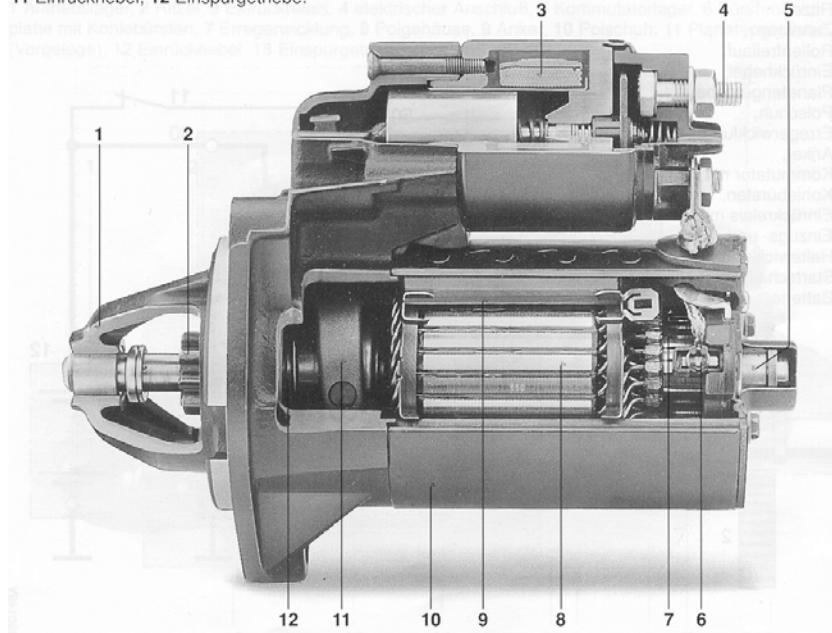
1 Haltewicklung, 2 Einzugswicklung, 3 Rückstellfeder, 4 Einrückhebel, 5 Einspurfeder, 6 Rollenfreilauf, 7 Ritzel, 8 Ankerwelle, 9 Anschlagring, 10 elektrischer Anschluß, 11 Kontakt, 12 Kontaktbrücke, 13 Einrückrelais, 14 Kommutatorlager, 15 Kommutator, 16 Bürstenhalter, 17 Polschuh, 18 Anker, 19 Polgehäuse, 20 Erregerwicklung.



### Schubsschraubtriebstarter, permanenterregter Gleichstrommotor

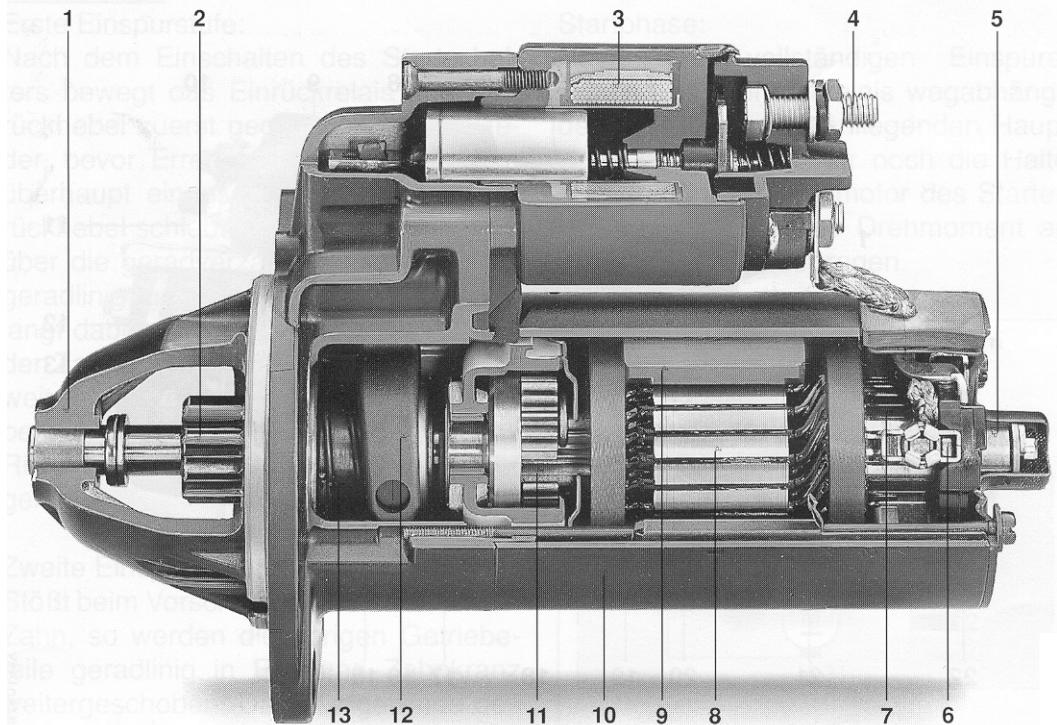
(Werkbild: Bosch)

1 Antriebslager, 2 Ritzel, 3 Einrückrelais, 4 elektrischer Anschluß, 5 Kommutatorlager, 6 Bürstenhalterplatte mit Kohlebürsten, 7 Kommutator, 8 Anker, 9 Permanentmagnet, 10 Polgehäuse, 11 Einrückhebel, 12 Einspurgetriebe.



## Schubschraubtriebstarter mit Vorgelege, permanenterregter Gleichstrommotor (Werkbild: Bosch)

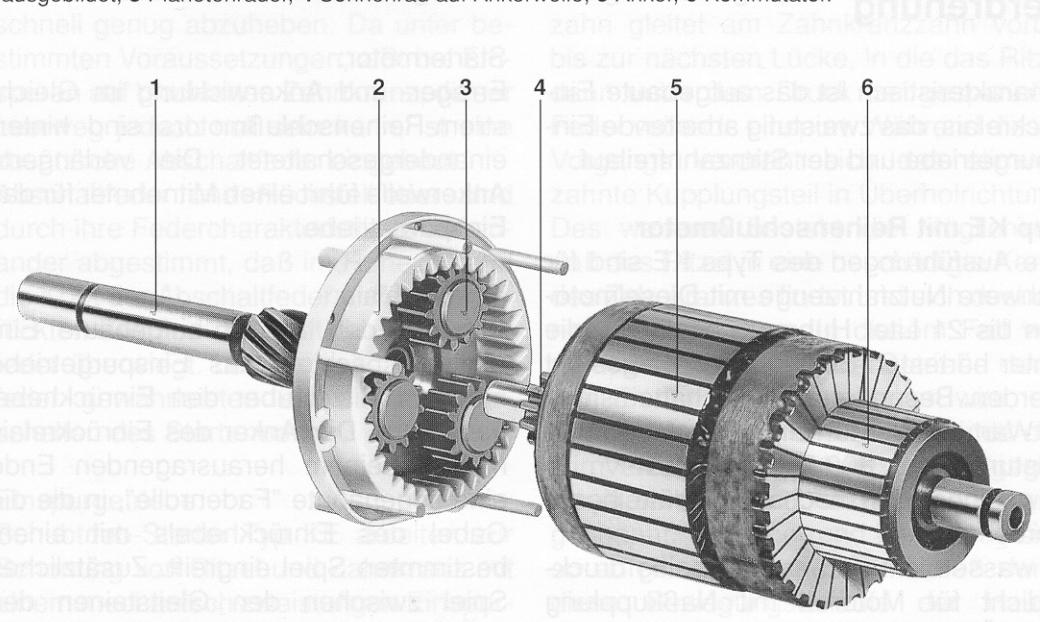
1 Antriebslager, 2 Ritzel, 3 Einrückrelais, 4 elektrischer Anschluß, 5 Kommutatorlager, 6 Bürstenhalterplatte mit Kohlebürsten, 7 Kommutator, 8 Anker, 9 Permanentmagnet, 10 Polgehäuse, 11 Planetengetriebe (Vorgelege), 12 Einrückhebel, 13 Einspurgetriebe.



### Detailansicht des Vorgeleges

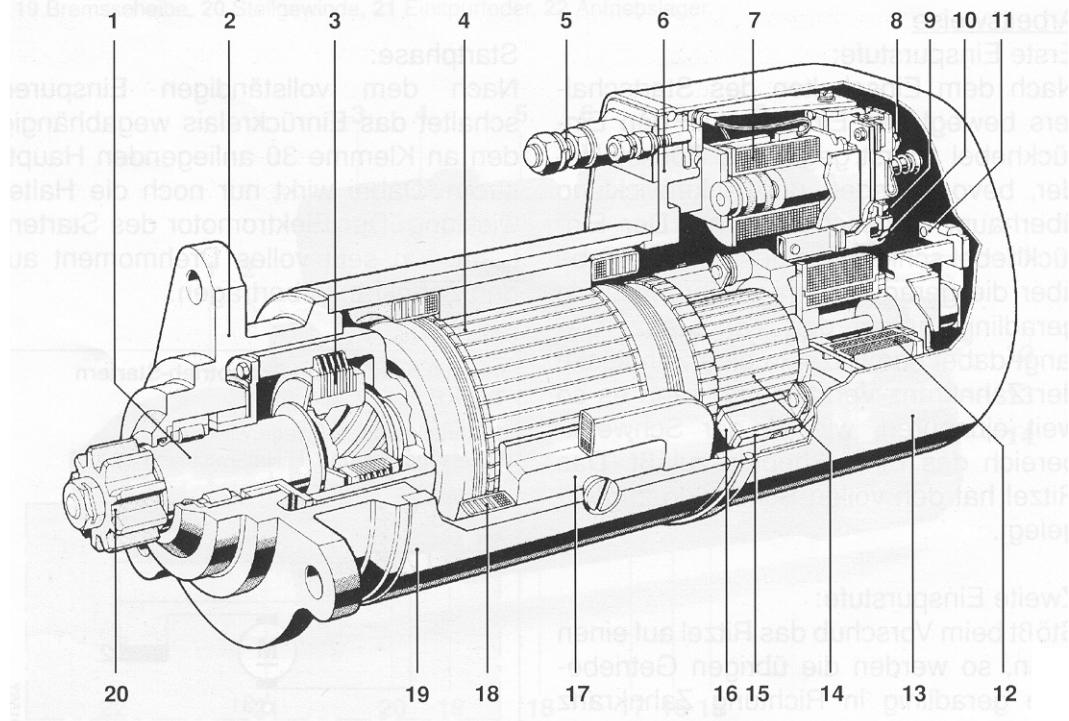
(Werkbild: Bosch)

1 Planetenträgerwelle mit Steiggewinde, 2 Hohlrad (Zahnkranz), gleichzeitig als Zwischenlager ausgebildet, 3 Planetenräder, 4 Sonnenrad auf Ankerwelle, 5 Anker, 6 Kommutator.



### Schubtriebstarter mit zweistufigem Einspurtrieb, elektrischer Ritzelverdrehung und Lamellenfreilauf (Werkbild: Bosch)

1 Getriebespindel, 2 Antriebslager, 3 Lamellenfreilauf, 4 Anker, 5 elektrischer Anschluß, 6 Kommutatorträger, 7 Steuerrelais, 8 Kontaktbrücke, 9 Anschlag, 10 Sperrlinke, 11 Auslösehebel, 12 Einrückmagnet, 13 Verschlußkapsel, 14 Kommutator, 15 Kohlebürlste, 16 Bürstenhalter, 17 Polschuh, 18 Erregerwicklung, 19 Polgehäuse, 20 Ritzel.



### Startergenerator (Werkbild: Bosch)



Eine einzige Maschine funktioniert als Generator und als Starter. Gleichzeitig erfüllt sie auch noch die Funktion als Schwungrad. Der Startergenerator eignet sich sehr gut für das Zweispannungs'bordnetz. Dabei erzeugt der Generator 42 V für die Hochleistungsverbraucher, während die anderen Verbraucher über einen Spannungswandler mit 14 V versorgt werden.

### 1.2.3 Zusammenwirken von Verbrennungsmotor, Starter und Batterie

Zwei Merkmale eines Verbrennungsmotors bestimmen im wesentlichen den Drehmomentbedarf des Starters: der Hubraum und die Bauart (Diesel- Ottomotor, Zylinderzahl, Art des Ventiltriebs etc.). Diese Überlegung führt zu folgender Gleichung:

$$M_{SV} = c_V V_H \quad (1.28)$$

Dabei ist  $M_{SV}$  das erforderliche Startdrehmoment an der Kurbelwelle,  $V_H$  der Hubraum des Motors und  $c_V$  die Volumenkennziffer, ein bauartabhängiger Wert.

Rechnet man die Gleichung 1.28 auf das Starterritzel um, so erhält man bei einem Übersetzungsverhältnis  $i = \text{Ritzeldrehzahl}/\text{Kurbelwellendrehzahl}$ :

$$M_{SS} = \frac{M_{SV}}{i} = \frac{c_V V_H}{i} \quad (1.29)$$

Benötigt der Verbrennungsmotor eine Mindest-Startdrehzahl  $n_{SV}$ , so muss der Starter

$$n_{SS} = i \cdot n_{SV} \quad (1.30)$$

aufbringen. Dabei muss die niedrigste Drehzahl während eines Arbeitsspiels (sie schwankt, wie in Abb. 1.28 gezeigt, während eines Arbeitsspiels und ist im Verdichtungstakt am niedrigsten) über dieser Mindestdrehzahl liegen, so dass die tatsächliche mittlere Startdrehzahl deutlich höher liegt.

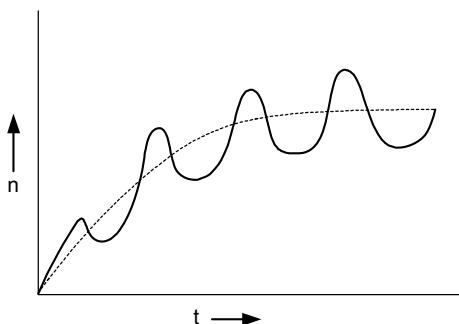


Abb. 1.28: Drehzahlverlauf während eines Startvorgangs

Die folgende Tabelle zeigt die Volumenkennziffern und die erforderlichen Startdrehzahlen für Otto- und Dieselmotoren.

	$c_V$ in Nm/l	$n_{SV}$ in min <sup>-1</sup>
Ottomotoren	30 – 50	50 - 70
Dieselmotoren	50 – 80	80 - 100

Für alle erhältlichen Starter existieren Datenblätter, die im wesentlichen Diagramme enthalten, in denen Drehmoment, Drehzahl und Leistung des Starters sowie die Klemmenspannung der passenden Starterbatterie in Abhängigkeit vom Ankerstrom dargestellt sind. Abb. 1.29

und Abb. 1.30 zeigen solche Kurven für einen Reihenschluss- und einen permanenterregten Starter.

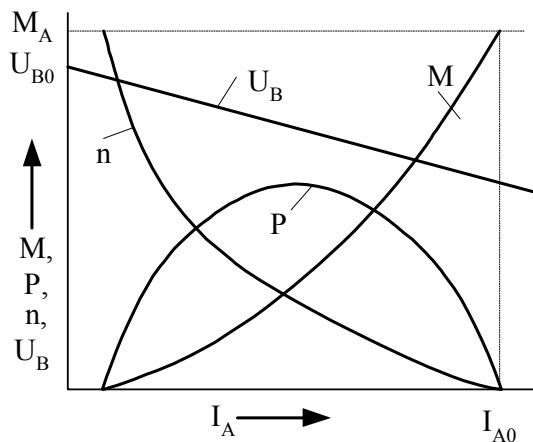


Abb. 1.29: Kennlinien von Reihenschluss-Startern

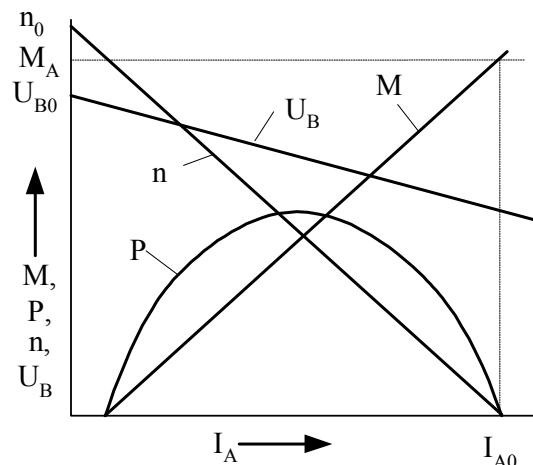


Abb. 1.30: Kennlinien von permanenterregten Startern

## 2 Bordnetzstrukturen

### Prinzipieller Aufbau

Wegen der Komplexität eines modernen Fahrzeugs hat sich eine Einteilung in Subsysteme (Antriebsstrang, Fahrwerk, Karosserie, Multimedia etc.) bewährt. In jedem Subsystem sind die Steuergeräte wie in Abb. 2.1 dargestellt, mit einem Bus verbunden. Dies kann ein langsamer oder schneller CAN-Bus sein, es gibt aber auch neuere Busse wie LIN, MOST, FlexRay etc. Die Busse der einzelnen Subsysteme sind über Gateways miteinander verbunden, so dass Daten auch über die Grenzen der Subsysteme hinweg ausgetauscht werden können.

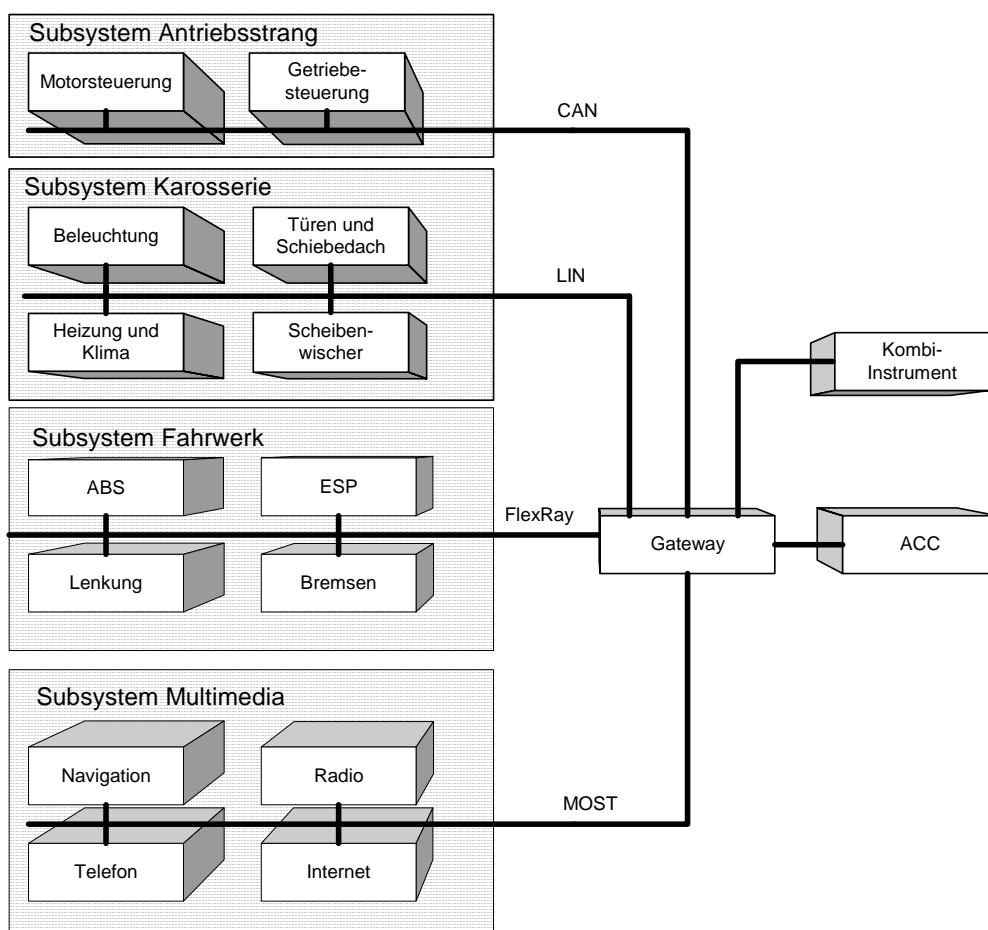


Abb. 2.1: Beispiel eines vernetzten Systems von Steuergeräten in einem Fahrzeug

Abb. 2.2 zeigt ein Beispiel der Struktur eines Subsystems. Dabei ist der Aufbau immer ähnlich: Die Signale der Befehlsgeber und Sensoren werden dem Steuergerät (meist über eine Anpassschaltung) zugeführt. Sofern sie nicht schon digital vorliegen, werden sie im Steuergerät (ECU = Electronic Control Unit) digitalisiert. Die Stellbefehle des Steuergerätes werden (ebenfalls über eine Anpassschaltung, z.B. Leistungstreiber) an die Stellglieder (Aktuatoren) ausgegeben.

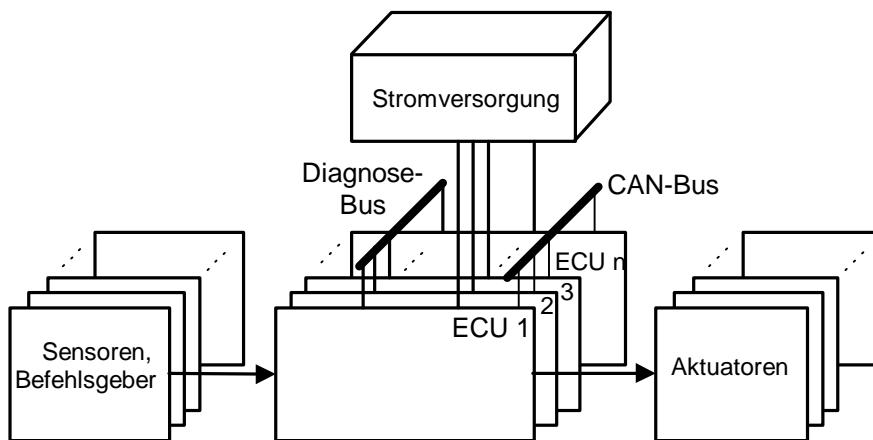


Abb. 2.2: Prinzipieller Aufbau eines Subsystems

### 2.1.1 Sensoren

Sensoren dienen der Erfassung der physikalischen Größen, die das Steuergerät zur Steuerung des Prozesses benötigt. Die wichtigsten Größen sind:

- Drehzahlen,
- Temperaturen,
- Elektrische Spannungen,
- Ströme,
- Wege,
- Drücke,
- Füllstände etc.

Es wird aus Kostengründen immer angestrebt, den Messwert für eine physikalische Größe über eine einzige Leitung (bestehend aus Hin- und Rückleitung) zu übertragen. Am häufigsten geschieht dies durch Pulsweiten- (PWM) oder Pulsfrequenzmodulation (PFM), d.h. die analoge physikalische Größe wird als Pulsdauer oder Periodendauer einer digitalen Größe abgebildet. Im Steuergerät wird die Information dann durch Messen der Pulsdauer mittels eines Zählers gewonnen. Dies ist der Grund für die Tatsache, dass Mikrocontroller für Kfz-Steuergeräte besonders viele frei programmierbare Zähler aufweisen. Besonders einfach funktioniert dieses Verfahren bei der Erfassung von Drehzahlen und Geschwindigkeiten, indem man ein mitrotierendes Zahnrad mit geeigneten elektronischen Sensoren abtastet. Es ist an dieser Stelle unmöglich, alle im Kraftfahrzeug vorkommenden Sensoren zu behandeln. Deshalb sollen anhand einer Auswahl typischer Sensoren die Grundsätze der Signalerfassung, -aufbereitung und -übertragung zum Steuergerät gezeigt werden.

### 2.1.1.1 Drehzahlen und Geschwindigkeiten

Die Kurbelwellendrehzahl und die Drehzahlen der Räder werden durch ein Zahnrad erfasst, dessen Zähne durch einen induktiven Sensor oder einen Hallsensor abgetastet werden. Bei Einsatz eines induktiven Sensors ist eine Impulsformung nötig, die aus dem Sensorsignal ein Rechtecksignal formt. Dies kann bereits im Sensor oder im Steuergerät erfolgen. Nach der Impulsformung ergibt sich das in Abb. 2.3 gezeigte Rechtecksignal.

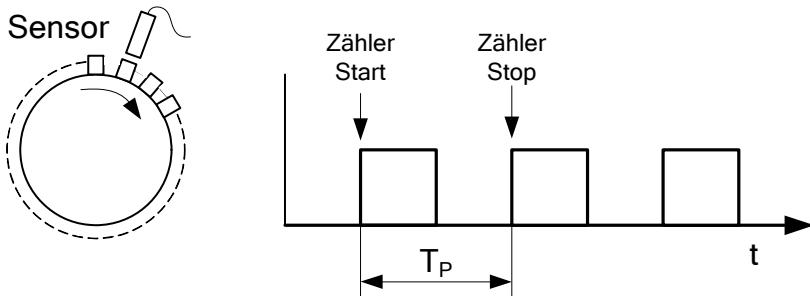


Abb. 2.3: Prinzip der Drehzahlerfassung

Bei einer Zähnezahl  $z$  und einer Drehzahl  $n$  ergibt sich die Periodendauer zu:

$$T_p = \frac{1}{n z} . \quad (2.1)$$

Die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  beträgt:

$$\omega = 2\pi n = \frac{2\pi}{z T_p} . \quad (2.2)$$

Nimmt man nun die Periodendauer als Torzeit für einen Zähler mit der Zählfrequenz  $f_0$  (d.h. man startet den Zähler im Steuergerät mit einer ansteigenden Flanke des Sensorsignals, stoppt ihn mit der nächsten und liest den Zählerstand  $p$  aus), so ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen Zählerstand und Drehzahl:

$$n = \frac{f_0}{p z} . \quad (2.3)$$

Zur Ermittlung der Fahrgeschwindigkeit  $v$  des Fahrzeugs benötigt man den dynamischen Reifen-Rollradius  $r$  und erhält:

$$v = 2\pi r n = \frac{2\pi r}{z T_p} = \frac{2\pi r f_0}{p z} . \quad (2.4)$$

Nachrichtentechnisch ist dies eine Pulsfrequenzmodulation, wobei die Frequenz streng proportional zur Drehzahl bzw. Fahrgeschwindigkeit ist. Die Signalübertragung kann über eine einzige Datenleitung erfolgen.

### 2.1.1.2 Temperaturen

Temperaturen werden meist mit Widerstandsfühlern erfasst. Dabei kann man Kaltleiter (Metalle oder Halbleiter) oder Heißleiter aus Metalloxid-Keramik verwenden.

Die Temperaturabhängigkeit der Kaltleiter lässt sich für die Temperatur  $\vartheta$  durch folgende Gleichung annähern:

$$R_{\vartheta} = R_0 \left( 1 + A \cdot \Delta \vartheta + B (\Delta \vartheta)^2 \right). \quad (2.5)$$

Dabei ist  $R_0$  der Widerstand bei  $0^\circ \text{C}$ . Bei Silizium-Kaltleitern bezieht man sich oft auf die Temperatur bei  $25^\circ \text{C}$  und erhält dann

$$R_{\vartheta} = R_{25} \left( 1 + A \cdot \Delta \vartheta + B (\Delta \vartheta)^2 \right). \quad (2.6)$$

Typische Werte für die Faktoren A und B sind z.B.

bei Platin:  $A = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ ,  $B = 0,58 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-2}$ ,  
und bei Silizium:  $A = 7,95 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ ,  $B = 1,95 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-2}$ .

Bei Heißleitern mit der absoluten Temperatur T ergibt eine Näherung durch eine Exponentialformel bessere Ergebnisse:

$$R_T = R_N e^{B \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)}. \quad (2.7)$$

Sowohl bei Heißleitern als auch bei Kaltleitern sind die Kennlinien gekrümmt. Deshalb werden im Steuergerät die Temperaturwerte meist anhand einer programmierten Tabelle ermittelt, in der die Temperaturen in Abhängigkeit vom Spannungsabfall am Messwiderstand eingetragen sind.

Abb. 2.4 zeigt eine typische Messschaltung zur Temperatur erfassung. Da man ohnehin einen Vorwiderstand  $R_V$  benötigt, kann man mit einem kleinen zusätzlichen Rechenaufwand den Vorwiderstand so dimensionieren, dass die Sensorkennlinie nahezu linear wird. Dies hat den Vorteil, dass die Auflösung der Messwerterfassung über den gesamten Temperaturbereich hinweg konstant bleibt.

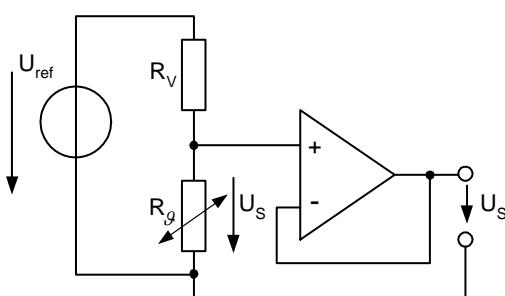


Abb. 2.4: Messschaltung zur Temperaturmessung

Hier können sich zwei entgegengesetzt gekrümmte Kurven kompensieren, und zwar die Funktion  $U_s = f(R_{\vartheta})$  (vgl. Abb. 2.5 a) und  $R_{\vartheta} = f(\vartheta)$  (vgl. Abb. 2.5b).

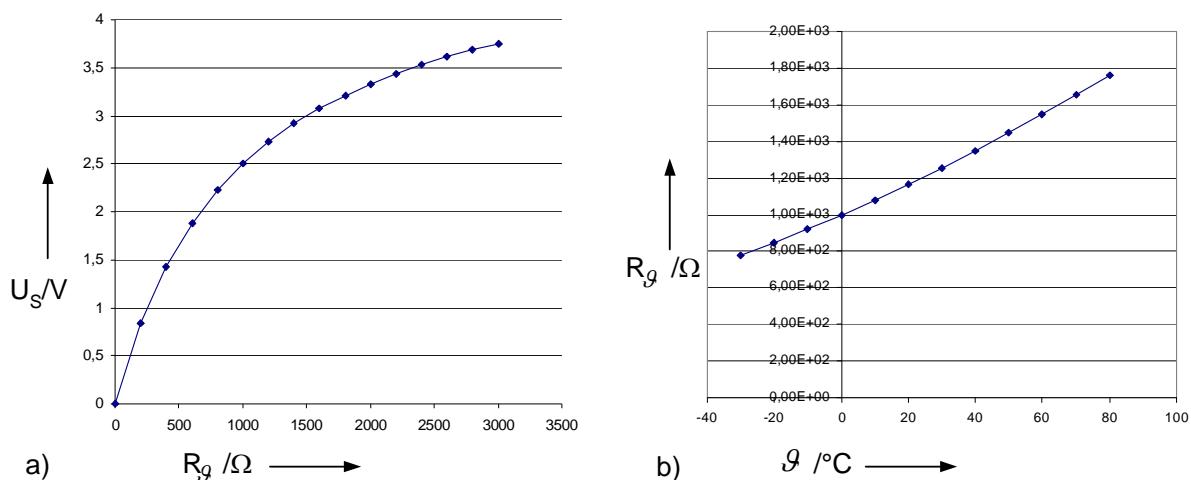


Abb. 2.5: Kennlinien der Temperaturmessschaltung

Mit Hilfe der Gleichung

$$R_V = \frac{R_{\vartheta_M} (R_{\vartheta_U} + R_{\vartheta_O}) - 2R_{\vartheta_U} R_{\vartheta_O}}{R_{\vartheta_U} + R_{\vartheta_O} - 2R_{\vartheta_M}} \quad (2.8)$$

kann für einen Messbereich  $\vartheta_U \leq \vartheta \leq \vartheta_O$  (mit  $\vartheta_M$  genau in der Mitte) ein optimaler Vorwiderstand  $R_V$  berechnet werden, bei dem die Sensorspannungen für die drei Temperaturen  $\vartheta_U$ ,  $\vartheta_M$  und  $\vartheta_O$  auf einer Geraden liegen. Abb. 2.6 zeigt die Kurve  $U_S = f(\vartheta)$  für einen typischen Silizium-Kalteleiter mit einem Widerstand  $R_{25} = 1000 \Omega$  und einer Referenzspannung  $U_{ref} = 5V$ , der für einen Messbereich zwischen  $-20$  und  $+100$   $^{\circ}$ C eingesetzt wird. Der optimierte Vorwiderstand beträgt dabei  $R_V = 2960 \Omega$ .

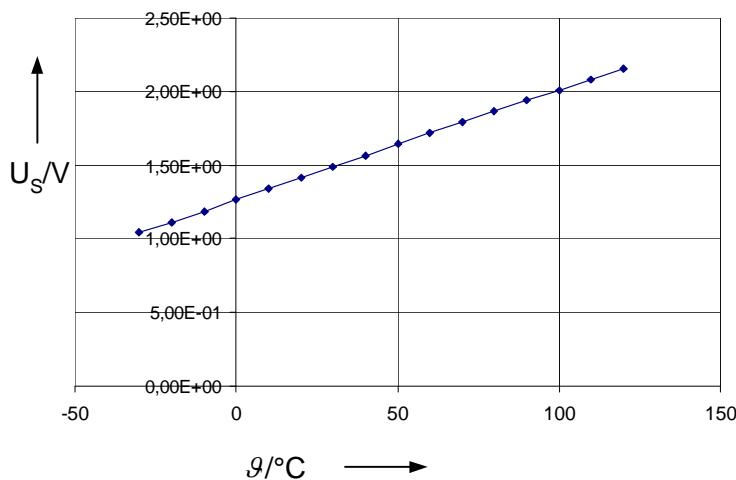


Abb. 2.6: Linearisierte Sensorspannung

Will man bei Heißleitern die Charakteristik bewahren, dass eine höhere Sensorspannung auch einer höheren Temperatur entspricht, kann man Messwiderstand und Vorwiderstand vertauschen (Abb. 2.7). Dies ist aber bei der heute in Steuergeräten üblichen Umwandlung von Messwerten in physikalische Werte mit Hilfe von Tabellen unnötig.

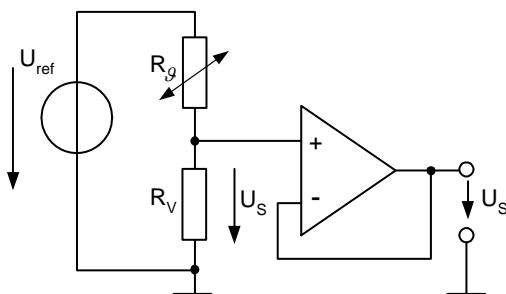
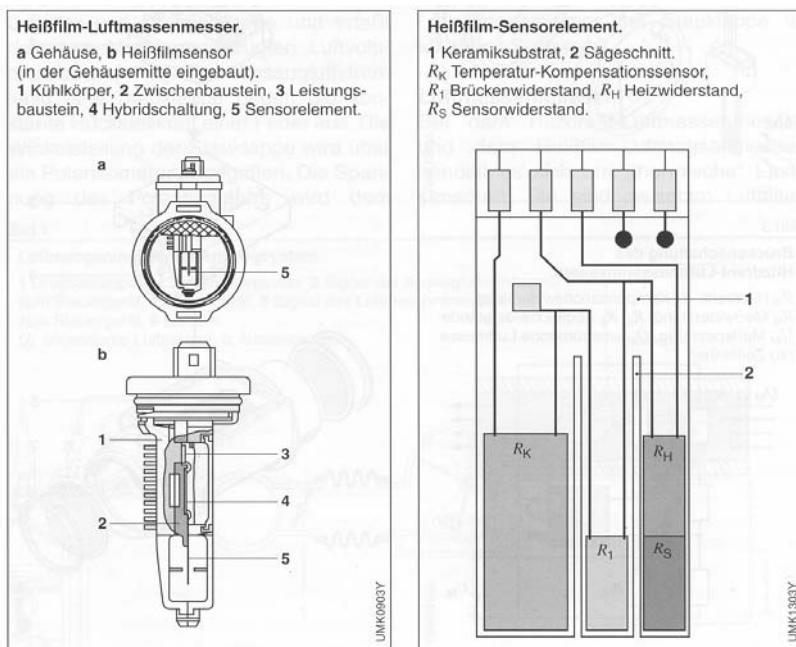


Abb. 2.6: Messschaltung für Heißleiter

Man kann sich nun fragen, ob der Aufwand der Linearisierung gerechtfertigt ist, wenn man ohnehin die Messwerte mit Hilfe einer Tabelle im Steuergerät in physikalische Werte umrechnet. Diese Frage kann man ohne weiteres bejahen, da ein Vorwiderstand zum Messwiderstand ohnehin erforderlich ist, und wenn man schon einen benötigt, warum sollte man ihn dann nicht so dimensionieren, dass das Messsignal möglichst linear ist. Ein lineares Signal führt bei der Analog-Digital-Wandlung zu einer über den gesamten Messbereich gleichbleibenden Auflösung.

### 2.1.1.3 Luftmasse



Der Luftmassenmesser ist ein fahrzeugspezifischer Sensor zur Erfassung der vom Motor angesaugten Luftmasse. Er arbeitet nach dem Anemometerprinzip, d.h. die angesaugte Luftmasse wird auf dem Umweg über die Abkühlung eines aufgeheizten Thermowiderstandes gemessen. Abb. 2.7 zeigt den Aufbau und Abb. 2.8 die Schaltung eines Heißfilm-Luftmassenmessers (HFM).

Abb. 2.7: Aufbau eines HFM

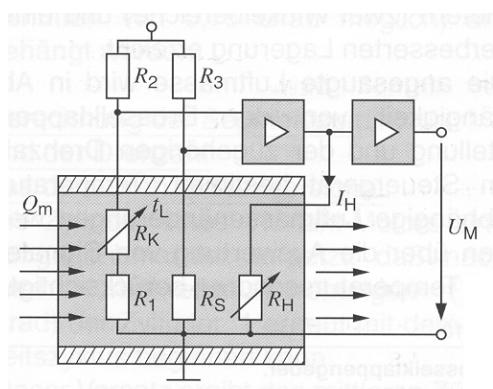
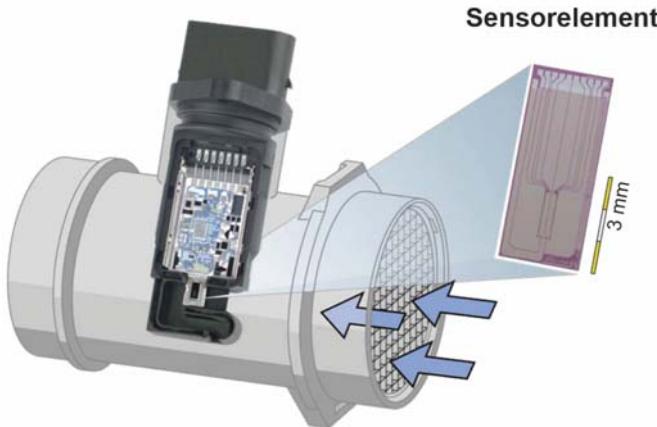


Abb. 2.8: Messschaltung des HFM

Der Heizwiderstand  $R_H$  wird durch den Heizstrom  $I_H$  aufgeheizt. Der Sensorwiderstand  $R_S$  sitzt auf demselben Substrat und nimmt deshalb die Temperatur des Heizwiderandes an. Durch den Luftmassenstrom wird  $R_S$  abgekühlt.  $R_S$  ist in einer Wheatstonebrücke angeordnet. Durch Verstärkung der Brückenspannung erhält man ein analoges Signal für die angesaugte Luftmasse. Da die Temperatur der Luft in die Messung eingeht, sitzt im Parallelzweig der Messbrücke ein (nicht beheizter, aber ebenfalls temperaturabhängiger) Kompensationswiderstand  $R_K$ . Damit dieser auf keinen Fall durch Konvektion beheizt werden kann, weist das Sensorelement die in Abb. 2.7 gezeigten kammartigen Einschnitte auf.



Inzwischen konnten mit Hilfe der Mikromechanik die Sensorelemente entscheidend verkleinert werden. Abb. 2.9 zeigt einen mikromechanischen Sensor der Firma Bosch, bei dem das Sensorelement nur noch wenige Millimeter groß ist. Neben der Reduktion der Kosten ist mit derartigen Sensoren noch eine Steigerung der Zuverlässigkeit verbunden.

Abb. 2.9: Luftmassenmesser mit mikromechanischem Sensorelement (Bosch)

#### 2.1.1.4 Füllstände

Die klassische Messmethode für Füllstände (z.B. Tankinhalt) greift auf einen Schwimmer zurück, der ein Potentiometer betätigt. Eine besondere Schwierigkeit bereitet im Kfz die Ölstandsmessung während der Fahrt. Es sollen hier zwei Verfahren beschrieben werden, die seit langer Zeit im Serieneinsatz sind: Der thermische Ölstandsmesser (BMW) und der kapazitive Ölstandsmesser (Mercedes, BMW).

Abb. 2.10 zeigt das Prinzip eines **thermischen Ölstandmessers**. Auf einem nicht leitenden Substrat ist ein Metallfilm aufgebracht. Dieser wird durch einen Stromimpuls um eine Temperatur  $\Delta T$  gegenüber der Umgebungstemperatur (= Öltemperatur) aufgeheizt. Die Abkühlung erfolgt durch Wärmeübergang zum Öl und zur Luft. Da der Wärmeübergangswiderstand zum Öl wesentlich kleiner als zur Luft ist, erfolgt die Abkühlung bei hohem Ölstand schneller. Bei Erreichen einer unteren Temperaturlinie erfolgt eine neue Aufheizung. Der Abstand zwischen den Heizimpulsen ist ein Maß für den Ölstand.

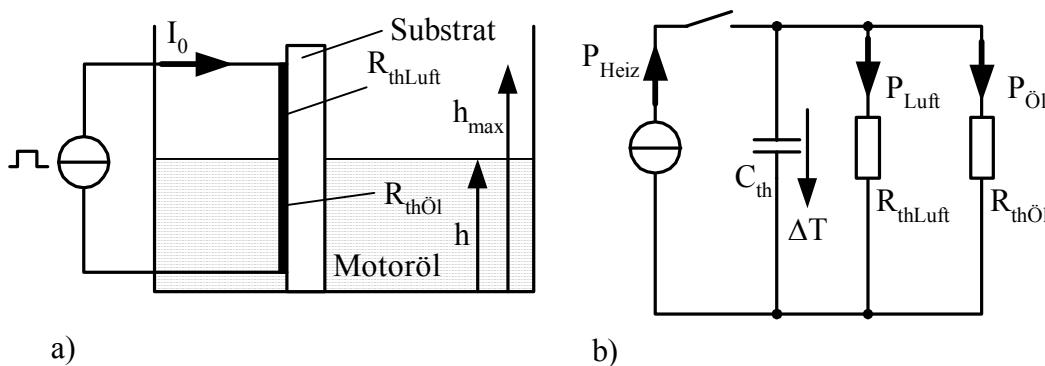


Abb. 2.10: Prinzip des thermischen Ölniveausensors

Abb. 2.10b zeigt das thermische Ersatzschaltbild des Sensors. Dabei lädt eine eingeprägte Leistung  $P_{\text{Heiz}}$  (entspricht dem Strom in elektrischen Schaltungen) eine thermische Kapazität  $C_{\text{th}}$  auf. Diese Kapazität wird über die beiden parallelgeschalteten thermischen Widerstände  $R_{\text{thLuft}}$  und  $R_{\text{thÖl}}$  entladen. Dabei gilt:

$$R_{\text{thLuft}} = k_1 \cdot \frac{1}{h_{\max} - h}; \quad (2.9)$$

$$R_{\text{thÖl}} = k_2 \cdot \frac{1}{h}. \quad (2.10)$$

Dies führt zu einer thermischen Zeitkonstante

$$\tau_{\text{th}} = C_{\text{th}} \frac{R_{\text{thLuft}} R_{\text{thÖl}}}{R_{\text{thLuft}} + R_{\text{thÖl}}}. \quad (2.11)$$

Abb. 2.11 zeigt den zeitlichen Verlauf der Temperatur des Sensors.

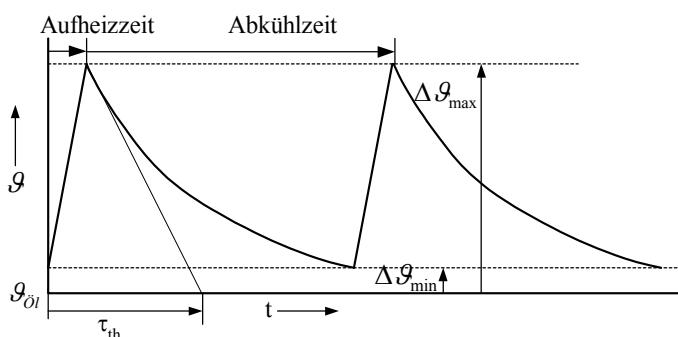


Abb. 2.11: Temperaturverlauf am thermischen Ölniveausensor

Der kapazitive Ölstandsmesser ist als Zylinderkondensator aufgebaut (Abb. 2.12).

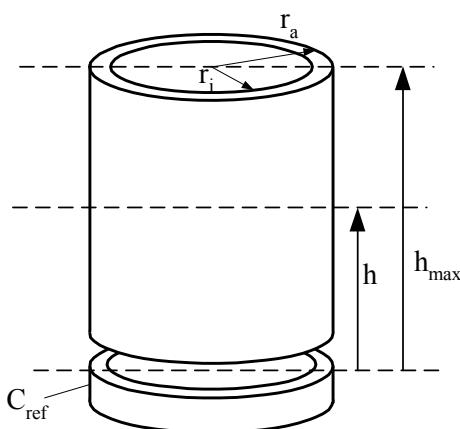


Abb. 2.12: Kapazitiver Ölstandsensor

Ein Referenzkondensator  $C_{\text{ref}}$ , der immer vollständig vom Motoröl bedeckt sein muss, dient zur Bestimmung der relativen Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  des Motoröls. Ist der Messkondensator völlig leer, beträgt seine Kapazität

$$C_0 = \frac{2 \pi \epsilon_0 h_{\max}}{\ln \frac{r_a}{r_i}}; \quad (2.12)$$

ein völlig mit Öl gefüllter Kondensator hat die Kapazität

$$C_{\max} = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon_r h_{\max}}{\ln \frac{r_a}{r_i}}. \quad (2.13)$$

Bei beliebigem Ölstand  $h$  liegt eine Parallelschaltung eines ölfüllten Kondensators  $C_{\text{Öl}}$  und eines luftgefüllten  $C_{\text{Luft}}$  vor, wobei für die Gesamtkapazität  $C$  gilt:  $C = C_{\text{Öl}} + C_{\text{Luft}}$ . Damit wird die Kapazität  $C$  zu

$$C = C_{\max} \frac{h}{h_{\max}} + C_0 \frac{h_{\max} - h}{h_{\max}} = C_0 \left( \epsilon_r \frac{h}{h_{\max}} + \frac{h_{\max} - h}{h_{\max}} \right). \quad (2.14)$$

Nach  $h$  aufgelöst ergibt dies die Gleichung:

$$h = \frac{h_{\max} \left( \frac{C}{C_0} - 1 \right)}{\epsilon_r - 1}. \quad (2.15)$$

Dieser Sensor hat noch einen weiteren Vorteil: Die relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  nimmt mit der Verschlechterung der Ölqualität (also mit dem Alter des Öls) zu. Da mit dem Referenzkondensator das  $\epsilon_r$  ohnehin bestimmt wird, kann man mit diesem Sensor nebenbei die Ölqualität mit messen. Allerdings ist dies nicht so einfach, wie es auf den ersten Blick aussieht, da die relative Dielektrizitätskonstante neuer Öle etwa zwischen 2 und 5 liegen kann. Die Änderung auf Grund der Ölalterung ist aber wesentlich kleiner als 1. Man muss z.B. beim Nachfüllen von Öl genau die Ölmenge kennen, da man sonst den Messwert erheblich verfälscht. Außerdem

darf die Messung der Ölqualität nur in bestimmten Betriebszuständen des Motors vorgenommen werden. Das Öl darf z.B. nicht zu heiß sein, da  $\varepsilon_r$  auch von der Temperatur abhängt. Außerdem muss die Temperatur so hoch sein und so lange vorgelegen haben, bis Fremdstoffe wie Kraftstoff oder Wasser verdunstet sind.

In der Praxis wird in diesen Sensor noch ein Widerstands-Temperatursensor eingebaut. In dieser Form ist er als QLT-Sensor (Quality-Level-Temperature) im Gebrauch. Interessant ist bei der in den Mercedes-Fahrzeugen eingesetzten Variante, dass die drei Messsignale pulsweitenmoduliert nacheinander über eine einzige Datenleitung übertragen werden. Auf diese Weise wird der Hardwareaufwand erheblich reduziert.

### 2.1.1.5 Drehrate (Gierrate)

Mit der Einführung des ESP (Electronic Stability Program) wuchs der Bedarf nach Gierratensensoren. Mit diesen Sensoren wird eine Drehung um die Hochachse des Fahrzeugs erfasst. Es wurden eine Reihe von optischen oder feinmechanischen Sensoren entwickelt, von denen einer hier vorgestellt werden soll. Abb. 2.13 zeigt das Prinzip.

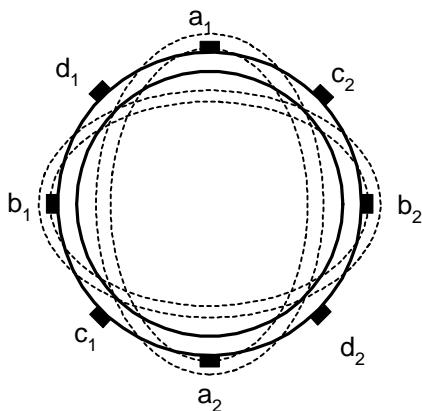


Abb. 2.13: Prinzip eines Gierratensensors

Durch zwei kreuzweise angebrachte Paare von Piezoaktoren (a<sub>1</sub>, a<sub>2</sub> und b<sub>1</sub>, b<sub>2</sub>) wird ein metallischer Hohlzylinder in Schwingungen versetzt, deren Amplitude geregelt wird. Dabei verformt sich der kreisrunde Zylinder abwechselnd in zwei aufeinander senkrecht stehenden Achsen (gestrichelte Linien in Abb. 2.13). In den schwingungsfreien Knoten sitzen ebenfalls Piezoelemente. Bei einer Drehung um die Zylinderachse verschieben sie die Knoten wegen der auftretenden Corioliskräfte tangential und es treten an der Stelle der vorher schwingungslosen Knoten ebenfalls leichte Schwingungen auf. Mit Hilfe der in den Knoten angebrachten Paare von Piezoelementen (c<sub>1</sub>, c<sub>2</sub> und d<sub>1</sub>, d<sub>2</sub>) werden diese Schwingungsknoten wieder an die alte Stelle zurückgeregelt. Die hierfür erforderliche Stellgröße ist proportional zur Drehrate.

Da immer auf eine Schwingungsamplitude Null in den Knoten zurückgeregelt wird, haben wir es hier mit einem Kompensationsverfahren zu tun. Solche Kompensationsverfahren eignen sich sehr gut für Messgrößen, die bei größerer Amplitude stark nichtlinear werden, wie es hier der Fall ist. Da die eigentliche Messgröße sofort heruntergeregt wird und die hierfür erforderliche Stellgröße als Messwert dient, wird diese Messmethode linear.

Auch Drehratensensoren werden heute immer häufiger als mikromechanische Elemente aufgebaut. Abb. 2.14a zeigt schematisch den Aufbau. Dabei werden zwei seismische Massen elektromagnetisch zu gegenphasigen Schwingungen angeregt. Bei Vorliegen einer Drehrate entsteht eine Corioliskraft senkrecht zur Drehachse und zur Schwingungsrichtung. Jede seismische Masse trägt in ihrer Mitte einen kapazitiven Beschleunigungssensor, der die Corioliskräfte detektiert. Das Prinzip dieses Sensors zeigt Abb. 2.14b. Die Beschleunigung ist proportional zur Differenz der Kapazitäten der beiden Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ . Die Drehrate wiederum ist proportional zur Differenz der Ausgangssignale der beiden Beschleunigungssensoren.

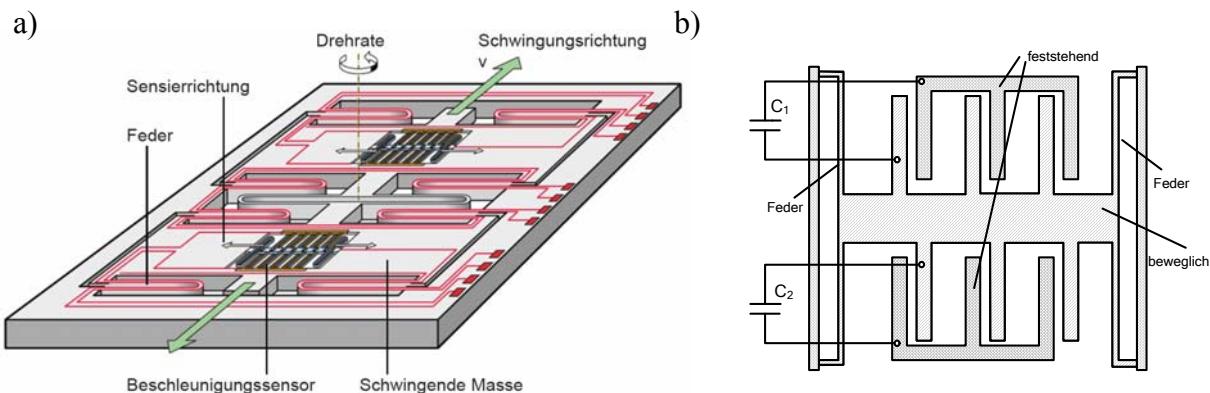
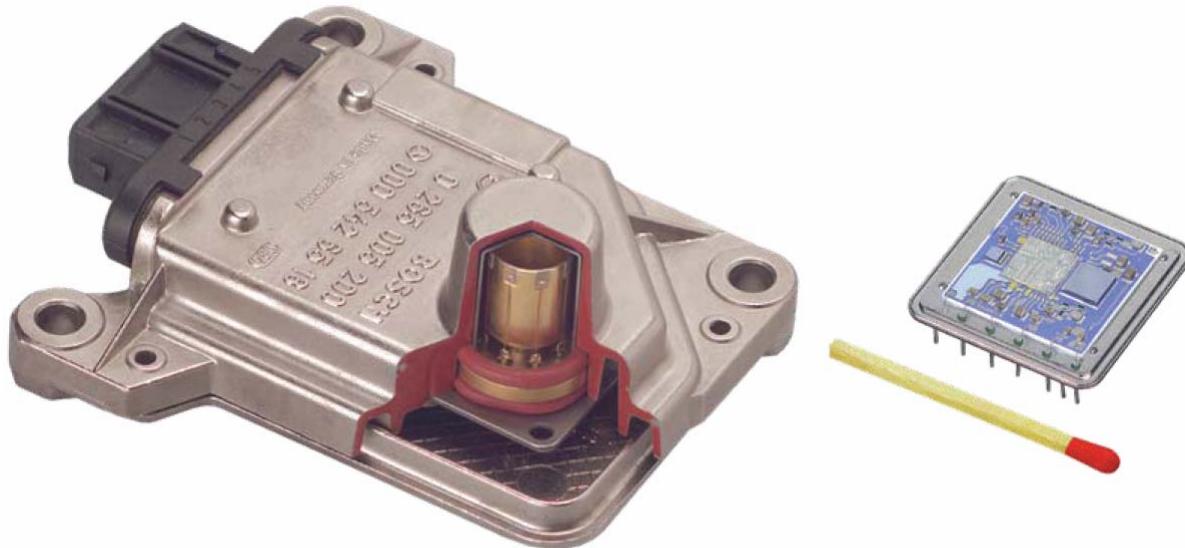


Abb. 2.14 Aufbau eines mikromechanischen Drehratensensors (BoschDRS-MM1)

Den Fortschritt in der Miniaturisierung zeigt der Vergleich in Abb. 2.15.



**elektromechanisch**

**mikromechanisch**

Abb. 2.15: Größenvergleich eines elektromechanischen und eines mikromechanischen Drehratens-Sensors (Bosch DRS 100 und Bosch DRS-MM1)

	Hochschule München Maschinenbau/Fahrzeugtechnik/Flugzeugtechnik Labor für Fahrzeugmechatronik	Elektrische Bordnetze	2.12
---	---	--------------------------	------

## 2.1.2 Aktuatoren

Die Aktuatoren (Stellglieder) sollen hier nur kurz behandelt werden, da viele bereits aus anderen Lehrveranstaltungen bekannt sind (z.B. „Elektrische Antriebe“). Nach ihrer Stellgröße teilt man sie ein in

- Elektro-Aktuatoren
  - Starter-Relais
  - Scheinwerfer-Relais
  - Blinkrelais etc.
- Mechano-Aktuatoren
  - Elektromotoren
  - Magnetventile
  - Kraftstoffpumpe
  - Drosselklappensteller etc.
- Thermo-Aktuatoren
  - Glühkerzen
  - Sitzheizung
  - Waschdüsenheizung etc.

Allen Aktuatoren ist gemeinsam, dass der Mikrocontroller im Steuergerät die Stellbefehle einleitet, man aber immer eine Anpassschaltung benötigt, in der die entsprechende Leistungsverstärkung erfolgt.

## 2.2 Bussysteme

### 2.2.1 Allgemeines

Bussysteme werden in der Anlagen- und Messtechnik sehr häufig eingesetzt. Man unterscheidet parallele Busse, bei denen mehrere Datenbits auf parallelen Datenleitungen und serielle Busse, bei denen die Datenbits nacheinander auf nur einer Leitung übertragen werden. Für Kfz-Anwendungen kommen aus Aufwandsgründen nur serielle Busse zum Einsatz. Am gebräuchlichsten sind heute drahtgebundene Busse, aber in Zukunft werden wegen der höheren Störsicherheit immer mehr Lichtleiter-Busse eingesetzt werden.

Ein wichtiges Merkmal eines Busses ist die Zugriffsteuerung, d.h. die Festlegung, welches Gerät Daten senden darf und welche Geräte auf Empfang gehen müssen. Dies kann durch Buscontroller erfolgen (z.B. beim IEEE-Bus oder IEC-Bus), oder indem die Teilnehmer die Priorität untereinander „aushandeln“ (z.B. CAN-Bus). In Fahrzeugen ist der CAN-Bus der Standardbus schlechthin. Deshalb soll er an dieser Stelle exemplarisch etwas ausführlicher behandelt werden.

## 2.2.2 CAN-Bus

Der CAN-Bus ist nach ISO 11898 für Anwendungen mit Bitraten über 125kbit/s und nach ISO 11519-2 für Anwendungen mit Bitraten bis 125kbit/s spezifiziert.

### 2.2.2.1 Bustopologie

Es liegt eine lineare Busstruktur vor, d.h. die Busleitung wird von einem zum nächsten Teilnehmer (Steuergerät) weitergeschleift. Der Bus muss an seinem Ende terminiert, also mit einem Widerstand ( $120 \Omega$ ) abgeschlossen werden.

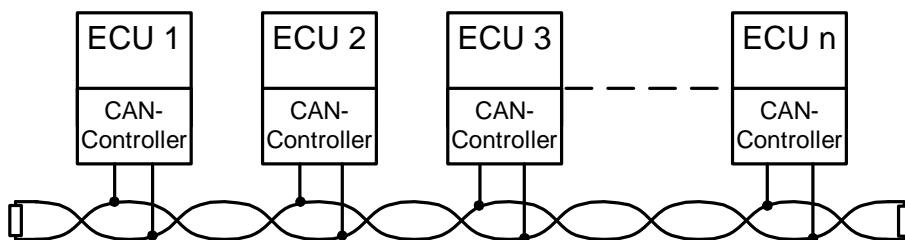


Abb. 2.16: CAN-Busstruktur

Es gibt keinen Busmaster wie beim IEEE-Bus. Die Steuergeräte handeln die Sendepriorität unter sich aus. Jedes Steuergerät filtert beim Empfangen die relevanten Daten aus dem Datenstrom.

### 2.2.2.2 Botschaften

Die Botschaften unterliegen einem strengen Format (Abb. 2.17). Jede Abweichung wird als Fehler erkannt und macht die betreffende Botschaft ungültig.

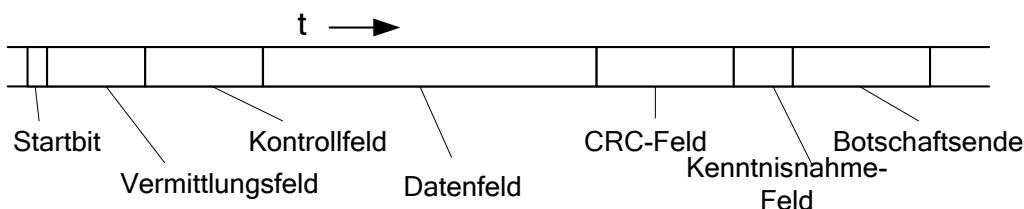


Abb. 2.17: Aufbau einer CAN-Botschaft

Generell gilt für alle Felder: Treten mehr als fünf gleiche Bits in Folge auf (dies kann besonders bei den Daten häufig der Fall sein, fügt der Controller im Sender selbständig ein zusätzliches invertiertes Bit ein. Ebenso entfernt der Controller im Empfänger dieses Bit wieder aus dem Datenstrom. Tabelle 2.1 zeigt den Aufbau der Felder einer CAN-Botschaft etwas deutlicher.



Feld	Länge	Funktion
Startbit (Start of Frame)	1 Bit	Markiert Beginn einer Botschaft
Vermittlungsfeld (Arbitration Field)	12 Bit	Identifier (11 Bit), enthält die Priorität einer Botschaft Und RTR-Bit (Daten oder Datenanforderung)
Kontrollfeld (Control Field)	6 Bit	Code für Anzahl der Datenbytes
Datenfeld (Data Field)	Max. 8 Byte	Eigentliche Daten der Botschaft
CRC-Feld (CRC-Field)	16 Bit	Code zur Fehlererkennung (Prüfsumme), wird von Sender und Empfänger berechnet und verglichen
Kenntnisnahmefeld (Acknowledge Field)	2 Bit	Bestätigungssignal aller Empfänger
Botschaftsende (End of Frame)	10 Bit	Kennzeichnet Ende einer Botschaft

Tab. 2.1: Inhalte einer CAN-Botschaft

### 2.2.2.3 Buszugriffsteuerung

Die Zugriffsteuerung erfolgt über das Arbitration Field (Identifier). Da der Identifier aus 11 Bits besteht sind theoretisch  $2^{11} = 2048$  Adressen möglich, tatsächlich sind aber nur 2032 nutzbar, da nicht mehr als fünf gleich Bits in Folge vorkommen dürfen. Dies sagt noch nichts über die maximale Anzahl der Busteilnehmer aus, da ein Teilnehmer durchaus mehrere unterschiedliche Botschaften senden kann. Dies ist eine wichtige Eigenschaft des CAN-Busses: Es werden die Botschaften gekennzeichnet, nicht die Teilnehmer (Steuergeräte).

Die Priorität einer Botschaft steckt ebenfalls im Identifier: Je niedriger die Adresse (Dualzahl), desto höher die Priorität einer Botschaft. Die wichtigsten und dringendsten Botschaften müssen also die niedrigsten Adressen erhalten. Botschaften mit hoher Adresse müssen bei hoher Buslast mitunter sehr lange warten, bis sie an die Reihe kommen.

Rein hardwaremäßig ist die Prioritätssteuerung sehr leicht zu realisieren, wie Abb. 2.18 verdeutlicht (allerdings muss sich der Anwender hierüber im Normalfall keine Gedanken machen, da man üblicherweise fertige CAN-Controllerbausteine einsetzt, die bereits richtig verschaltet sind). Im Prinzip sind die Ausgangsschalter aller CAN-Controllers parallel geschaltet (open Collector), ein einziger Pull-up-Widerstand ist mit der Leitung CAN-High verbunden. Damit dominiert der logische Zustand „Low“, da ein einziger Schalter das Potential der CAN-High-Leitung auf Null ziehen kann.

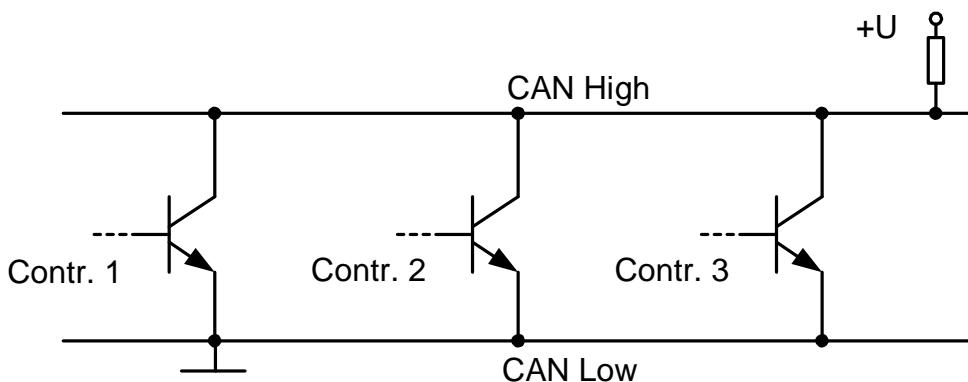


Abb. 2.18: Prinzip der Arbitrierung

Zur Verdeutlichung des Prinzips sollen folgende Annahmen getroffen werden:

Controller	Identifier der Botschaft
1	001 0001 1010 = 11A <sub>hex</sub> = 282 <sub>dec</sub>
2	000 0100 1100 = 04C <sub>hex</sub> = 76 <sub>dec</sub>
3	000 1011 1010 = 0BA <sub>hex</sub> = 186 <sub>dec</sub>

Es sei angenommen, dass alle drei Controller gleichzeitig versuchen zu senden. Zunächst geben alle drei das höchstwertige Bit, also die Null auf den Bus, d.h. alle drei Endtransistoren schalten durch. Man kann noch nicht sagen, welcher Controller dominiert, da bereits ein Transistor genügt hätte, um die Leitung CAN-High auf Null zu ziehen. Dasselbe geschieht beim Senden des zweithöchsten Bits, das wieder in allen drei Botschaften eine Null ist. Beim dritten Bit will Controller 1 ein logisches „High“ senden, also schaltet sein Endtransistor nicht durch. Da aber die beiden anderen Controller die Leitung auf Null ziehen, erkennt Controller 1, dass eine höherwertige Botschaft ihm den Rang abgelaufen hat. Er hört auf zu senden. Nach dem dritten Bit wird auch Controller 3 aussteigen, da er die CAN-High-Leitung auf „High“ lassen will, diese aber von Controller 2 auf „Low“ gezogen wird. Da Controller 2 nun als einziger sendet, folgt die Busleitung weiterhin genau seinem gesendeten Bitmuster.

#### 2.2.2.4 Kabellängen und Übertragungsgeschwindigkeit

Das beim CAN Bus verwendete CSMA/CA Zugriffsverfahren ergibt einen Zusammenhang zwischen dem maximalen Abstand zweier Busteilnehmer und der Übertragungsgeschwindigkeit. Der Zusammenhang besteht darin, dass das Signal des sendenden Teilnehmers auf den CAN Bus legt eine endliche Zeit benötigt bis es den am weitesten entfernten Busteilnehmer erreicht. Dieser Busteilnehmer kann nach dem CAN Zugriffsverfahren zur gleichen Zeit ebenso mit dem senden beginnen. Um nun beiden sendenden Busteilnehmern zu signalisieren wer den dominanten Pegel auf den Bus gelegt hat muss die Signallaufzeit hin und zurück zwischen den beiden entferntesten Busteilnehmern berücksichtigt werden. Die Signallaufzeit in einer verdrillten Zweidrahtleitung wird mit etwa 70% der Lichtgeschwindigkeit angenommen. Die Signallaufzeit für den Hin- und Rückweg darf bei einer maximalen Übertragungsrate von 1MBit (d.h. eine Bitzeit von 1µs) nicht überschritten werden. Hinzu kommt noch eine gewisse Zeit für die Verarbeitung in den jeweiligen Busknoten. Aus diesen Faktoren ergibt sich untenstehende Tabelle für den Zusammenhang zwischen Kabellänge und Übertragungsgeschwindigkeit:



Bitrate	Kabellänge
10 kbits/s	6,7 km
20 kbits/s	3,3 km
50 kbits/s	1,3 km
125 kbits/s	530 m
250 kbits/s	270 m
500 kbits/s	130 m
1 Mbits/s	40 m

#### 2.2.2.5 Busterminierung (Abschlusswiderstand)

Die Busterminierung erfolgt beim CAN Bus mit 120 Ohm. Eine Terminierung ist auch schon bei kurzen Leitungen mit niedrigen Baudaten erforderlich. Ohne Terminierung gibt es Reflexionen. In der Praxis reicht bei kurzen Leitungen eine Terminierung an einem Ende, idealerweise wird der Bus aber an beiden Enden (und nur dort) mit jeweils 120 Ohm terminiert.

#### 2.2.2.6 Effektive Übertragungsrate

Die effektive Übertragungsrate ist bestimmt aus dem Verhältnis der Anzahl der Bits der Nutzdaten zu der Gesamtanzahl von Bits pro Nachrichtenrahmen. Die effektive Übertragungsrate wird mit zunehmender Größe der Nutzdaten besser. Dies ist ein Grund warum in der Praxis oftmals die maximale Nutzdatenlänge von 64Bit ausgeschöpft wird. Die untenstehende Tabelle zeigt die effektive Übertragungsrate bei 1MBit/sec für verschiedene große Nutzdaten unter Annahme der maximalen Stuff Bits..

Anzahl Datenbyte pro Nachrichtenrahmen	Effektive Übertragungsrate mit Standard ID	Effektive Datenraten mit Extended ID
0	0	0
1	145	107
2	254	193
3	338	264
4	405	323
5	460	374
6	505	417
7	532	455
8	576	489

## 2.2.3 FlexRay

Der Hauptnachteil von CAN besteht darin, dass der Buszugriff nicht deterministisch ist, dass man also nicht vorhersagen kann, wie lange die Übertragung einer Botschaft höchstens dauert. Dies gilt besonders für Botschaften mit hohem Identifier. Abhilfe schuf hier die Einführung des TTCAN (Time Triggered CAN), doch schließlich gründeten die namhaften Automobilhersteller und Zulieferer ein Konsortium zur Definition eines neuen Bussystems FlexRay. Man hatte dabei besonders die zunehmenden X-by-Wire-Anwendungen mit erhöhten Sicherheitsanforderungen im Auge. Die maximale Datenrate von FlexRay ist mit 10 Mbit/s um den Faktor Zehn höher als bei CAN.

### 2.2.3.1 Bustopologie

Flexray sieht als eine von mehreren Möglichkeiten eine Linientopologie vor (wie CAN), darüber hinaus aber auch eine Sternstruktur, wobei man zwischen aktiven und passiven Sternen unterscheidet. Selbst Mischformen zwischen Stern- und Liniенstruktur sind möglich (vgl. Abb. 2.19d). Ein FlexRay-Kanal besteht analog zu CAN aus zwei Leitungen, an deren Enden zur Vermeidung von Reflexionen Abschlusswiderstände vorzusehen sind.

Während CAN nur einkanalig spezifiziert ist, sieht FlexRay auch die Möglichkeit von zwei Kanälen vor, wobei der zweite Kanal wahlweise zur Erhöhung der Redundanz oder zur Erhöhung der Gesamt-Datenrate eingesetzt werden kann.

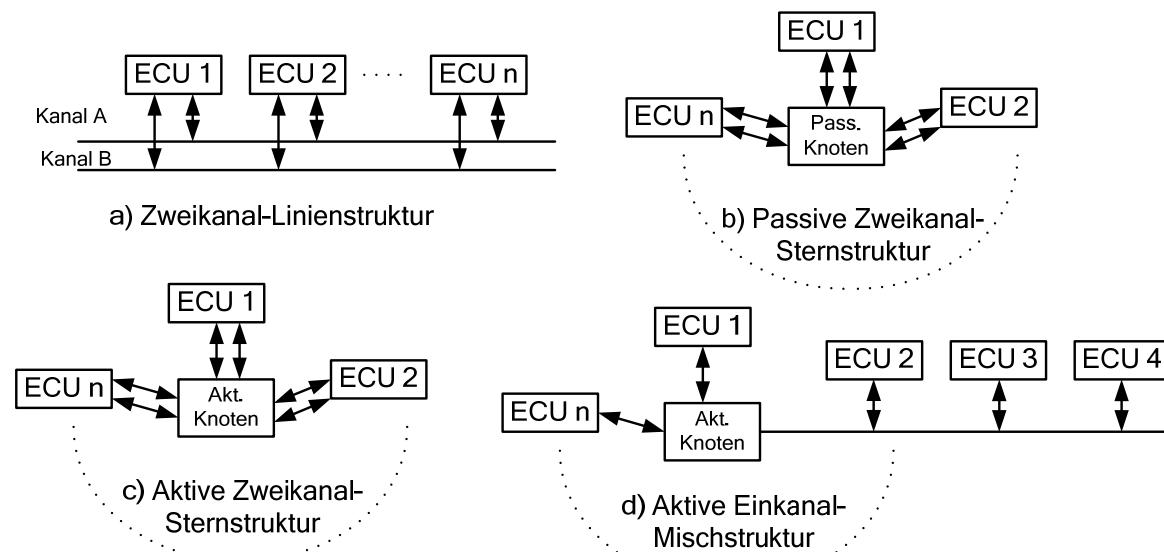


Abb. 2.19: Beispiele möglicher FlexRay-Strukturen



### 2.2.3.2 Botschaften

Abb. 2.20 zeigt den Aufbau einer FlexRay-Botschaft. Auf den ersten Blick ähnelt er dem einer CAN-Botschaft. Der auffälligste Unterschied besteht darin, dass bis zu 254 Byte in einer Botschaft übertragen werden können (bei CAN maximal 8 Byte).

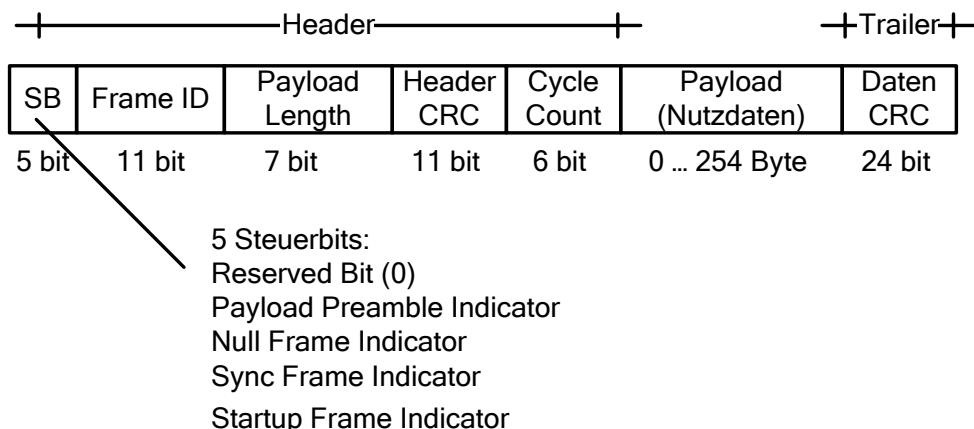


Abb. 2.20: Flexray-Botschaftsformat

Ähnlich wie beim „Bitstuffing“ von CAN (invertiertes Zusatzbit nach fünf gleichen Bits in Folge) gibt es auch bei FlexRay zusätzliche Bits, die nicht im Schema von Abb. 2.17 auftauchen. So wird bei den Nutzdaten vor jedem 8-bit-Datenfeld eine zusätzliche Bitfolge, die sog. Byte Start Sequenz (BSS) übertragen. Am Anfang jeder Botschaft gibt es noch eine Frame Start Sequenz (FSS) und am Ende die Frame End Sequenz (FES).

Die zeitliche Steuerung der Übertragung von Botschaften ist bei FlexRay relativ kompliziert. Der Datentransfer ist in Kommunikationszyklen unterteilt, die sich periodisch wiederholen. In einem solchen Zyklus kommen alle Steuergeräte des Flexray-Netzes zum Senden. Abb. 2.21 zeigt die zeitliche Aufteilung eines Kommunikationszyklus.

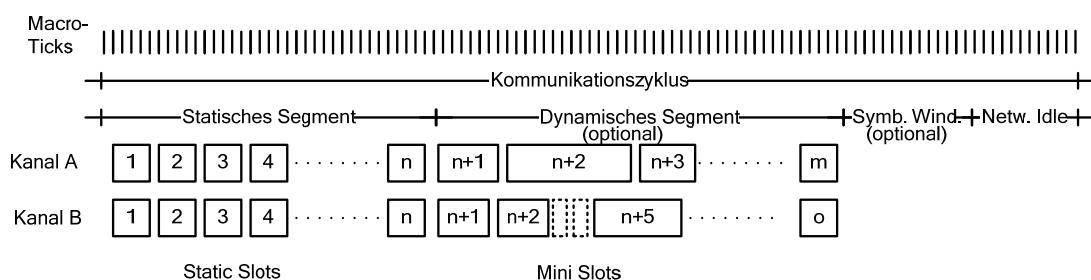


Abb. 2.21: Zeitraster der FlexRay-Kommunikation

Alle Zeitabschnitte sind ganzzahlige Vielfache eines zentralen, für den gesamten Bus gültigen Zeitrasters, der sog. Macroticks (Länge bis zu 6 µs). Jedes Steuergerät erhält einen (oder mehrere) Zeitschlüsse (Slots), in denen es senden darf. Die gleich langen Static Slots (mindestens 2 und höchstens 1023) sind so lang, dass in ihnen eine komplette Botschaft übertragen werden kann. Das Senderecht in einem Slot ist, getrennt für die Kanäle, genau einem Steuergerät zugeordnet, so dass es nicht zu Kollisionen kommen kann, da jedes Steuergerät die Slots in einem Slot Counter mitzählt. Dieses statische Segment ist der deterministische Teil der FlexRay-

	Hochschule München Maschinenbau/Fahrzeugtechnik/Flugzeugtechnik Labor für Fahrzeugmechatronik	Elektrische Bordnetze	2.19
---	---	--------------------------	------

Kommunikation, da die höchstmögliche Verzögerungszeit (Latenz-Zeit) maximal der Dauer eines Kommunikationszyklus entspricht.

Kompliziert wird die Angelegenheit durch die optionalen Minislots. Diese Minislots dürfen beliebig lang sein, so lange ihre Dauer nicht über die Restlänge des dynamischen Segments hinausgeht. Ihre Länge ist ein ganzzahliges Vielfaches des Minislot-Rasters, welches kürzer als das Raster der statischen Segmente ist. Auch hier ist die Sendeberechtigung eines Steuergerätes an die Slotnummer gekoppelt. Wenn nichts zu senden ist, wird die Slotnummer übersprungen (z.B. Slots n+3 und n+4 in Kanal B in Abb. 2.21). Hier tritt ein ähnlich nicht-deterministischer Effekt wie beim CAN-Bus auf, da Minislots mit höherer Nummer nur dann gesendet werden, wenn die mit niedrigerer Nummer in einem Kommunikationszyklus noch genügend Zeit übrig lassen. Sonst muss eben auf den nächsten Zyklus gewartet werden. Die Gesamtzahl der Slots beträgt für einen Kommunikationszyklus 2048.

Im Symbol Window werden Steuersignale übertragen, die nichts mit den Nachrichten zu tun haben, wie z.B. Wake Up-Signale. In Network Idle ruht das Netzwerk.

### 2.2.3.3 Initialisierung des Busses

Eine relativ komplexe Startphase stellt sicher, dass alle Busteilnehmer synchron arbeiten. Wenn sich alle Knoten eines Netzes im Sleep- oder Standby-Zustand befinden, kann nur ein als Wakeup-Knoten gekennzeichneter Knoten die anderen Teilnehmer aufwecken. Dies geschieht immer nur an einem Kanal, erst der nächste aufwachende Wakeup-Knoten weckt daraufhin den zweiten Kanal. Nach dem Aufwecken des Netzes muss ein Kaltstart ausgeführt werden. Dies können nur Kaltstartknoten (Coldstart Nodes) tun, von denen man drei benötigt. Nach Aussendung einiger Start-Bitmuster beginnt der erste Kaltstartknoten (Leading Coldstart Node) mit der Aussendung von Botschaften, bei denen das Startup Frame Indicator Bit und das Sync Frame Indicator Bit gesetzt sind. Die übrigen Kaltstartknoten beginnen nach dem Empfang von vier derartigen Botschaften ebenfalls mit dem Aussenden von Startbotschaften. So lange mindestens zwei Kaltstartknoten Botschaften senden, können sich alle anderen Knoten in den Busverkehr einklinken.

### 2.2.3.4 Zeitsynchronisation

Jeder Busteilnehmer synchronisiert seinen internen Takt (Microticks) mit dem Bustakt (Macro-ticks). Dazu wertet jedes Steuergerät seine Zeitabweichungen zu empfangenen Synchronisationsbotschaften (bei diesen ist das Frame Indicator Bit gesetzt) aus und korrigiert daraufhin seinen Microtick. Diese Synchronisation halten mindestens zwei und höchstens 15 als Synchronisationsknoten (Sync Node) ausgewiesene Knoten aufrecht.

### 2.2.3.5 Bus Guardian

Zur Absicherung der Kommunikation kann ein Steuergerät neben dem Buscontroller noch einen Bus Guardian enthalten. Dieser ist prinzipiell wie ein Controller aufgebaut, sendet selbst aber nicht, sondern überwacht nur den Busverkehr seines eigenen Controllers und stellt diesen bei erkannten Sendefehlern ab.

### 3 Funktionsgruppen in Fahrzeugbordnetzen

#### 3.1 Motormangement

##### 3.1.1 Zündung (Ottomotor)

Bei der Zündung muss man zwei Aufgaben unterscheiden: Zum einen die rein physikalische Erzeugung des Zündfunkens und zum anderen die „Intelligenz“, also die Steuerung des Zündzeitpunktes und die Aufbereitung des Zündfunkens (Schließwinkelsteuerung).

Bei der konventionellen Spulenzündung ist vorwiegend ein Bauelement für beide Aufgaben verantwortlich: Der Unterbrecherkontakt. Abb. 3.1a zeigt das Schaltbild der klassischen kontaktgesteuerten Spulenzündung, Abb. 3.1b den zeitlichen Verlauf des Primärstroms  $i_1$  und der Sekundärspannung  $u_2$ .

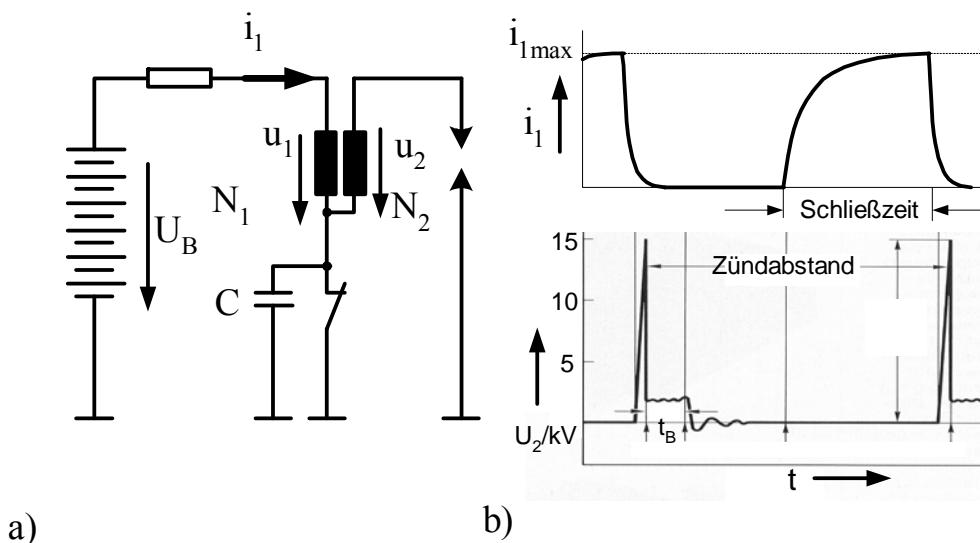


Abb. 3.1: Schaltung der konventionellen Spulenzündung und Sekundärspannungsverlauf

Beim Schließen des Unterbrecherkontakte steigt der Primärstrom  $i_1$  exponentiell bis zu einem Maximalwert an. Beim plötzlichen Unterbrechen des Stroms geht die Spannung nach dem Induktionsgesetz  $u_1 = L \cdot di/dt$  gegen  $-\infty$ . Vorher findet jedoch ein Überschlag statt, und zwar an der Zündkerze, da ja die Primärspannung mit  $\dot{u} = N_2/N_1$  auf die Sekundärseite der Zündspule transformiert wird, wobei eine Umkehrung der Polarität stattfindet (Wicklungssinn). Dadurch kann nun ein Strom im Sekundärkreis fließen, wodurch die Spannung  $u_2$  auf einen kleineren Wert (Brennspannung) zurückgeht.

Dies ist der rein physikalische Vorgang der Funkenerzeugung. Die Kontaktsteuerung bietet einige Nachteile. So ist der Kontakt über einen bestimmten Winkel der Kurbelwelle (bzw. der Nockenwelle) geschlossen. Durch diesen konstanten Schließwinkel ändert sich die Schließzeit mit der Drehzahl, so dass bei hohen Drehzahlen die Zündspule nicht mehr voll aufgeladen

wird, während bei niedrigen Drehzahlen der maximale Primärstrom viel zu lange fließt, was zu einer unnötigen Erwärmung der Zündspule führt. Für die Brennspannung gilt:

$$\int u_2 dt = L \Delta i_1 , \quad (3.1)$$

für die maximale gespeicherte Zündenergie

$$W = \frac{1}{2} L i_{1\max}^2 . \quad (3.2)$$

**9) Unterbrecherkontakt (schematisch).**  
a) Kontakt geschlossen, b) großer Kontaktabstand, kleiner Schließwinkel, c) kleiner Kontaktabstand, großer Schließwinkel.

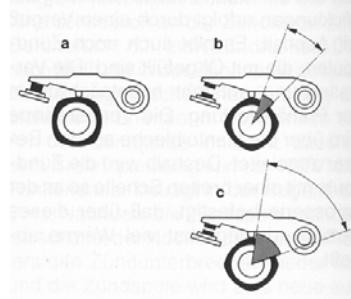
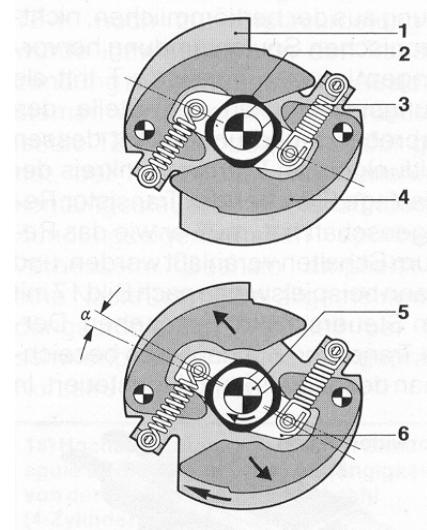


Abb. 3.2 verdeutlicht, wie der Schließwinkel über den Kontaktabstand eingestellt wird.

Abb. 3.2: Einstellung des Schließwinkels (Werkbild:Bosch)

Um den Verbrennungsvorgang zu optimieren, benötigt man ein Zündkennfeld, d.h. der Zündwinkel muss abhängig von der Last des Motors und der Motordrehzahl verstellt werden. Als Lastsignal verwendet man bei der kontaktgesteuerten Zündung den Unterdruck im Ansaugtrakt, die Drehzahl wird durch Fliegengewichte verstellen. Dabei verdreht der Unterdruck die Kontakt-Grundplatte, während die Fliegengewichte den Zündnocken verdrehen. Abb. 3.3 zeigt schematisch eine Unterdruckverstellung mit Früh- und Spätverstellung, sowie das Prinzip der Fliegkraftverstellung.

1 Achsplatte, 2 Zündnocken, 3 Wälzbahn,  
4 Fliegewicht, 5 Zündverteilerwelle,  
6 Mitnehmer.



a) Verstellweg „früh“ bis zum Anschlag, b) Verstellweg „spät“ bis zum Anschlag.  
1 Zündverteiler, 2 Unterbrecherscheibe, 3 Membran, 4 Spätdose, 5 Frühdose, 6 Unterdruckdose,  
7 Drosselklappe, 8 Saugrohr.

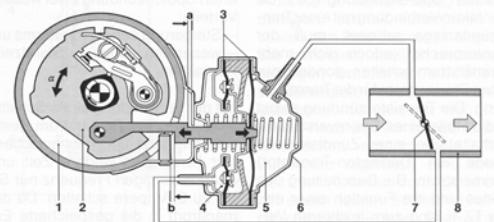


Abb. 3.3: Fliegkraft- und Unterdruckverstellung  
(Werkbild: Bosch)

Im Lauf der Jahre hat man ständig versucht, die Zündung zu verbessern. Dabei wurde das physikalische Prinzip der Funkenerzeugung durch schlagartige Unterbrechung des Primärstroms der Zündspule beibehalten. Man hat lediglich den Kontakt durch einen Transistor (bzw. Darlington-Transistor, MOSFET oder IGBT) ersetzt. Abb. 3.4 zeigt das Prinzip.

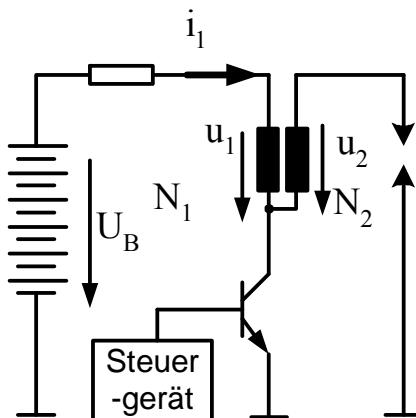


Abb. 3.4: Prinzip der Transistorzündung

Zunächst wurde der Zündwinkel berührungslos mit Hall-Geben oder induktiven Sensoren erfasst. Die Steuerung des Schließwinkels erfolgte elektronisch, so dass die Schließzeit konstant gehalten wurde. Das Zündkennfeld wurde nach wie vor mit Hilfe mechanischer Fliehkraft- und Unterdruckversteller realisiert. Dies stellte aber nur eine Übergangslösung dar. Bei heutigen Systemen tastet ein Sensor (induktiv oder Hall) ein Zahnrad (meist mit 60 Zähnen, von denen zwei fehlen) ab. Die fehlenden Zähne markieren den Nullpunkt einer Kurbelwellenumdrehung. Sie müssen nicht mit dem oberen Totpunkt (OT) eines Kolbens übereinstimmen. Der Mikrocontroller im Steuergerät holt sich für jeden Betriebszustand den richtigen Zündzeitpunkt aus einem gespeicherten Kennfeld und steuert die Endtransistoren entsprechend an. Dies kann sogar, falls nötig, zylinderselektiv erfolgen. Abb. 3.5 zeigt ein Beispiel eines elektronischen Zündkennfeldes im Vergleich zu einem mechanischen Verstellsystem.

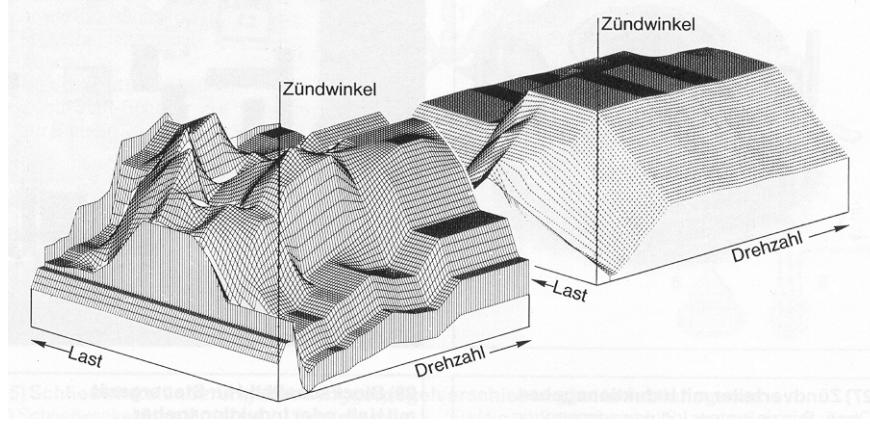
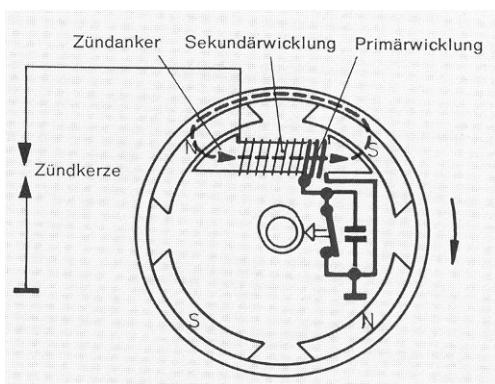


Abb. 3.5: Elektronisches (a) und mechanisches (b) Zündkennfeld (Werkbild: Bosch)

Mit solchen Kennfeldern kann man auch noch andere Funktionen darstellen; ein modernes Motorsteuergerät kann mehr als 100 Kennlinien und Kennfelder enthalten.



Eine Variante der Spulenzündung ist die Magnetzündung. Im Prinzip handelt es sich um eine Zündanlage mit eingebautem Generator. Dadurch ist man unabhängig von der Batterie. Magnetzünder kommen häufig in Motorsägen, Rasenmähern und Motorrädern mit Kickstarter vor. In Motorflugzeugen sind sie sogar vorgeschrieben.

Abb. 3.6: Prinzip der Magnetzündung

Die Hochspannungs-Kondensatorzündung (Thyristorzündung) konnte sich trotz ihrer Vorteile nie richtig durchsetzen. Serienmäßig wurde sie im RO 80 eingebaut. Abb. 3.7 zeigt das Prinzipschaltbild einer Kondensatorzündung. Dabei wird die Energie nicht mehr in einer Spule, sondern in einem Kondensator nach der Gleichung

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (3.3)$$

gespeichert. Die Ladespannung liegt dabei um 350 V, die Kapazität des Kondensators beträgt etwa 1  $\mu\text{F}$ .

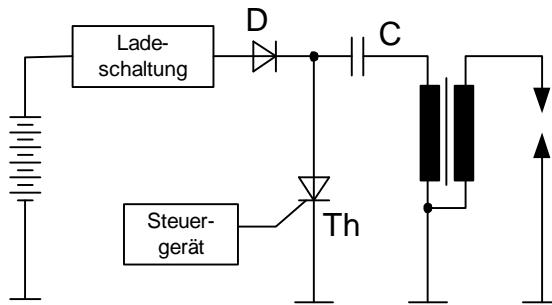


Abb. 3.7: Schaltung einer Kondensatorzündung

Bei der Kondensatorzündung steigt die Zündspannung sehr steil an. Dies macht sie unempfindlich gegen Nebenschlüsse im Hochspannungskreis. Darüber hinaus kann man praktisch beliebig hohe Zündspannungen und Zündenergien erzielen. Der Hauptnachteil besteht darin, dass die Funkendauer mit 0,2 ms sehr kurz ist (Spulenzündung etwa 1,5 ms). Dadurch hat das Gemisch oft nicht genügend Zeit zum Entflammen. Dieser Nachteil kann durch Mehrfachzündung oder durch eine Nacentladung aus einem magnetischen Energiespeicher kompensiert werden, was aber den ohnehin schon enormen schaltungstechnischen Aufwand weiter erhöht.

### 3.1.2 Einspritzung (Ottomotor)

Nicht zuletzt die weltweit verschärften Abgasbestimmungen haben zum nahezu völligen Verschwinden von Vergasermotoren geführt. Bei den Einspritzsystemen ist die Saugrohreinspritzung Standard, es nehmen aber die Fahrzeuge mit Direkteinspritzung zu. Als Einspritzverfahren hat sich bei der Saugrohreinspritzung die intermittierende Einspritzung durchgesetzt. Dabei wird das Einspritzventil elektromagnetisch so lange geöffnet, bis die beabsichtigte Kraftstoffmenge eingespritzt ist. Hier wird, ähnlich wie bei vielen Sensoren, eine analoge physikalische Größe auf eine Zeitspanne abgebildet. Moderne Mikrocontroller können solche Zeiten sehr exakt realisieren.

Abb. 3.9 zeigt ein Übersichtsbild über das klassische Einspritzsystem, die intermittierende Multipoint-Einspritzung, bei Bosch L-Jetronic genannt. Dieses Prinzip kommt auch bei kombinierten Zünd-Einspritzsystemen wie z.B. der Motronic zum Einsatz. Der Luftmengenmesser (12) ist veraltet, an seine Stelle sind Luftpunktmesser nach dem Hitzdraht- oder Heißfilm-Prinzip (siehe 2.1.1.3) getreten.

Die Hauptmessgrößen sind

- Luftmenge bzw. Luftmasse,
- Motordrehzahl.

Dazu kommen einige Hilfsmessgrößen wie

- Motortemperatur,
- Drosselklappenstellung,
- Ansauglufttemperatur etc.

Das Steuergerät berechnet aus den Messwerten die nötige Einspritzmenge und gibt die Ansteuerzeit für die Ventile vor. Die Einspritzventile (Abb. 3.8) sind Magnetventile, bei denen ein Elektromagnet eine Düsenadel aus ihrem Sitz hebt, um einen Querschnitt für den Kraftstoff freizugeben. Der Hub beträgt etwa 0,15 mm, die Ansprechzeit etwa eine Millisekunde, die Einspritzzeit liegt je nach Betriebszustand zwischen zwei und zehn Millisekunden.

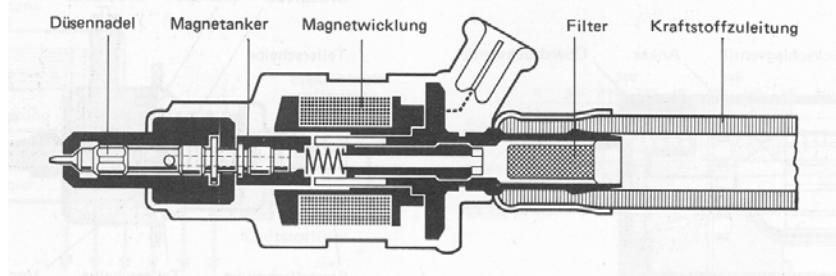
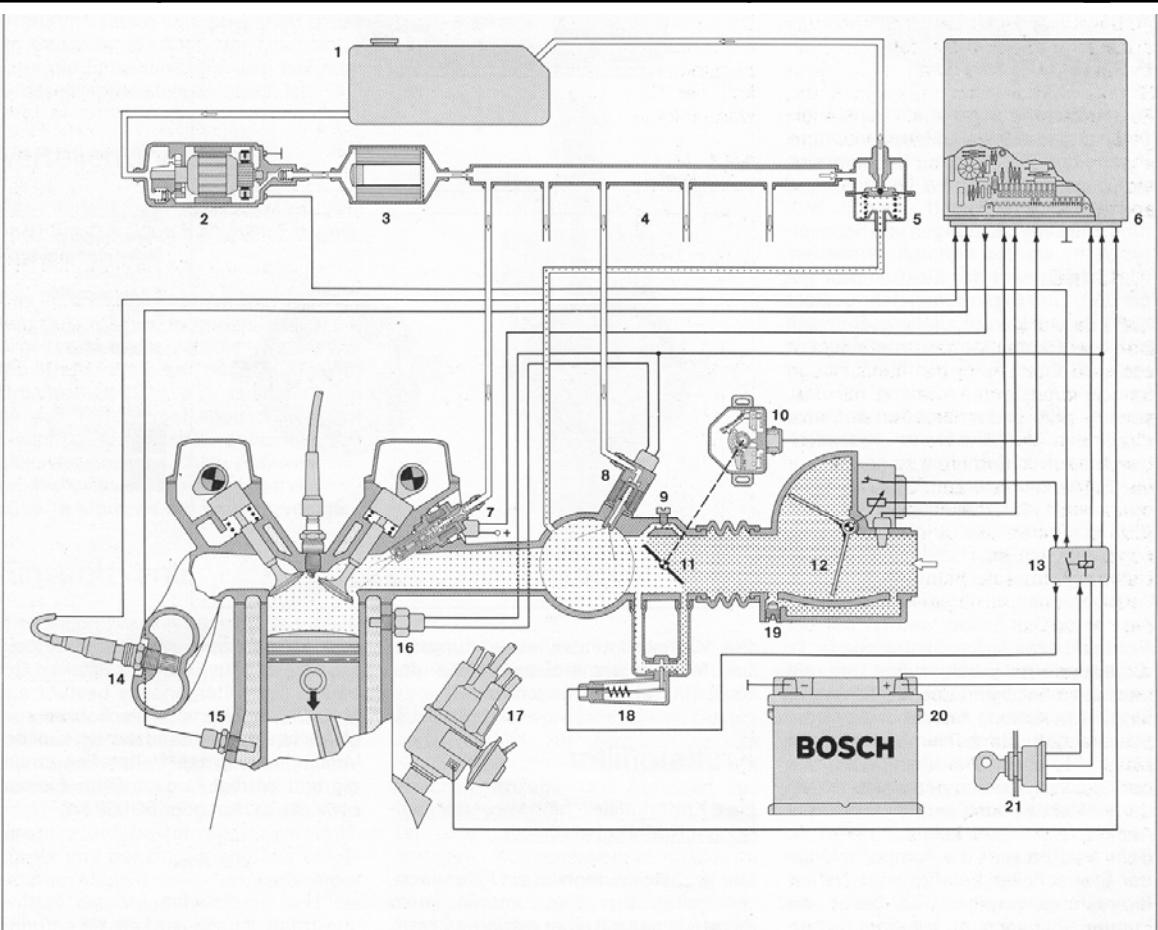


Abb. 3.8: Schnitzeichnung eines Einspritzvents



**Bild 7 Systemübersicht L-Jetronic**  
1 Kraftstoffbehälter, 2 Elektro-Kraftstoffpumpe, 3 Kraftstofffilter, 4 Verteilerrohr, 5 Druckregler, 6 Steuergerät, 7 Einspritzventil, 8 Kaltstartventil, 9 Leerlaufdrehzahl-Einstellschraube, 10 Drosselklappenschalter, 11 Drosselklappe, 12 Luftpengenmesser, 13 Relaiskombination, 14 Lambda-Sonde (nur für bestimmte Länder), 15 Motortemperaturfühler, 16 Thermozeitschalter, 17 Zündverteiler, 18 Zusatzluftschieber, 19 Leerlaufgemisch-Einstellschraube, 20 Batterie, 21 Zünd-Start-Schalter

Abb. 3.9: Übersicht über die Bosch L\_Jetronic (Werkbild: Bosch)

### 3.1.3 Kombinierte Zünd- und Einspritzsysteme

Eine Anzahl von Sensorsignalen (z.B. Motordrehzahl, Kurbelwellenwinkel, Motortemperatur) werden sowohl von der Zündsteuerung als auch von der Einspritzsteuerung benötigt. Daher liegt es nahe, beide Systeme in einem Steuergerät zu vereinen. Alle modernen Ottomotoren werden heute auf diese Weise gesteuert. Abb. 3.10 zeigt ein Blockschaltbild der Kernfunktionen eines modernen Motorsteuergerätes für einen Vierzylinder-Ottomotor mit einer Zündspule pro Zylinder. Abhängig vom Fahrzeug sind noch weitere Funktionen enthalten, wie z.B. Ölstands- und Ölzustandskontrolle, E-Gas, Generator-Management, elektronische Ventilhubsteuerung.

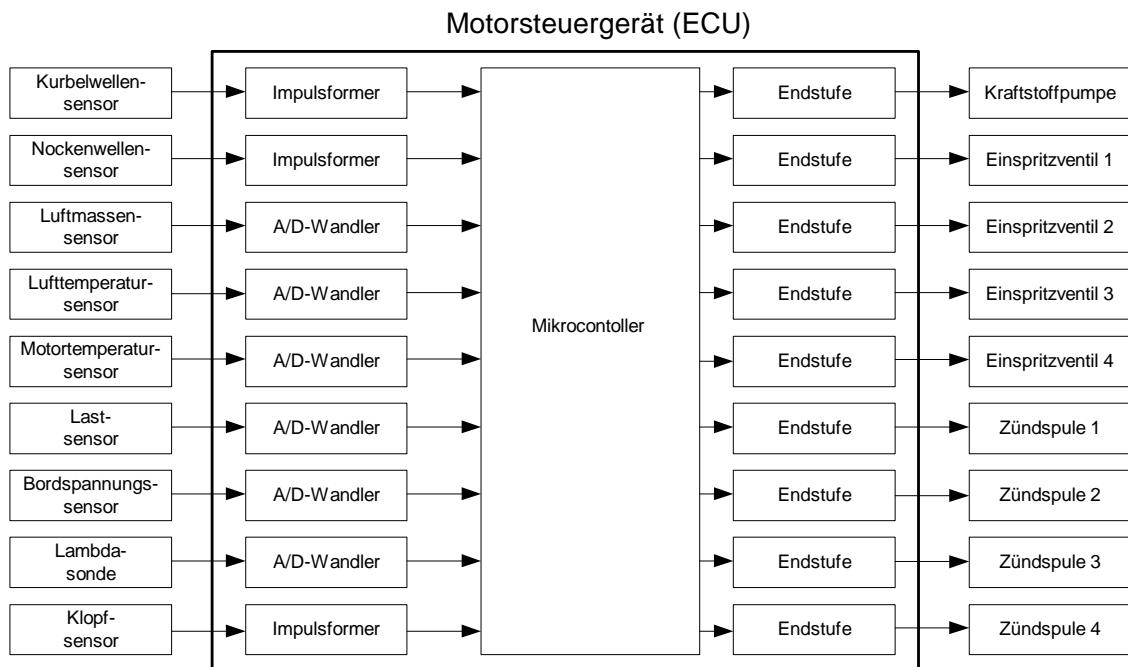
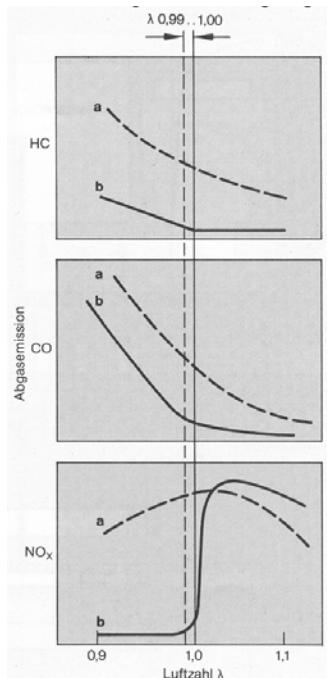


Abb. 3.10: Blockschaltbild eines Motorsteuergerätes

### 3.1.4 Konzepte zur Verbrauchs- und Emissionsoptimierung



Die Standardlösung zur Verbesserung des Emissionsverhaltens ist die katalytische Abgasnachbehandlung in Verbindung mit einer Lambda-Regelung. Die Luftzahl  $\lambda$  ist eine Maß für die Zusammensetzung des Kraftstoff-Luftgemisches. Bei  $\lambda = 1$  liegt das stöchiometrische Verhältnis vor, bei  $\lambda < 1$  ist das Gemisch fett, bei  $\lambda > 1$  ist es mager. Abb. 3.11 zeigt, dass die katalytische Abgasnachbehandlung nur bei  $\lambda = 1$  funktionieren kann, da bei zu magerem Gemisch die Stickoxide und bei zu fettem Gemisch das Kohlenmonoxid nicht mehr optimal entfernt werden.

Abb. 3.11: Wirksamkeit der katalytischen Abgasnachbehandlung

Mit der Zumessung der Kraftstoffmenge über den Lastzustand allein wäre der  $\lambda$ -Wert niemals so exakt wie benötigt einzustellen. Deshalb ist eine Regelung nötig. Der Messfühler für die Gemischzusammensetzung ist die  $\lambda$ -Sonde. Die Urform der  $\lambda$ -Sonde ist die Sprungsonde. Abb. 3.12 zeigt den Aufbau der Sonde und den Spannungsverlauf in Abhängigkeit von  $\lambda$ .

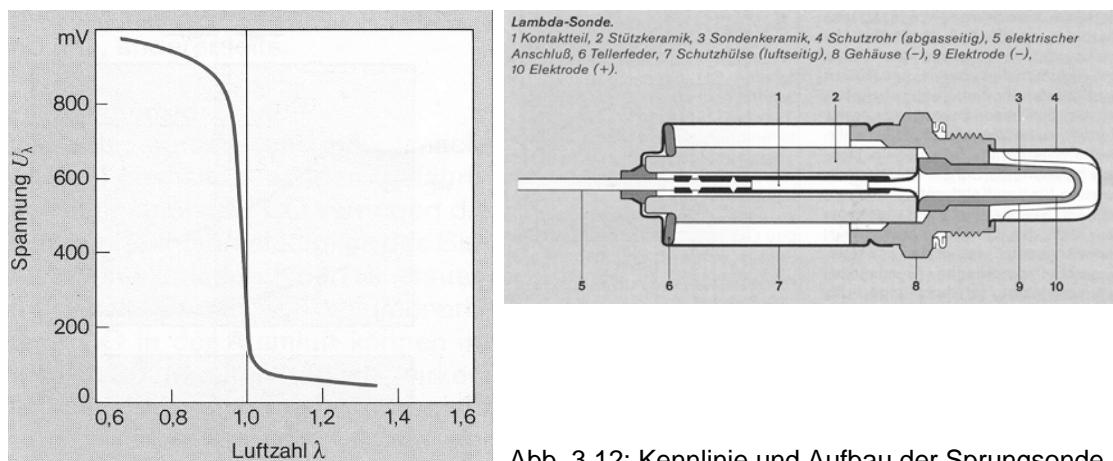


Abb. 3.12: Kennlinie und Aufbau der Sprungsonde

Die Sonde besteht aus einem Zirkondioxid-Keramik-Körper, dessen Oberflächen mit gasdurchlässigen Platinelektroden beschichtet sind. Die Außenseite (Abb. 3.12) liegt im Abgasstrom, die Innenseite ist der Umgebungsluft ausgesetzt. Oberhalb etwa 300°C wird die ZrO<sub>2</sub>-Keramik für Sauerstoffionen leitend. Bei unterschiedlichen Sauerstoffkonzentrationen auf beiden Seiten

der Keramik entsteht eine Spannung von etwa 1 Volt. Mit dieser Sonde kann man eine Zweipunktregelung aufbauen. Abb. 3.13 zeigt das Funktionsprinzip. Eine für Sauerstoffionen leitende Keramik (Zirkondioxid) hat auf beiden Seiten poröse Platinelektroden. Auf der Seite der Umgebungsluft nehmen die Sauerstoffatome aus der Elektrode Elektronen auf. Als Ionen wandern sie nun zur Abgasseite und geben dort die Elektronen wieder ab. Auf diese Weise entsteht die Sondenspannung.

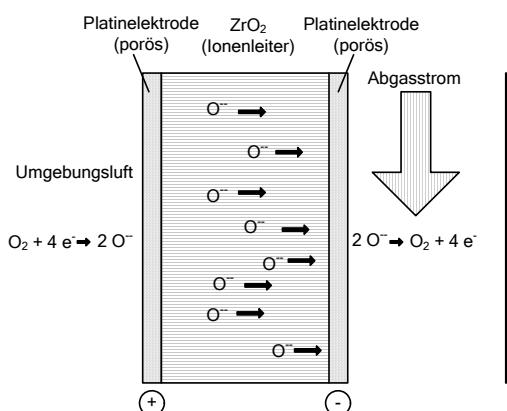


Abb. 3.13: Funktionsprinzip der Nernst-Zelle

Heute werden immer häufiger Breitbandsonden eingesetzt (Funktionsprinzip in Abb. 3.14), mit denen man höherwertige Regelungen realisieren kann. Eine solche Breitbandsonde ist eine Kombination aus einer oben beschriebenen Nernst-Zelle mit einer Pumpzelle für Sauerstoffionen. Hier ist eine normale Nernst-Zelle (Sprungsonde) mit einer Pumpzelle für Sauerstoffionen kombiniert. Die Pumpzelle wirkt wie die Nernst-Zelle, mit dem Unterschied, dass über eine angelegte Spannung die Bewegungsrichtung beeinflusst werden kann. Man kann also je nach Richtung des Pumpstroms Sauerstoffionen in die Messzelle hinein oder aus ihr heraus pumpen.

Der Operationsverstärker dient als Regler, der den Pumpstrom  $I_P$  so einstellt, dass die Messspannung der Nernst-Zelle immer 450 mV beträgt, was einem Lambdawert von 1,0 entspricht.

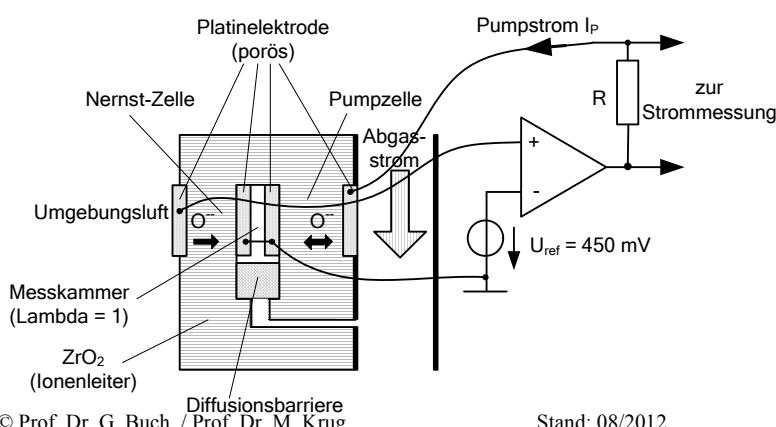


Abb. 3.14: Funktionsprinzip der Breitbandsonde

Die Firma BMW setzt zur Verbrauchsoptimierung eine elektronische Ventilhubsteuerung ein (Valvetronic). Abb. 3.15 zeigt das Prinzip der Valvetronic. Das Einlassventil wird nicht mehr direkt durch die Nockenwelle betätigt, sondern über einen Zwischenhebel, welcher durch eine per Elektromotor verdrehbare Exzenterwelle verstellt werden kann. Damit erreicht man eine Reduzierung der Drosselverluste im Teillastbetrieb.

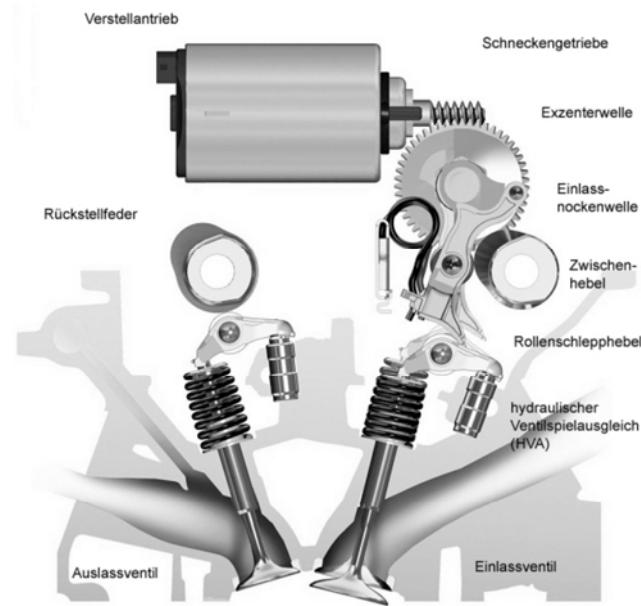


Abb. 3.15: Valvetronic (BMW)

Eine weitere effiziente Maßnahme zur Optimierung der Verbrennung ist die Direkteinspritzung. Von der Motorsteuerung her ändert sich nicht viel gegenüber der Saugrohreinspritzung. Auch hier wird die Einspritzmenge über die Einspritzzeit eingestellt. Allerdings kommt es nun auf äußerst exakte Einspritzwinkel und Einspritzzeiten an, wobei Mehrfacheinspritzungen wie beim Dieselmotor üblich sind. Da die Einspritzdrücke aber wesentlich höher sind (sie betragen bis zu 200 bar gegenüber etwa 4 bar bei Saugrohreinspritzung), müssen die Einspritzventile (Injektoren) modifiziert werden.

### 3.1.5 Einspritzung (Dieselmotor)

Das am weitesten verbreitete Einspritzsystem für Dieselmotoren ist das Common Rail System. Abb. 3.16 zeigt eine Gesamtübersicht. Das System ähnelt sehr stark denen für Ottomotoren, mit dem Unterschied, dass die Einspritzdrücke noch wesentlich höher sind (bis zu 2000 bar).

1 Luftpumassenmesser, 2 Steuergerät, 3 Hochdruckpumpe, 4 Hochdruckspeicher (Rail), 5 Injektoren, 6 Kurbelwellen-Drehzahlsensor, 7 Kühlmittel-Temperatursensor, 8 Kraftstofffilter, 9 Fahrpedalsensor.

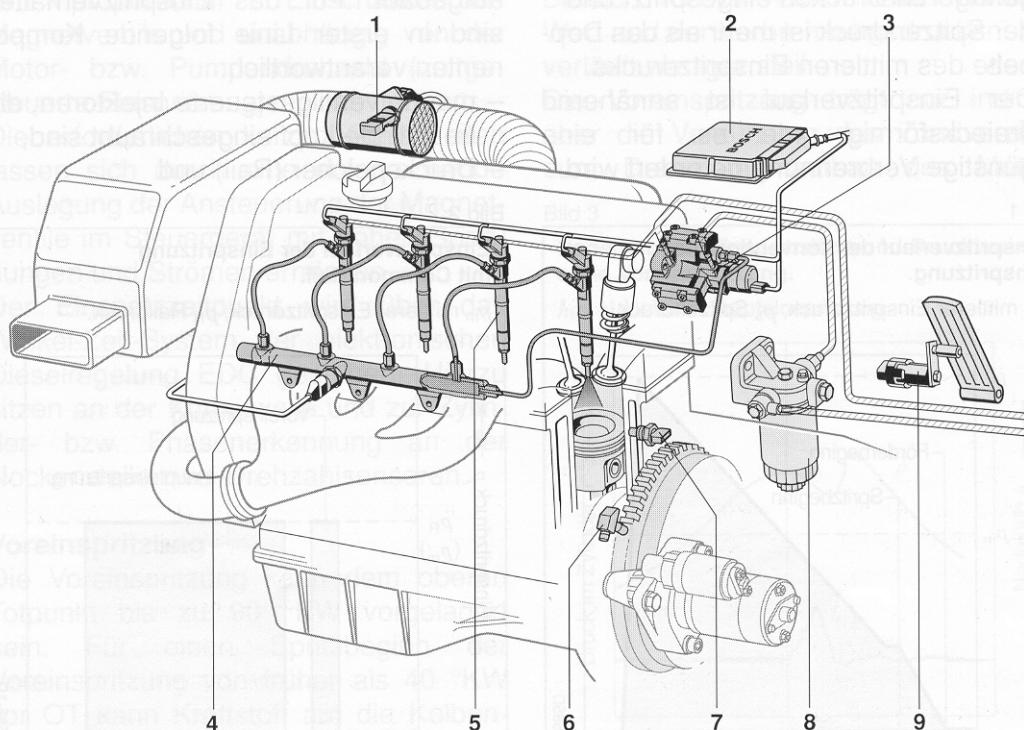
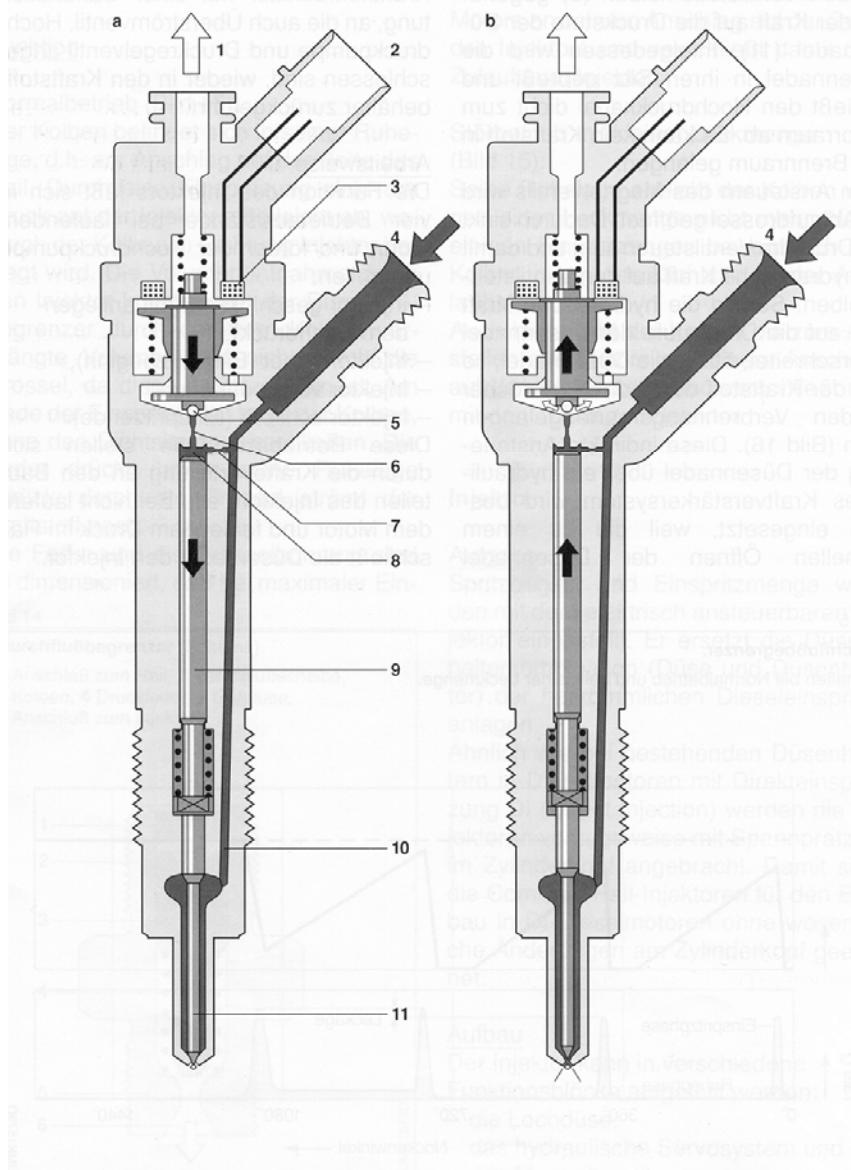


Abb. 3.16: Common Rail (Werkbild: Bosch)

Dadurch sind spezielle Injektoren an Stelle der elektromagnetischen Einspritzventile notwendig, da ein Elektromagnet die Ventilnadel nicht mehr gegen den Kraftstoffdruck aus ihrem Sitz ziehen kann. Es gibt heute Injektoren mit einer hydraulischen Verstärkung (Abb. 3.17) und solche mit piezoelektrischer Betätigung.

- a** Injektor geschlossen  
(Ruhezustand),  
**b** Injektor geöffnet  
(Einspritzung).  
**1** Kraftstoffrücklauf,  
**2** elektrischer Anschluß,

- 3** Ansteuereinheit  
(Magnetventil),  
**4** Kraftstoffzulauf  
(Hochdruck) vom Rail,  
**5** Ventilkugel,  
**6** Ablaufdrossel,
- 7** Zulaufdrossel,  
**8** Ventilsteuerraum,  
**9** Ventilsteuerkolben,  
**10** Zulaufkanal zur Düse,  
**11** Düsenadel.



Funktion: Im geschlossenen Zustand herrscht im Ventilsteuerraum (8) und im Zulaufkanal (10) derselbe Kraftstoffdruck. Die Ventilnadel wird in ihren Sitz gepresst, da die ihre Fläche im Ventilsteuerraum größer ist als im Raum, in den der Zulaufkanal mündet.

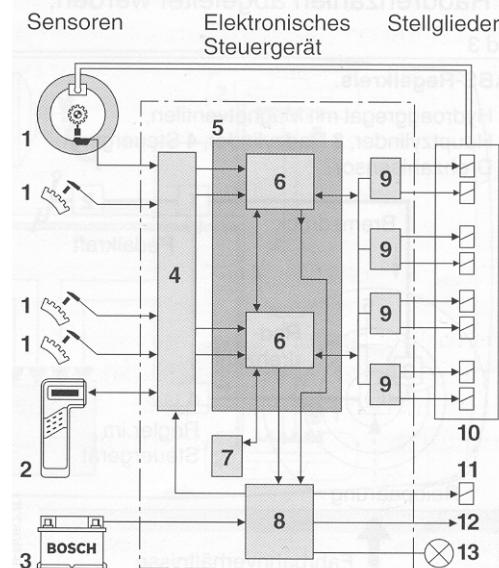
Wird nun die Magnetwicklung (3) angesteuert, öffnet das Kugelventil (5) und der Kraftstoff kann aus dem Ventilsteuerraum abfließen. Wegen der Drossel (7) sinkt der Druck im Ventilsteuerraum, während er im Nadelraum hoch bleibt. Dadurch wird die Ventilnadel entgegen der Federkraft aus dem Sitz gedrückt und das Ventil öffnet.

Abb. 3.17: Diesel-Injektor  
(Werksbild: Bosch)

## 3.2 Elektronische Radschlupfregelung

### 3.2.1 Antiblockiersystem ABS

- 1 Drehzahlsensoren,
- 2 Diagnoseanschluß,
- 3 Batterie,
- 4 Eingangsschaltung,
- 5 digitaler Regler,
- 6 Mikrocontroller,
- 7 nichtflüchtiger Speicher,
- 8 Spannungsstabilisator/Fehlerspeicher,
- 9 Ausgangsschaltungen mit Endstufen,
- 10 Magnetventilpaare für Druckaufbau/-abbau,
- 11 Relais,
- 12 stabilisierte Batteriespannung,
- 13 Kontrolleuchte.



Das Antiblockiersystem ABS verhindert beim Bremsen das Blockieren der Räder und gewährt somit eine Lenkbarkeit des Fahrzeugs. Auch bei Vollbremsungen sind Ausweichmanöver noch möglich. Abb. 3.18 zeigt ein Blockschaltbild eines Vierkanal-ABS (alle Räder werden einzeln und unabhängig voneinander geregelt).

Die wesentlichen Baugruppen sind die Raddrehzahlsensoren (1), die aus elektronisch abgetasteten Zahnräden bestehen. Ein Mikrocontroller (6) wertet die Signale aus und steuert die Magnetventilpaare (10) an, die in einem Hydroaggregat angeordnet sind. Bei diesen Paaren ist ein Ventil für „Druck halten“ eingerichtet, bei seiner Ansteuerung wird die Verbindung zwischen Hauptbrems- und Radbremszylindern unterbrochen. Das andere Ventil ist für „Druck absenken“, wird es zusätzlich zum ersten Ventil angesteuert, wird der Druck im Radbremszylinder gesenkt und dadurch die Bremse gelöst. Durch gepulstes Ansteuern der Ventile (ca. 10 Hz) kann der Bremsdruck relativ fein dosiert werden. In älteren Systemen findet man an Stelle der Ventilpaare auch einzelne Ventile mit drei Stellungen.

Abb. 3.18: Blockschaltbild eines ABS-Systems (Wekbild: Bosch)

Ein großes Problem beim ABS besteht darin, dass man mit den zur Verfügung stehenden Radrehzahlsensoren nicht die wahre Geschwindigkeit über Grund messen kann, vor allem dann nicht, wenn alle vier Räder blockieren. Deshalb wird im Steuergerät eine Referenzgeschwindigkeit gebildet. Bei schwachen Bremsungen ist diese Referenzgeschwindigkeit gleich der Um-

fangsgeschwindigkeit des gerade am schnellsten laufenden Rades. Übersteigt Verzögerung dieses Rades eine Grenze, die höher liegt als die maximal erzielbare Fahrzeugverzögerung, lässt dies auf ein Blockieren aller Räder schließen. Dann wird die Referenzgeschwindigkeit elektronisch gebildet. Abb. 3.19 zeigt, wie eine solche geregelte ABS-Bremsung verlaufen kann.

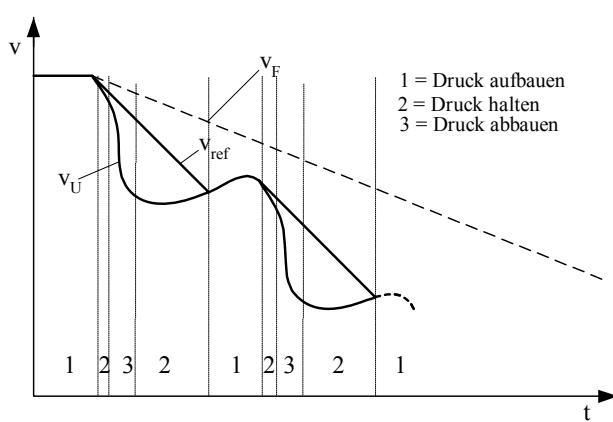


Abb. 3.19: Beispiel eines ABS-Bremsvorgangs

### 3.2.2 Antriebsschlupfregelung ASR

Auch beim Anfahren und Beschleunigen ist ein zu großer Radschlupf (Durchdrehen der Antriebsräder) schädlich. Die ASR bremst über ein gegenüber dem ABS erweitertes Hydroaggregat das oder die angetriebenen Räder ab und gibt ein Signal an das Motorsteuergerät, das Antriebsdrehmoment zu reduzieren. Damit die Motorsteuerung das Moment reduzieren kann, muss grundsätzlich ein elektronisches Gaspedal (EGAS) vorhanden sein. Lediglich im Rennsportbetrieb, wo das EGAS oft per Reglement verboten ist, behilft man sich durch Unterbrechen der Zündung oder Spätverstellen des Zündzeitpunktes.

### 3.2.3 Fahrdynamikregelung (ESP = Elektronisches Stabilitätsprogramm)

Bei der Fahrdynamikregelung werden zusätzlich zu den Raddrehzahlen mit geeigneten Sensoren die Giergeschwindigkeit (Drehgeschwindigkeit um die Hochsachse), die Querbeschleunigung und der Lenkradwinkel gemessen. Ist die Giergeschwindigkeit im Verhältnis zu Lenkradwinkel und Querbeschleunigung zu klein oder zu groß, kann auf Unter- oder Übersteuern geschlossen werden. Abb. 3.20 zeigt am Beispiel des Übersteuerns, wie durch gezieltes Abbremsen einzelner Räder das Fahrzeug stabilisiert wird.

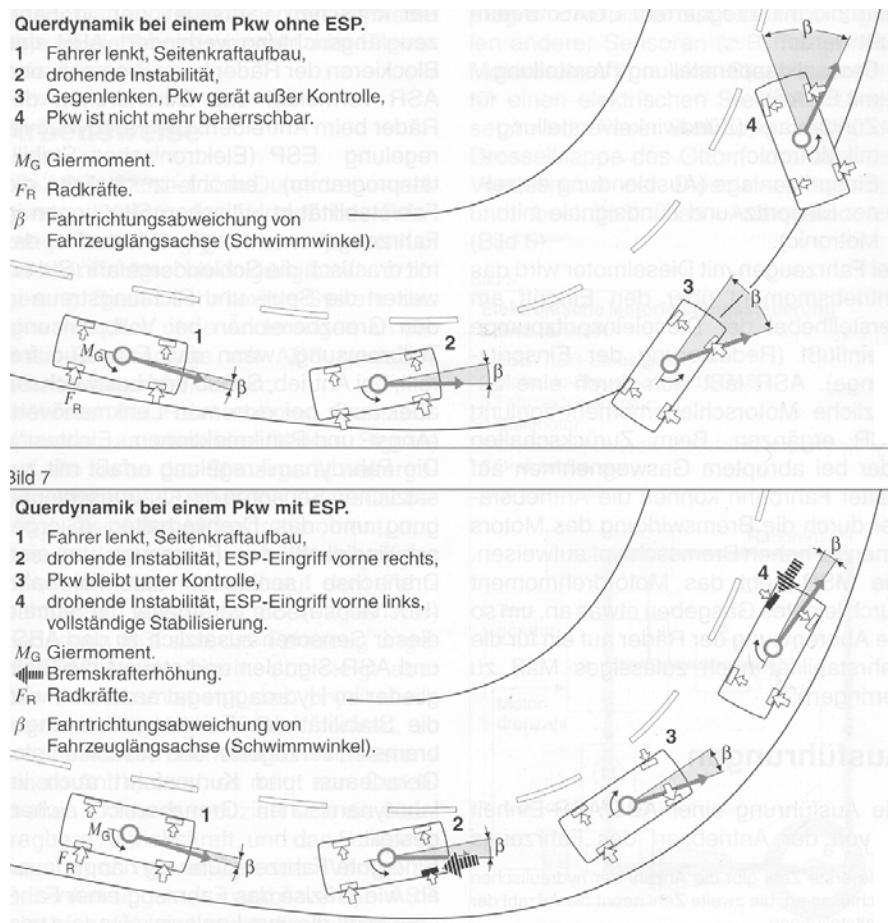


Abb. 3.20: Funktionsweise des ESP (Werbild: Bosch)



## 4 Diagnose

In Fahrzeugen können, wie in allen technischen Systemen, Fehler auftreten. Die Folgen solcher Fehler können verschiedene Formen annehmen:

- **Beeinträchtigung der Verfügbarkeit (Mobilität),**
- **Beeinträchtigung der Sicherheit,**
- **Beeinträchtigung des Fahrkomforts,**
- **Erhöhte Emissionen (Geräusch, Schadstoffe, elektromagnetische Wellen etc.).**

In allen Fällen ist es wichtig, Fehlfunktionen zu erkennen, die verursachenden Bauteile oder Baugruppen zu lokalisieren und die Fehlerursachen zu beheben. In vielen Fällen ist es wichtig, Fehler möglichst frühzeitig zu erkennen, um größere Schäden, Folgefehler oder gar Unfälle abzuwenden. Moderne Fehlerdiagnose kann sich deshalb nicht auf die Fehlersuche in der Werkstatt beschränken, sondern es gibt im wesentlichen drei Einsatzfälle:

- **Fehlerdiagnose während der Fahrt (Eigendiagnose),**
- **Fehlerdiagnose in der Werkstatt,**
- **Fehlerdiagnose nach Unfällen (Rekonstruktion der Unfallursache).**

Damit Fehlerdiagnoseverfahren überhaupt weiterentwickelt werden, muss bei verschiedenen Institutionen oder Personen ein Interesse daran bestehen. Dies sind u.a.:

- **Hersteller (Image),**
- **Werkstätten,**
- **Betreiber,**
- **Gesetzgeber (z.B. Onboard-Diagnose),**
- **Gerichte.**

### 4.1 Fehlererkennung und –lokalisierung

In der Zuverlässigkeitstheorie wird ein Fehler folgendermaßen definiert:

**Ein Fehler ist die über die Grenzen der zulässigen Toleranz hinausgehende Abweichung des Istwertes einer Kenngröße oder einer Funktion von einem Sollwert. Man unterscheidet Fehler, die durch Fremdeinflüsse (z.B. elektrische Störimpulse), und solche, die durch defekte Bauteile oder Baugruppen hervorgerufen werden.**

Diese zunächst sehr theoretisch anmutende Definition hat für die Fehlerdiagnose in der Praxis einige Konsequenzen. Es müssen die Sollwerte von Kenngrößen und Funktionen sowie die zulässigen Abweichungen festgelegt werden. Normalerweise werden diese Werte vom Fahrzeugherrsteller definiert. Markenunabhängige Hersteller von Diagnosegeräten haben hier oft große Schwierigkeiten, sich die richtigen Sollwerte und deren Toleranzen zu beschaffen.

Fehler können einfach oder mehrfach auftreten, sie können statisch und reproduzierbar oder sporadisch und nur unter bestimmten Bedingungen auftreten. Letztere verlangen eine **Fehler-speicherung**, wobei am besten auch die Bedingungen (z.B. Umgebungstemperatur) mit ge-

speichert werden sollten. Bei modernen Bus-Systemen (z.B. CAN-Bus) können Busfehler auftreten, die ebenfalls meist sporadisch sind und z.B. von der momentanen Busbelastung abhängen können. Während früher wegen der einfachen Strukturen eine Fehlersuche noch überschaubar war, sind heute aus dem Schaltplan die funktionalen Zusammenhänge einer Baugruppe meist überhaupt nicht mehr erkennbar. Zusätzlich erschwert die Vernetzung mehrerer Steuergeräte mit Datenaustausch über Bussysteme eine konventionelle Fehlersuche.

Falls ein Fehler nicht ganz offensichtlich ist (z.B. gebrochene Leitung), geht eine Fehlersuche folgendermaßen vonstatten:

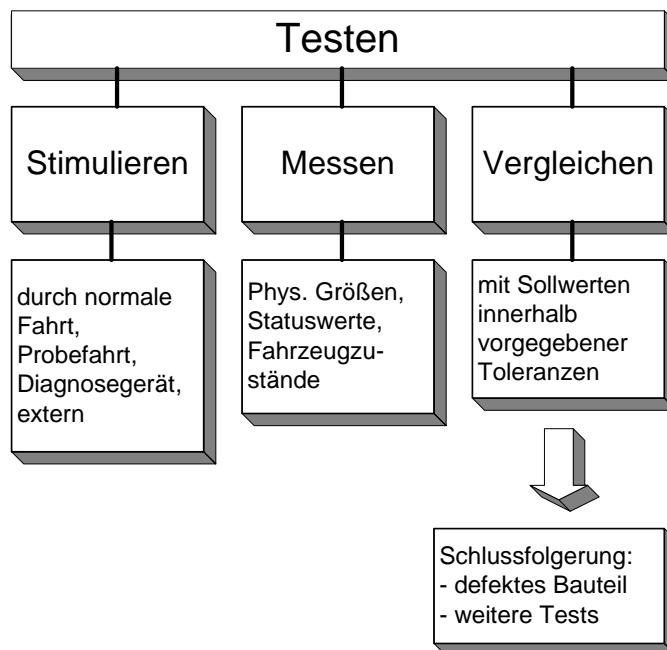


Abb. 4.1: Vorgehen bei einem Test

Die Stimulation kann völlig im Hintergrund durch den normalen Fahrbetrieb oder durch ein gezieltes Hervorrufen bestimmter Zustände bei einer Probefahrt oder durch gezielte Ansteuerung von Sensoren, Aktuatoren oder Steuergerätefunktionen erfolgen. Aus der Messung und dem anschließenden Vergleich mit Sollwerten und Toleranzen können dann Schlussfolgerungen über defekte Bauteile oder über weitere notwendige Tests gezogen werden. Das Messen geschieht bei modernen Fahrzeugen über zwei verschiedene Kanäle:

- Direkte Messung der physikalischen Größen an Bauelementen, Sensoren und Stellgliedern,
- indirekte Messung über den Diagnosebus.

Bei der zweiten Art der Messung muss die Eigendiagnose sehr weit ausgebaut sein und im Steuergerät von der Software unterstützt werden.



## 4.2 Eigendiagnose

Alle elektronischen Steuergeräte beinhalten heute eine mehr oder weniger aufwändige Eigendiagnose. Dabei werden Fehler erkannt und in einem Fehlerspeicher abgelegt. Mit einem Diagnosegerät kann man diesen Fehlerspeicher dann auslesen. Auf diese Weise kann man auch Fehler erfassen, die nur sporadisch oder unter bestimmten Betriebsbedingungen (z.B. Temperatur) auftreten. Sehr ausgereifte Diagnosesysteme speichern die Betriebsbedingungen gleich mit ab.

Aus Kostengründen werden meist für die Eigendiagnose keine zusätzlichen Sensoren eingebaut, sondern es werden die Sensoren verwendet, die man für die Funktion der einzelnen Systeme ohnehin benötigt. So wird z.B. die Stromaufnahme eines Verstellmotors für die Drehzahlregelung gemessen. Bei erhöhter Reibung oder Verklemmen der Mechanik übersteigt diese Stromaufnahme einen Maximalwert, was auf bestimmte Fehlerursachen schließen lässt.

Zur Eigendiagnose der Sensoren wird meist der zur Verfügung stehende Messbereich im Normalbetrieb nicht voll ausgenutzt. Treten dennoch extreme Werte auf, kann man auf Drahtbruch oder Kurzschluss schließen.

## 4.3 Diagnose mit Diagnosegeräten

Moderne Diagnosesysteme stützen sich auf digitale Rechner. Dies sind entweder die Mikrocontroller in den Steuergeräten und/oder modifizierte PC oder Workstations mit einem Standard-Betriebssystem wie z.B. UNIX (BMW) oder Windows 95 (VW-Audi). Zur Erleichterung der Bedienung ist meist ein robuster „Touch-Screen“ vorhanden. Neue Programme oder Daten werden mittels Datenträger (CD-ROM) oder Online-Verbindung (Modem) eingespielt.

Für diese Geräte kann man drei unterschiedliche Strategien anwenden:

- **Fehlerbaumbasierte Diagnosestrategie,**
- **Wissensbasierte Diagnosestrategie,**
- **Modellbasierte Diagnosestrategie.**

Heutige Diagnosesysteme nutzen meist eine Mischung aus den drei Hauptstrategien, wobei die modellbasierte sich noch weitgehend im Versuchsstadium befindet. Da sich die Geräteentwicklung allerdings zunehmend der Modellierung von Systemen im Rechner bedient, ist zu erwarten, dass diese Modelle in Zukunft auch für Diagnosesysteme übernommen werden.

### 4.3.1 Diagnosestrategie Fehlerbaum

Abb. 4.2 zeigt schematisch, wie ein Fehlerbaum aufgebaut sein kann. Solche Fehlerbäume werden durch die vielen Verzweigungen und zusätzlich mögliche Querverbindungen sehr komplex. Es ist in der Praxis nahezu unmöglich, ein komplettes Fahrzeug in all seinen Funktionen komplett in einem Fehlerbaum abzubilden.

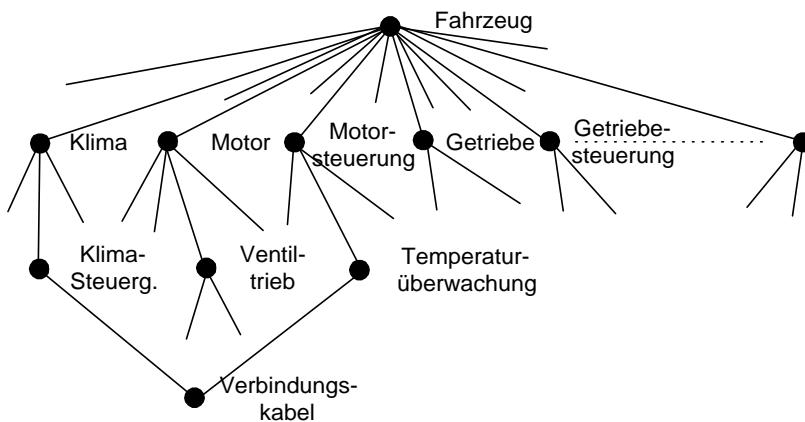


Abb. 4.2: Schema eines Fehlerbaumes

Es gelten folgende Vereinbarungen:

- Jeder Knoten entspricht einer Funktion bzw. einem Funktionskomplex.
- In der untersten Ebene entsprechen die Knoten den Funktionen von austauschbaren Bauteilen
- Der Diagnosebaum kann quervernetzt sein, wenn eine Funktion oder ein Bauteil gleichzeitig zu verschiedenen Zweigen gehört.

### 4.3.2 Diagnosestrategie Wissensbasierte Diagnose

Bei der wissensbasierten Diagnosestrategie wird das Diagnosewissen, das in verschiedenen Formen (Tabelle, Datenbank, Fehlermatrix) in einem Speicher abgelegt sein kann, im Fehlerfall abgerufen. Das Wissen stammt einerseits von den Konstrukteuren der Fahrzeugsysteme, andererseits aber auch aus der Erfahrung des Personals, das sich mit der Diagnose befasst. Es erweitert sich also im Lauf der Zeit immer mehr. Falls das Diagnosesystem ein solches Expertenwissen enthält und Fehlermöglichkeiten nicht nur auflistet, sondern auch z.B. Fehlerwahrscheinlichkeiten auswertet und somit eine geführte Fehlerdiagnose ermöglicht, spricht man auch von einem Expertensystem. Ein solches Expertensystem unterliegt einer ständigen Veränderung und Erweiterung, indem das immer mehr zunehmende Wissen vom Benutzer in die Wissensbasis eingegeben wird. Ein ganz moderner Ansatz ist das Einbeziehen künstlicher Intelligenz (KI). In diesem Fall lernt das Diagnosesystem ohne äußere Eingaben von selbst dazu. Abb. 4.3 zeigt als Beispiel die Struktur eines Expertensystems:

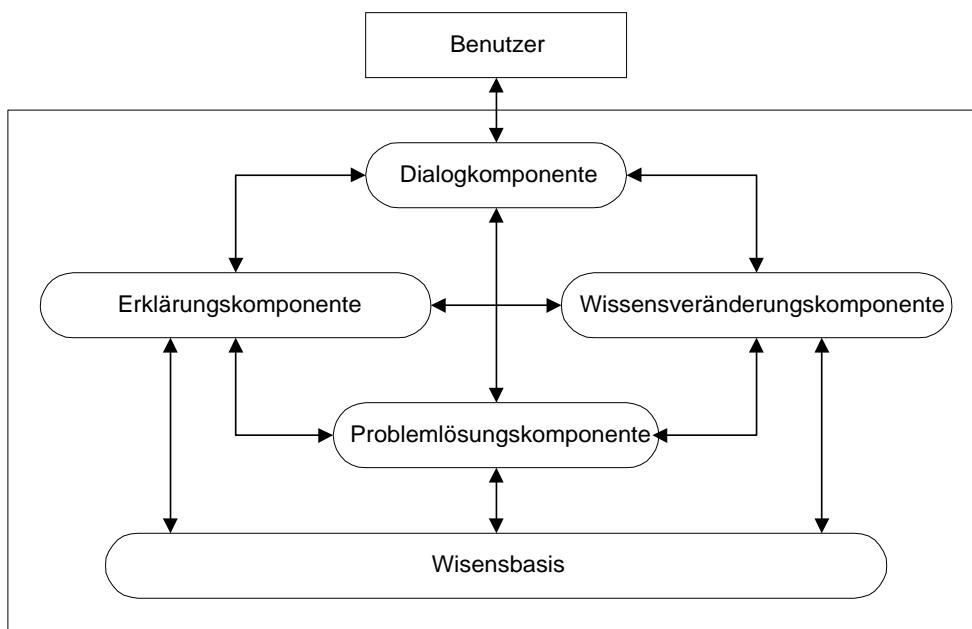


Abb. 4.3 Struktur eines Expertensystems

#### 4.3.3 Diagnosestrategie Modellbasierte Diagnose

Bei der modellbasierten Diagnosestrategie wird das Verhalten einer Fahrzeugbaugruppe in einem Rechenmodell, z.B. in Form von Differentialgleichungen oder von Zustandsdiagrammen abgebildet (Simulation). Das Verhalten dieses Modells wird im Diagnoserechner mit dem tatsächlichen Verhalten der Fahrzeugkomponente verglichen. Bei Diskrepanzen zwischen Modell und echtem System werden Fehlerhypothesen ermittelt und in das Simulationsmodell eingebaut. Falls dann bei erneuter Simulation die Diskrepanz verschwindet, wird der hypothetische Fehler als gegeben angenommen und angezeigt. Abb. 4.4 zeigt ein Blockdiagramm eines modellbasierten Diagnosesystems.

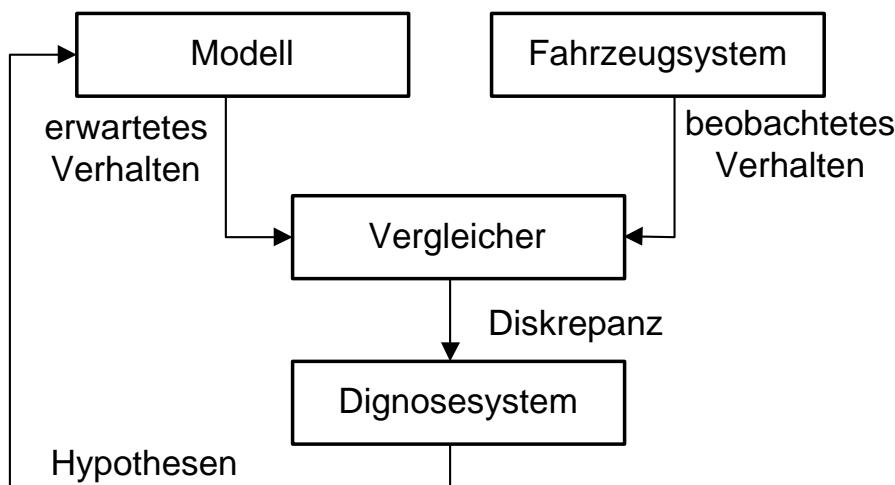


Abb. 4.4: Modellbasiertes Diagnosesystem



## 4.4 Onboard-Diagnose (OBD)

Um die Emissionswerte von Fahrzeugen zu vermindern, ist weltweit eine Tendenz festzustellen, die laufende Diagnose der für die Schadstoffemission relevanten Funktionen gesetzlich vorzuschreiben, so z.B. OBDII (USA) oder Euro-OBD (EU). Dabei wird in den Richtlinien gefordert:

- Bereitstellung eines genormten Diagnosesteckeranschlusses,
- Standardisierte Fehlercodes für alle Fahrzeughersteller,
- Fehleranzeige durch handelsübliche Diagnosetester,
- Festlegung, wann und wie ein Fehler angezeigt werden muss,
- Speicherung der Betriebsbedingungen, bei welchen der Fehler auftrat,
- Standardisiertes Diagnoseprotokoll,
- Standardisierte Benennungen und Abkürzungen von Bauteilen und Systemen,
- Mitteilung eines Fehlers an den Fahrer durch eine Warnlampe.

Folgende Einzelkomponenten bzw. Funktionen müssen überwacht werden:

- Katalysator-Wirkungsgrad,
- Lambda-Sonde,
- Erkennung von Verbrennungsaussetzern,
- Tankentlüftungssystem,
- Sekundärlufteinblasung,
- Kraftstoffversorgung,
- Manipulationsschutz,
- Sonstige abgasrelevante Komponenten,
- Inspektionsbereitschaft,
- Ansteuerung der Fehlerlampe

Um diese Anforderungen zu erfüllen, sind zusätzliche Komponenten erforderlich, wie z.B. eine zweite Lambdasonde zur Kontrolle der ersten oder ein Aktivkohlefilter im Tankentlüftungssystem. Außerdem müssen natürlich die relevanten Steuergeräte so modifiziert werden, dass sie die Fehlererkennungs- und Fehleranzeigefunktionen ausführen können.

## Anhang: Übungsaufgaben

### 1. Aufgabe: Belastungskennlinie des ungeregelten Nebenschlussgenerators

Ein Nebenschlussgenerator (Schaltskizze in Abb. 1.1) weist bei konstanter Drehzahl die in Abb. 1.2 gezeichnete Leerlaufkennlinie auf.

Seine Daten sind:

$$R_{ig} = 0,2 \Omega$$

$$R_e = 7,8 \Omega$$

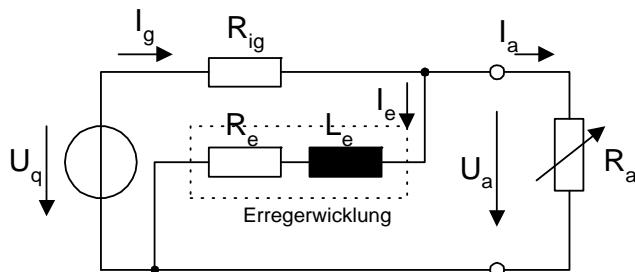


Abb. 1.1: Schaltskizze eines Nebenschlußgenerators

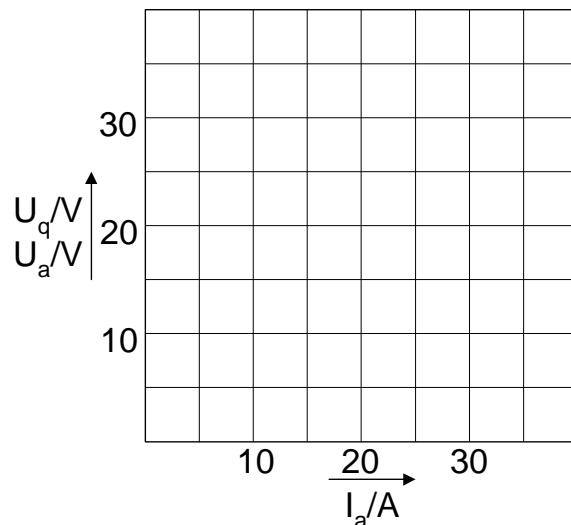
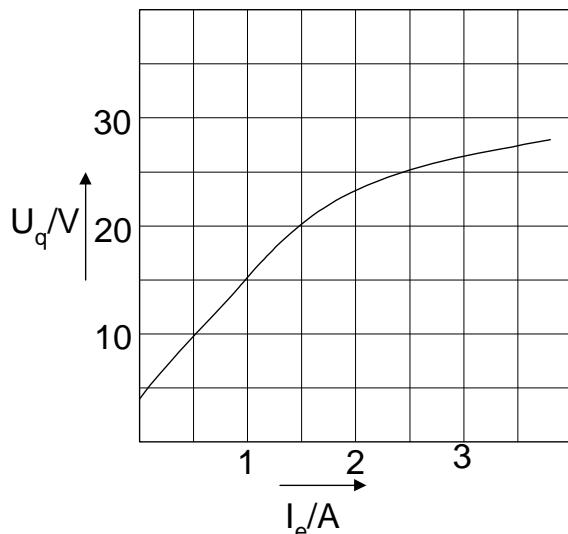


Abb. 1.2: Leerlauf- und Belastungskennlinie eines Nebenschlussgenerators

- 1.1 Ermitteln Sie  $U_q$ ,  $I_e$  und  $U_a$  im Leerlauf des Generators ( $R_a \rightarrow \infty$ ).
- 1.2 Vervollständigen Sie die nachstehende Tabelle, indem Sie unter Verwendung der Eingangskennlinie aus Abb. 1.2 für die vorgegebenen Werte von  $I_e$  zunächst die zugehörigen Werte von  $U_q$  ermitteln und anschließend die Werte von  $U_a$  und  $I_a$  berechnen.

$I_e/A$	3,0	2,5	2,0	1,5	1,0	0,75	0,5	0,25	0
$U_q/V$									
$U_a/V$									
$I_a/A$									

- 1.3 Zeichnen Sie mit Hilfe der Tabelle aus 1.1 die Kennlinien  $U_q = f(I_a)$  und  $U_a = f(I_a)$  in das rechte Diagramm in Abb. 1.2 ein.
- 1.4 Ermitteln Sie den maximalen Strom  $I_{max}$  und den Kurzschlußstrom  $I_k$  des Generators bei der gegebenen konstanten Drehzahl.

## 2. Aufgabe: Regelung eines Nebenschlussgenerators

Ein Drehstromgenerator (Nebenschlussgenerator) für ein Kraftfahrzeug wird durch einen Einkontaktregler (Schaltskizze in Abb. 2.1) geregelt.

Die Daten sind:

$$R_{ig} = \rightarrow 0$$

$$R_e = 4,67 \Omega$$

$$R_r = 23,33 \Omega$$

Durchlassspannung  
der Gleichrichterdioden  
vernachlässigbar

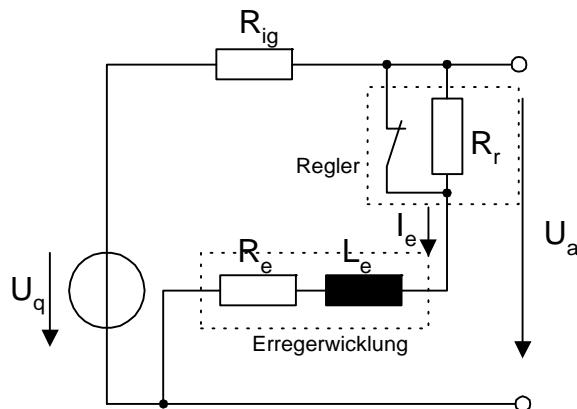


Abb. 2.1: Schaltskizze eines Nebenschlussgenerators mit Regler

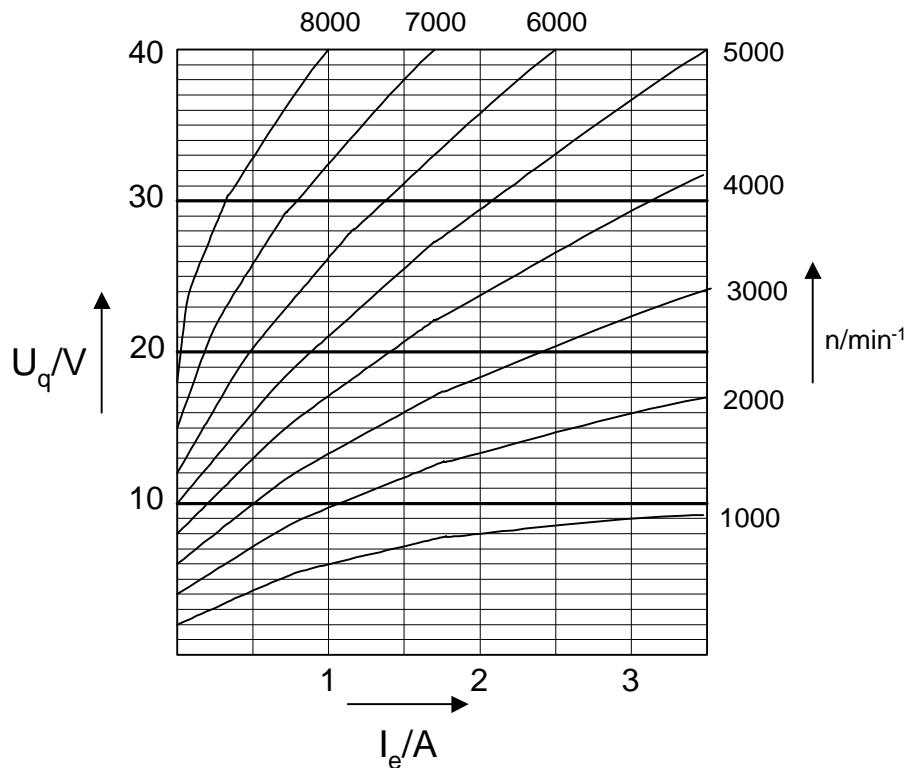


Abb. 2.2: Kennlinienfeld eines Nebenschlussgenerators

2.1 Ermitteln Sie den Drehzahlbereich, in dem der Einkontaktregler die Leerlaufspannung  $U_q$  konstant auf 14 V halten kann.

2.2 Ermitteln Sie den Drehzahlbereich, in dem ein Zweikontaktregler oder ein Transistorregler die Leerlaufspannung  $U_q$  konstant auf 14 V halten könnte.

### 3. Aufgabe: Dimensionierung einer Startanlage

- 3.1 Ein Dieselmotor ( $V_H = 2,5 \text{ l}$ ,  $c_m = 60 \text{ Nm/l}$ , erforderliche Startdrehzahl  $n_D = 80 \text{ min}^{-1}$ ) soll mit einem Reihenschluss-Starter gestartet werden. Die Starterdaten sind:  $R_e = 0,008 \Omega$ ,  $R_a = 0,0048 \Omega$ ,  $c_k = 0,00024 \text{ Vs/A}$ ,  $i = 10:1$ .

#### Reihenschluss-Starter

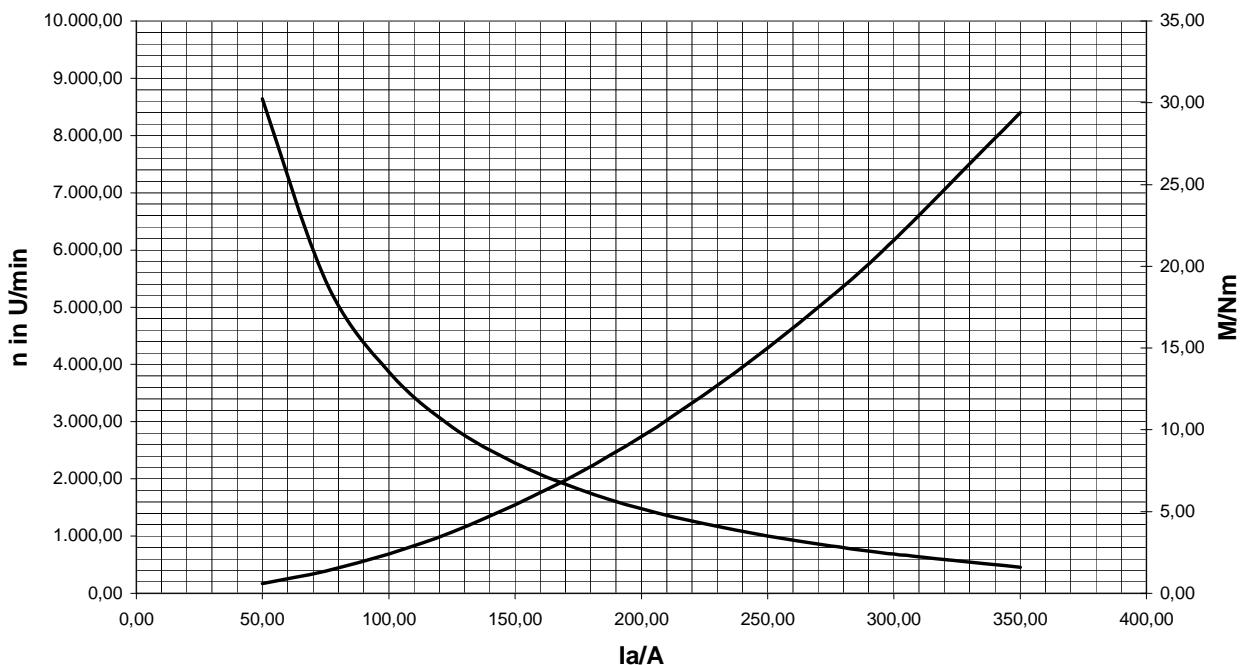
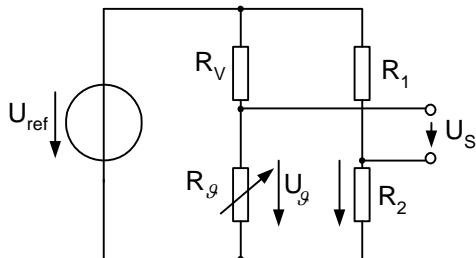


Abb. 3.1: Starterkennlinien

- 3.1.1 Ermitteln Sie die erforderlichen Startdrehmomente  $M_D$  des Dieselmotors und  $M_S$  des Starters.
- 3.1.2 Wie hoch ist der Ankerstrom  $I_a$  des Starters bei der Startdrehzahl?
- 3.1.3 Welche Startdrehzahlen  $n_D$  des Dieselmotors und  $n_S$  und des Starters stellen sich ein?
- 3.1.4 Der Starter wird an einer 12-V-Batterie betrieben. Welchen Innenwiderstand  $R_i$  darf die Batterie höchstens haben, damit die oben berechneten Werte von  $M$  und  $n$  erreicht werden?
- 3.1.5 Ermitteln Sie den Wirkungsgrad  $\eta_S$  des Starters und den Wirkungsgrad  $\eta_G$  der gesamten Startanlage.
- 3.2 Der Dieselmotor soll alternativ mit einem durch Permanentmagnete erregten Starter mit Vorgelege gestartet werden. Die Starterdaten sind :  $c_\phi = 0,02 \text{ Vs}$ ,  $R_a = 0,012 \Omega$ ,  $i = 40:1$  (Batterie:  $U_{B0} = 12 \text{ V}$ ,  $R_i = 0,01 \Omega$ )
- 3.2.1 Welcher Ankerstrom  $I_a$  fließt, wenn der Starter das Startdrehmoment  $M_S$  aufbringen muss?
- 3.2.2 Welche Startdrehzahlen des Starters ( $n_S$ ) und des Dieselmotors ( $n_D$ ) stellen sich ein?
- 3.2.3 Ermitteln Sie den Wirkungsgrad  $\eta_S$  des Starters und den Wirkungsgrad  $\eta_G$  der gesamten Startanlage und vergleichen Sie die Werte mit denen des Reihenschluss-Starters.

#### 4. Aufgabe: Temperaturmessung



Ein Temperatursensor soll an einer Referenzspannung  $U_{\text{ref}} = 5 \text{ V}$  in der gezeichneten Messbrücke betrieben werden. Seine Werte für die Temperaturen  $\vartheta_u$  (untere Temperatur),  $\vartheta_m$  (Temperatur in der Mitte des Messbereichs) und  $\vartheta_o$  (obere Temperatur) sind in der nachfolgenden Tabelle gegeben.

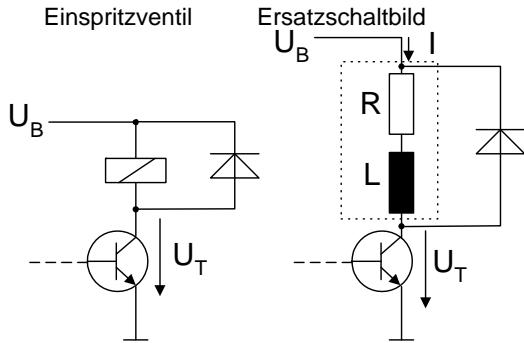
$\vartheta$	$R_\vartheta / \Omega$	$U_\vartheta / \text{V}$	$U_S / \text{V}$
$\vartheta_u$	813		0
$\vartheta_m$	1211		
$\vartheta_o$	1706		

Die Widerstände  $R_V$  und  $R_1$  sollen gleich sein.

- 4.1 Bestimmen Sie  $R_V$  so, dass die Messspannungen  $U_\vartheta$  für die drei Temperaturen  $\vartheta_u$ ,  $\vartheta_m$  und  $\vartheta_o$  auf einer Geraden liegen. Tragen Sie die Werte für  $U_\vartheta$  in die Tabelle ein.
- 4.2 Bestimmen Sie  $R_2$  so, dass bei der unteren Temperatur  $\vartheta_u$  die Brückenspannung  $U_S$  genau 0 V beträgt, berechnen Sie  $U_S$  für die beiden anderen Temperaturen und tragen Sie die Werte in die Tabelle ein.
- 4.3 Entwerfen und dimensionieren Sie eine Schaltung mit Operationsverstärkern, die bei  $\vartheta_u$  eine Ausgangsspannung von 0 V und bei  $\vartheta_o$  eine Ausgangsspannung von +5 V liefert.

## 5. Aufgabe: Einspritzventil

Ein Einspritzventil wird durch eine Transistor-Endstufe angesteuert (siehe Abb.).



Die Daten sind:

$$L = 20 \text{ mH}$$

$$I_{\max} = 2,5 \text{ A bei } U_B = 14 \text{ V}$$

$$\text{Anzugsstrom des Ventils } I_{\text{an}} = 1,8 \text{ A}$$

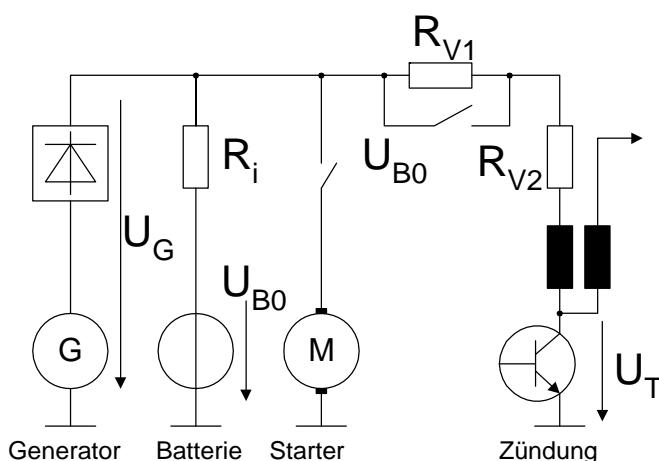
$$\text{Abfallstrom des Ventils } I_{\text{ab}} = 0,6 \text{ A}$$

$$\text{Transistor-Restspannung } U_T = 0,4 \text{ V}$$

- 5.1 Wie groß muss der Wicklungswiderstand  $R$  des Ventils sein, damit bei  $U_B = 14 \text{ V}$  der maximale Ventilstrom  $I_{\max}$  nicht überschritten wird?
- 5.2 Berechnen Sie die Zeitkonstante  $\tau$  des Einspritzventils.
- 5.3 Berechnen Sie bei  $U_B = 14 \text{ V}$  die Anzugsverzögerung  $T_{\text{an}}$  und die Abfallverzögerung  $T_{\text{ab}}$  des Einspritzventils (Massenträgheit vernachlässigbar).
- 5.4 Berechnen Sie  $T_{\text{an}}^*$  und  $T_{\text{ab}}^*$  für  $U_B^* = 12 \text{ V}$ .
- 5.5 Das Steuergerät gebe zum Zeitpunkt  $t_1$  den Befehl zum Einschalten und nach  $t_1 + T$  den Befehl zum Abschalten des Einspritzventils. Um welchen Prozentsatz unterscheidet sich die tatsächliche Einspritzzeit  $T_{\text{ist}}$  für die Fälle 5.3 und 5.4, wenn keine Spannungskorrektur der Einspritzzeit erfolgt und  $T = 12 \text{ ms}$  beträgt?

## 6. Aufgabe: Zündanlage

Die Abbildung zeigt einen Ausschnitt eines Kraftfahrzeug-Bordnetzes. Von Zündungssteuergerät ist nur der Endtransistor gezeichnet.



Die Werte sind:  
 Generatorensp.  $U_G = 14 \text{ V}$  (geregelt),  
 Batteriespannung  $U_{B0} = 12 \text{ V}$ ,  
 Innenwid. der Batterie  $R_i = 0,01 \Omega$ ,  
 Starterstrom  $I_s = 300 \text{ A}$  (bei Startdrehzahl),  
 $R_{V1} = 1,5 \Omega$ ,  $R_{V2} = 0,5 \Omega$ ,  
 Widerstand der Primärwicklung der Zündspule  $R_Z = 1 \Omega$ , Primärinduktivität der Zündspule  $L_1 = 3 \text{ mH}$ ,  
 Restspannung des Transistors im leitenden Zustand  $U_T = 0,5 \text{ V}$ .

Der Vorwiderstand  $R_{V1}$  wird beim Starten durch einen Kontakt des Zündschalters überbrückt (Startanhebung).

**Lösungshinweis:** Wenn der Starter läuft, können Sie den Primärstrom der Zündspule gegenüber dem Starterstrom vernachlässigen.

- 6.1 Wie hoch ist der maximale Primärstrom  $I_1$  der Zündspule während des Startvorgangs (Startdrehzahl)? Lösungshinweis: Nehmen Sie vereinfachend an, dass zur Berechnung des Spannungsabfalls am Innenwiderstand der Batterie der Primärstrom der Zündspule gegenüber dem Starterstrom vernachlässigt werden kann.
- 6.2 Berechnen Sie die beim Startvorgang in der Zündspule gespeicherte maximale Zündenergie  $W_{\max}$ .
- 6.3 Wie hoch ist der maximale Primärstrom  $I_1$  der Zündspule bei laufendem Motor?
- 6.4 Wie hoch ist die bei laufendem Motor in der Zündspule gespeicherte maximale Zündenergie  $W_{\max}$ .
- 6.5 Warum schaltet man in Reihe zur Zündspule außer dem Startanhebungswiderstand einen weiteren Vorwiderstand  $R_{V2}$  und macht dafür den Widerstand der Primärwicklung der Zündspule  $R_Z$  kleiner?