

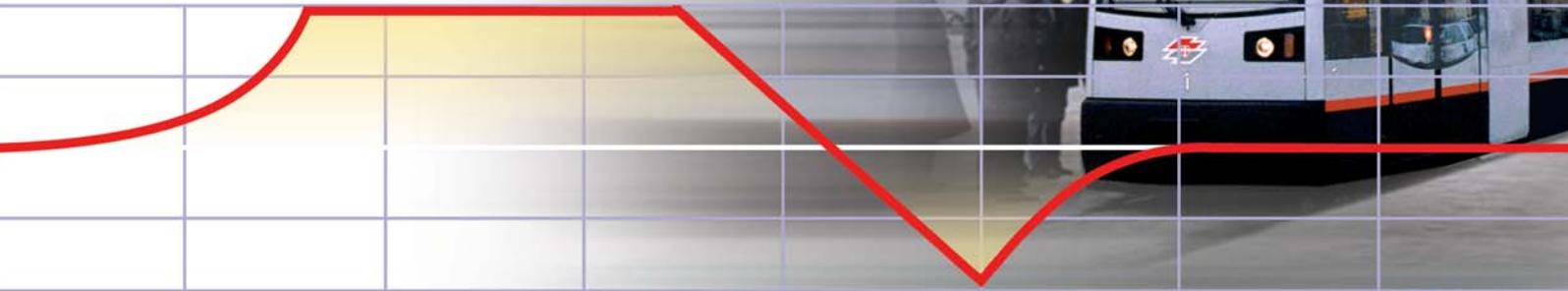
3. Auflage



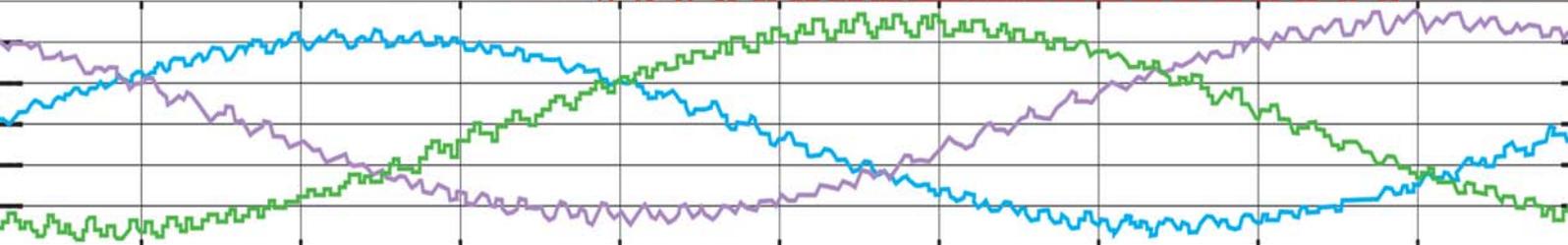
***Galvanisch getrennte
Strom- und Spannungswandler***
Eigenschaften - Anwendungen - Dimensionierung



Die LEM-Gruppe bietet umfassendes Knowhow und Gesamtlösungen für Strom-, Spannungs- und Leistungs-Messungen in der Leistungselektronik. Schwerpunktmäßig konzentriert sich LEM auf die Gebiete: Energie, Transport, Industrie, F&E, Medizin, Umwelt und Prüfeinrichtungen.



Die Qualität der Produkte und der Service haben oberste Priorität. Eine Kombination von Erfahrung und Kompetenz ist der beste Weg, das Kundenvertrauen zu stärken und eine lange, erfolgreiche Partnerschaft zu garantieren.



Galvanisch getrennte Strom- und Spannungswandler Eigenschaften - Anwendungen - Dimensionierung

Inhaltsverzeichnis

	Seite		
1	Optimale Lösungen mit 6 verschiedenen LEM Wandler-Technologien	4	6
			Zusätzliche Typen von Spannungswandlern
			41
2	Betimmende Parameter für die Wandler-Auswahl	5	6.1
			OptiLEM-Spannungswandler
			41
2.1	Welche Parameter sind zu berücksichtigen	5	6.2
2.2	Wie nutze ich die LEM Dokumentation?	5	AV-Baureihe Spannungswandler
2.3	Zusätzliche Auswahlkriterien	5	42
2.4	Checkliste des zur Auswahl eines Stromwandlers	6	7
2.5	Besonderheiten zur Auswahl eines Spannungswandlers	8	Verschiedenes
2.6	Checkliste zur Leistungsmessung	8	44
2.7	Varianten des Ausgangssignals	8	7.1
3	Halleffekt-Wandler	9	Verpolung der Spannungsversorgung
			44
3.1	Open-Loop-Halleffekt Stromwandler	9	7.2
3.2	Halleffekt Closed-Loop-Stromwandler	13	Kapazitive Einstreuungen (du/dt)
3.3	Eta Halleffekt Kompensations-Stromwandler	21	44
3.4	Halleffekt Kompensations-Spannungswandler	23	7.3
3.5	Weitere Halleffekt-Spannungswandler	26	Magnetische Einstreuungen
4	Fluxgate-Technologien	27	45
			7.4
4.1	Grundprinzip der Fluxgate-Technologien	27	Typische fehlerhafte eingestellte Parameter
4.2	Die existierenden Arten der Fluxgate-Wandler	30	45
4.3	Allgemeine Merkmale der Fluxgate-Technologie	30	7.5
4.4	C-Typen-Fluxgate-Kompensationswandler	30	LEM Wandler in ASIC Technologie
4.5	Fluxgate-Wandler des IT-Typs	33	45
5	Galvanisch getrennte Stromwandler mit Luftkern	36	Glossar A-Z
			46
5.1	Grundprinzip und Empfindlichkeit	36	Internationale LEM-Verkaufs-Niederlassungen
5.2	LEM-flex - der flexible Wechselstromwandler	37	48
5.3	„PRiME“-Wandler (Planar Rogowski I-current MEasurement)	39	

Optimale Lösungen mit 6 verschiedenen LEM Wandler-Technologien

Die LEM-Gruppe bietet umfassendes Know-How und Gesamtlösungen für Messungen in der Leistungselektronik und in wichtigen Wirtschaftssektoren wie Energie, Transport, Industrie, F&E, Medizin, Umwelt und Prüfeinrichtungen an.

Die Qualität unserer Produkte und der Service haben für uns oberste Priorität. Eine Kombination von Erfahrung und Kompetenz ist der beste Weg, das Kundenvertrauen zu stärken und eine lange, erfolgreiche Partnerschaft zu garantieren.

1 Optimale Lösungen durch 6 verschiedene LEM Wandler-Technologien

Seit 1972 gelang es LEM durch die Entwicklung eines breiten Spektrums galvanisch getrennter Strom- und Spannungswandler zahlreiche spezifische Forderungen zu erfüllen, die mittlerweile zum Standard im Bereich der Messtechnik wurden. Basierend auf den Applikationsanforderungen und Wandlereigenschaften wird unserem Kunden ein breites Spektrum an LEM-Wandlern angeboten. Dieses Dokument dient dazu, dem Kunden die technischen Hintergründe zu

erklären und den für seine Anforderungen besten Wandler auszuwählen.

Zunächst möchten wir das LEM-Portfolio in vier Hauptkategorien unterteilen. Diese beinhalten sechs verschiedene Technologien, die später ausführlich werden:

- Halleffekt-Wandler werden unterteilt in Closed-Loop-Wandler, Open-Loop-Wandler und „Eta™“-Wandler;
- Fluxgate-Wandler werden unterteilt in IT-Typ, C-Typ, Standard-Typ und Niederfrequenz-Typen
- Luftspulen-Wandler werden unterteilt in LEM-Flex (Rogowski) und PRiME™-Wandler
- Spannungswandler werden unterteilt in Hall-Effekt, Fluxgate, AV und OptiLEM™ Produkte

Die charakteristischen Eigenschaften dieser Technologien sind in Tabelle 1 zusammengefasst.

Obwohl die meisten Anwendungen mit einem Standardwandler, in einer der angeführten Technologien optimal gelöst werden können, entwickelt LEM für spezielle Fälle auch gezielt kundenspezifische Lösungen.

Tabelle 1: Übersicht über die verschiedenen LEM Wandler-Technologien mit ihren charakteristischen Eigenschaften

Strommessung		Halleffekt Technologien ①			Fluxgate Technologien ①				Luftspulen ② Technologien	
		Closed-Loop	'Eta'-Typen	Open-Loop	IT-Typen	C-Typen	Niederfrequenz Typen (CTS)	Standard-Typen	LEM-flex	PRiME™
Messbereich	I_p	0 - 15 kA	0 - 150 A	0 - 15 kA	0 - 600 A	0 - 150 A	0 - 400 A	0 - 500 A	0 - 10 kA	0 - 400 A
Bandbreite	f	0 - 200 kHz	0 - 100 kHz	0 - 25 kHz	0 - 100 kHz	0 - 500 kHz	0 - 100 Hz	0 - 200 kHz	10Hz-100kHz	10Hz-6 kHz
Typ. Ansprechzeit (@ 90%)	t_d	< 1 μ s	< 1 μ s	< 3-7 μ s	< 1 μ s	< 0,4 μ s	< 5 ms	< 1 μ s	10 - 50 μ s	2 - 10 μ s
Typ. Messgenauigkeit bei 25 °C, in % v. I_{PN}	X	±0,5 %	±1,0 % (DC) ±0,5 % (AC)	±1,5 %	±0,0002 %	±0,1 %	±0,1 %	±0,2 %	±1,0 % ③	±0,5 % ③
Linearität		±0,1 %	±0,5 % (DC) ±0,1 % (AC)	±0,5 %	±0,0001 %	±0,05 %	±0,1 %	±0,1 %	±0,05 %	±0,2 %
Besonderheiten		Messgenauigkeit, Schnelligkeit	Schnelligkeit geringer Leistungsbedarf unipolare Spannungsversorgung. (5V)	Geringer Leistungsbedarf Kleine Bauweise kostengünstig	Hohe Empfindlichkeit Höchste Genauigkeit Schnelligkeit	Hohe Empfindlichkeit Hohe Messgenauigkeit Höchste Schnelligkeit	Empfindlichkeit Messgenauigkeit Niedere Frequenzen Kostengünstig	Empfindlichkeit Messgenauigkeit Schnelligkeit	Messgenauigkeit Bandbreite Einfaches Handling nur AC	Messgenauigkeit Bandbreite Geringe Masse nur AC

① Die bei Hall-Effekt und Fluxgate genannten Eigenschaften basieren auf Wandler mit geschlossenem Kern. Ebenfalls sind Versionen mit aufklappbarem Kern sind mit geringfügig reduzierten Eigenschaften verfügbar.

② LEM-Flex kann geöffnet und um einen Leiter herumgeführt zu werden. PRiME™ kann auch, ohne negativen Einfluss auf seine Eigenschaften, als aufklappbare Version ausgeführt werden.

③ Die Messgenauigkeit von Luftspulen wird in Prozent des tatsächlichen Messwertes angegeben (nicht des Nominalwertes).

Spannungsmessung		Halleffekt-Technologie	Fluxgate-Technologie	Elektronisch isoliert	Optisch isoliert
		Closed-Loop	C-Typen	AV 100	OptiLEM
Messbereich	V_{PRMS}	0 - 9,5 kV	0 - 7 kV	50 - 2 kV	100 V - 6 kV
Bandbreite	f	einige kHz	0 - 2/10/800 kHz ④	0 - 13 kHz	0 - 13 kHz
Ansprechzeit (10 % → 90 %)	t_r	10 - 100 μ s	0,4 μ s	< 30 μ s	< 30 μ s
Typ. Genauigkeit bei 25 °C	X	±1 %	±0,2 %	±0,7 %	±0,9 %
Linearität	-	< 0,5 %	±0,05 %	±0,1 %	±0,1 %
Besonderheiten		Messgenauigkeit geringe Schnelligkeit Kosten	Hohe Messgenauigkeit Schnelligkeit	Kleine Bauweise	Sehr gutes EMV-Verhalten Hohe Gleichtaktunterdrückung Hohe Isolationseigenschaften

④ Abhängig von der Ausführung

Bestimmende Parameter für die Wandlerauswahl

2 Bestimmende Parameter für die Wandlerauswahl

Die große Vielfalt der LEM-Wandler ist das Ergebnis von langjähriger Erfahrung und Know-how. Sie ermöglicht uns, im breitgefächerten Anwendungsbereich der Leistungselektronik auf die speziellen Aufgabenstellungen unserer Kunden einzugehen und diese zu lösen.

2.1 Welche Parameter sind zu berücksichtigen?

Die Auswahl eines Wandlers ist oft das Ergebnis eines Kompromisses zwischen erforderlicher Technik und Wirtschaftlichkeit, wobei sowohl wandlerspezifische als auch übergeordnete systemspezifische Faktoren Berücksichtigung finden. Es müssen alle Aspekte einer Anwendung in ihrer Gesamtheit betrachtet und mit einbezogen werden, um eine optimale Gesamtlösung zu erreichen. Bei den technischen Parametern sind das folgende Kriterien:

- die elektrischen Anforderungen wie Spannungsversorgung, Messbereich, Ansprechzeit, di/dt, du/dt, usw.
- die mechanischen Anforderungen wie Abmessungen, Masse, eingesetzte Materialien, Befestigung, usw.
- die thermischen Aspekte wie Lastprofil der Messgröße über der Zeit, maximaler Effektivwert (Strom oder Spannung), thermische Widerstände, vorhandene Kühlung, usw.
- die Umgebungsbedingungen wie Beeinflussung durch benachbarte stromführende Leiter oder andere elektromagnetische Störungen, Vibrationen, Temperatureinflüsse

Im Zuge der Entwicklung eines Wandlers wird jeder dieser Parameter einzeln getestet, wobei Kombinationen mehrerer Effekte normenkonform geprüft werden.

Während der Fertigung der Wandler gibt ein Qualitätsplan die durchzuführenden Prüfungen (mit Bezug auf jedes Produkt oder jedes Fertigungslos) vor, um die Einhaltung der geforderten und zugesicherten Parameter zu überprüfen.

In der Anwendung können verschiedene Faktoren gleichzeitig auftreten und möglicherweise zu unerwarteten Ergebnissen führen. Es ist wichtig diese Faktoren abzuschätzen um den Wandler unter diesen Bedingungen mit einer akzeptablen Performance zu betreiben. Die Erfahrung von LEM zeigt, dass diese Abschätzung nicht schwierig ist, wenn die Faktoren bekannt und ausreichend definiert sind.

Der Bereich der Betriebstemperatur ist abhängig von Material und Konstruktion des Wandlers. Typische Werte für die minimale Betriebstemperatur sind -40, -25 oder -10°C; die Maxima liegen bei +50, +70, +85 oder +105°C.

2.2 Wie nutze ich die LEM Dokumentation?

Der erste Schritt zur Auswahl eines Wandlers ist das genaue Verständnis der Anwendung, inklusive der Parameter wie Dauereffektivwert, sich wiederholender messbarer Spitzenwert, Mess-Signalsprünge (z.B. du/dt oder di/dt), erlaubte Ansprechzeit, usw. Weiter müssen die externen Einflüsse wie z.B. Temperatur, mechanische Beanspruchung, externe magn. Felder; sowie einzuhaltende Normen (EN, IED, UL,...) beachtet werden.

Mit diesen Informationen kann im Gesamtkatalog die Produktreihe aus unserem Portfolio gewählt werden, die Ihre Anforderungen erfüllt. Danach können Sie aus diesem Produktbereich bestimmte Wandler auswählen die exakt zu Ihren Anforderungen passen.

Das jeweilige Datenblatt der(s) gewählten Wandler(s) informiert dann über weitere Einzelheiten (verfügbar auf www.lem.com oder bei unseren Vertriebsniederlassungen). Eine Überprüfung / Bewertung ob der von Ihnen ausgesuchte LEM-Wandler Ihren Anforderungen gerecht wird, kann durch die in den Tabellen der Kapitel 2.4 und 2.5 gezeigten Checklisten durchgeführt werden.

2.3 Zusätzliche Auswahlkriterien

Wie bereits erwähnt, weisen manche Anwendungen einen höheren Komplexitätsgrad auf und beinhalten mehrere potenziell kritische Elemente wie:

- elektromagnetische Störungen
- hohe Gleichtaktspannungsänderungen (du/dt)
- mechanische Störungen (Schwingungen, Stöße usw.)
- besondere Anforderungen an die Isolations- und Teilentladungsfestigkeit
- Erfüllung spezifischer Normen, usw.

Natürlich ist es am Besten den Wandler in der spezifischen Applikationsumgebung zu testen. Wenn dies nicht möglich / techn. nicht sinnvoll ist, stellen Sie LEM eine möglichst detaillierte Zeichnung und Beschreibung ihrer Anwendung zur Verfügung (z.B. Angabe der Umgebungsbedingungen, Aufzeichnung der Strom- oder Spannungsform des zu messenden Signals, in der Nähe befindlicher Störelemente wie Induktivitäten oder stromführende Leiter oder auch, in speziellen Fällen, das Vorhandensein magnetischer Felder).

Checkliste zur Auswahl eines Wandlers

2.4 Checkliste zur Auswahl eines Stromwandlers

Elektrische Parameter	Auswahlkriterien
Zu messende Stromart	<ul style="list-style-type: none"> - DC, AC oder komplexe Mischströme - Anzuwendende Technologie auswählen (siehe Tabelle 1)
Bereich des zu messenden Stroms	<ul style="list-style-type: none"> - zu messender Nenn- oder Effektivstrom I_{PN} - zu messender Dauer-Spitzenstroms I_{Pmax} - zu messende kurzzeitige Überströme - nicht zu messender Spitzenstrom und dessen Zeitdauer
Erforderliches Ausgangssignal	<ul style="list-style-type: none"> - Strom- oder Spannungsausgang- Wert bei I_{PN}, bzw. I_{Pmax} - Ermittlung des erforderlichen Bürdenwiderstands bei Wandlern mit Stromausgang
Messgenauigkeit	<ul style="list-style-type: none"> - erforderliche Genauigkeit bei 25°C unter Berücksichtigung des DC-Offsets und der Linearitätsabweichung des Ausgangssignals - Gesamtgenauigkeit innerhalb des Betriebstemperaturbereichs, addiert zur Genauigkeit bei 25°C und der Offsetdrift
Verfügbare Spannungsversorgung	<ul style="list-style-type: none"> - Versorgungsspannung, inkl. Toleranzen - maximal zulässige Stromaufnahme
Isolationskoordinaten, Prüfspannung	<ul style="list-style-type: none"> - Betriebs-, Nominal-, Bemessungsspannung - geltende Normen zur Isolation (Auslegung oder Prüfung nach EN 50178, EN 50124 usw.) - einfache oder verstärkte Isolierung - Spannungspegel für Isolationsprüfung (z.B. 2 kVrms, 50 Hz, 1 min) - Verschmutzungsgrad (z.B. Klasse 2) - Überspannungskategorie (z.B. OV Kat. 1) - Nenn-Steh-Stoßspannung (z.B. 8 kV – 1,2 µs / 50 µs) - Teilentladungs-Aussetzspannung und zugehörige elektrische Ladung

Dynamische Betriebsparameter	Auswahlkriterien
Frequenzbereich	<ul style="list-style-type: none"> - zu messender Frequenzbereich - Grundbetriebsfrequenz - Summe der Oberschwingungen (z.B. Schaltfrequenz des Antriebs) - nicht zu messende Stromoberwellen die zu erhöhten Wandlerverlusten führen
di/dt	<ul style="list-style-type: none"> - Übereinstimmung zwischen zu messendem di/dt und den Ansprech- und Anstiegszeiten des Wandlers (Definition siehe Bild 8) - Maximal mögliches di/dt bei Überlast, dem der Wandler nicht folgen muss, hierdurch aber nicht zerstört wird oder irreversible Schäden davon trägt • Maximale Wandlererholzeit nach einer di/dt-Überlast
du/dt	<ul style="list-style-type: none"> - maximal zulässige Ungenauigkeit während einer du/dt-Störung - maximal zulässige Wandlererholzeit nach einem du/dt

Checkliste zur Auswahl eines Wandlers

Umgebungsparameter	Auswahlkriterien
Temperaturen	<ul style="list-style-type: none">- maximale und minimale Betriebstemperatur für die die Wandlerparameter gelten- zulässige Lagertemperaturen
Schwingungen und Schocks	<ul style="list-style-type: none">- zu berücksichtigende Normen und Pegel (falls anwendbar)
Vorliegen von externen Störfeldern	<ul style="list-style-type: none">- eventuell ist vorhandener Störstrom mit dem zu messenden identisch- handelt es sich um Wechsel- oder Gleichstrom- Felder von Transformatoren oder Spulen

Mechanische Schnittstellen	Auswahlkriterien
Elektrische Anschlüsse des Primärkreises	<ul style="list-style-type: none">- Lötstifte für Platinen (PCB/PWB)- Durchführungs-Öffnung (Größe und Form)- Stromschiene inkl. Abmessungen- Sonstige Anschlüsse (z.B. Schraubanschlüsse)
Elektrische Anschlüsse des Sekundärkreises	<ul style="list-style-type: none">- Stecker- Schraubbolzen- Lötstifte für Platinen (PCB/PWB)- Faston Anschlüsse- Andere Anschlussarten auf Anfrage
Außenmaße	<ul style="list-style-type: none">- zulässige maximale Außenabmessungen- Öffnung / Lage des Primäranschlusses- Stecker / Lage des Sekundäranschlusses- benötigte Luft- und Kriechstrecken
Gehäusebefestigung	<ul style="list-style-type: none">- auf Leiterplatte- auf Frontplatte- auf Hutschiene- DIN Schienekonfiguration usw.

Checkliste zur Auswahl eines Wandlers

2.5 Besonderheiten zur Auswahl eines Spannungswandlers

LEM bietet eine Vielzahl von galvanisch isolierten Spannungswandlern bis zu einem Messbereich von 9,5 kV an. Diese Wandler basieren auf den 4 versch. Technologien, wie sie in Tabelle 1 dargestellt sind. Die für einen Stromwandler definierten Auswahlkriterien

gelten im Allgemeinen auch für die Auswahl eines Spannungswandlers, insbesondere dann, wenn die Spannungsmessung auf einem 'Strommessprinzip' wie in 3.4 beschrieben aufbaut. Der Hauptunterschied bezieht sich auf die Primärparameter, welche die zu messende Spannung in einen vom Wandler zu erfassenden Strom (I_{MES}) umwandelt – der vorgeschaltete serielle Widerstand R1 und die zur guten Übertragung vorhandene Primärimpedanz. Dies ergibt folgende zusätzliche Auswahlkriterien:

Elektrische Parameter	Auswahlkriterien
Messgenauigkeit	- bezügl. Primärwiderstand und Serienwiderstand R1 des Wandlers (eingebaut oder extern) sind die Herstellertoleranzen und die Temperaturabhängigkeit zu berücksichtigen.
Verlustleistung im Primärkreis	- Gesamtverlustleistung unter Berücksichtigung der Verlustleistung im Primärwiderstand (R1). - Der gewählte Primärwiderstand muss für die bei Nennspannung auftretende Verlustleistung ausreichend dimensioniert sein.
Dynamische Betriebsparameter	Auswahlkriterien
Frequenz bzw. Bandbreite oder Ansprechzeit	- Abhängig von der Zeitkonstante L/R des Primärkreises, bestehend aus der Primärspule (L_p), dem internen Primärwiderstand (R_p) und dem Serienwiderstand (R1)

2.6 Checkliste zur Leistungsmessung

Leistungsmessungen lassen sich mit einer Kombination von Strom- und Spannungswandlern realisieren. Die Auswahlkriterien sind identisch mit den, in den vorherigen Kapiteln beschriebenen Kriterien für Strom- und Spannungswandler. Bei der Multiplikation der beiden Ausgangssignale entsteht eine Einschränkung bezüglich der Bandbreite und Ansprechzeit – Faustformel $f = 0,35 / t_r$

2.7 Varianten des Ausgangssignals

Das Ausgangssignal eines LEM-Wandlers zeigt typischerweise das direkte Abbild des Primärsignals und gewährleistet gleichzeitig eine galvanische Trennung. Es kann eine Spannung, ein Strom, ein digitaler Wert oder schleifen- gespeist (4-20mA) sein. Weiterhin existieren auch Varianten mit Mittelwert- und Echteffektivwert-Ausgängen oder Ausgängen für Effektivwerte von Sinuskurven.

Diese speziellen Ausgänge eignen sich als Eingangssignal für z.B. A/D-Wandler, DSPs, Mikroprozessoren (Bild 1) oder Standardschnittstellen (4-20mA; 0-10V). In Ausnahmefällen sind auch ratiometrische Ausgänge (abhängig von Versorgungsspannung bzw. externer Referenz) lieferbar. Dies ist in Anwendungen, wo sich die der Referenzpunkt des Ausgangssignals (z.B. 2,5V bei LTSR) durch externe Einflüsse z.B. Temperaturschwankungen ändert sehr vorteilhaft.

Schleifengespeiste Wandler („loop-powered“) besitzen lediglich 2 Anschlüsse. Die Spannungsversorgung erfolgt über die Meßschleife, bestehend aus Spannungsversorgung, Lastwiderstand (Controller, Meter, ...) und dem

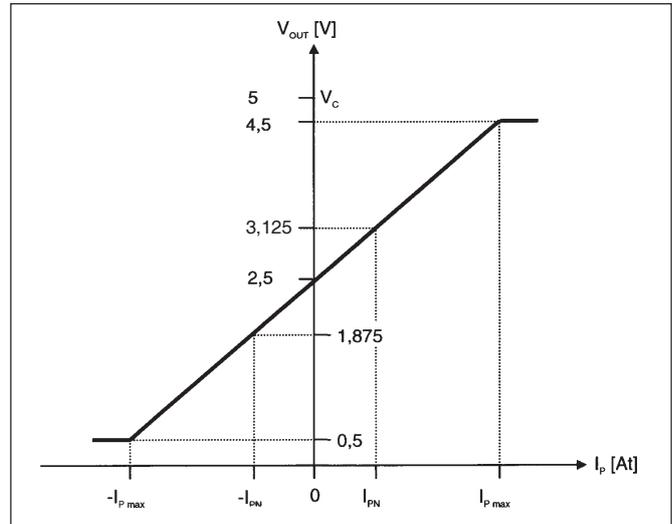


Bild 1: Ausgangsspannung LTS-Serie in Abhängigkeit zum Primärstrom

Stromwandler. Der Wandler gibt einen Strom aus (4-20mA) der dem Effektivwert des Primärstroms entspricht (je nach Ausführung Echteffektivwert bzw. Effektivwert eines sinusförmigen Stromes).

Bei Stromausgängen kann der Anwender durch Einfügen eines „Messwiderstands“ zwischen Wandlerausgang M und Nullpotenzial des Netzteils, den eingprägten Strom in eine Spannung umwandeln. Der Wert des Messwiderstands muss innerhalb des im Datenblatt angegebenen Bereichs liegen. Dabei ist der minimale Messwiderstand R_{Mmin} zur Begrenzung der im Wandler umgesetzten Verlustleistung

Halleffekt-Technologie: Open-Loop

erforderlich. Der maximale Messwiderstand R_{Mmax} gibt an bis zu welchem Primärstrom das Wandlersignal noch abgebildet werden kann. Dabei entsprechen die Spannungsabfälle der Wandlerelektronik, der Sekundärwicklung und des Bürdenwiderstandes exakt der minimalen Versorgungsspannung des Wandlers.

3 Halleffekt-Technologie

Der HALL-Effekt, auf dem die 3 Wandlertechniken von LEM basieren (Open-Loop, Closed-Loop und ETA), wurde 1879 von dem amerikanischen Physiker Edwin Herbert Hall an der John-Hopkins-Universität in Baltimore entdeckt. Der Halleffekt entsteht durch die Lorentz-Kraft $F = q \cdot (v \cdot B)$, die auf die bewegten elektrischen Ladungsträger im Leiter einwirkt, wenn diese einem senkrecht zur Stromrichtung verlaufenden Magnetfeld ausgesetzt sind.

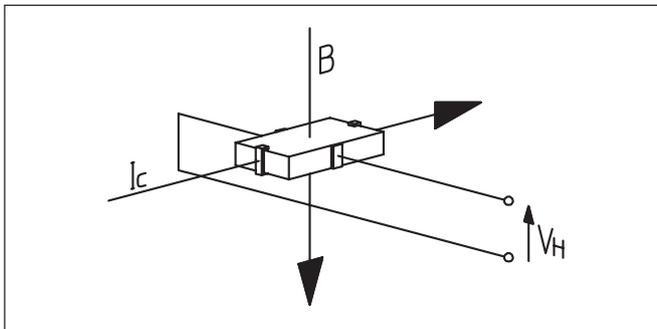


Bild 2: Darstellung der elektrischen Parameter beim Halleffekt

Ein Plättchen aus Halbleitermaterial wird in Längsrichtung von einem Steuerstrom I_C durchflossen (Bild 2). Die magnetische Flussdichte B übt auf die bewegten Ladungsträger, die den Strom bilden, in Querrichtung eine Lorentz-Kraft F_L aus. Dadurch ändert sich die Zahl der Ladungsträger an beiden Rändern des Plättchens und es entsteht eine Potentialdifferenz, die man als Hallspannung V_H bezeichnet.

Für die beschriebene Anordnung mit senkrecht zum Strom verlaufendem Magnetfeld gilt:

$$V_H = K / d \cdot I_C \cdot B + V_{OH}$$

Dabei sind K die materialabhängige Hallkonstante, d die Dicke des Plättchens und V_{OH} das Offset-Signal, das von der Hall-Zelle vorgegeben wird, wenn diese keinem externen Feld ausgesetzt ist. Eine solche Anordnung nennt man Hallgenerator, und das Produkt „ $K/d \cdot I_C$ “ wird im Allgemeinen als Empfindlichkeit des Hallgenerators bezeichnet.

Die Halleffekt-Generatoren weisen eine gewisse Temperaturabhängigkeit bezüglich Empfindlichkeit und Offset-Spannung V_{OH} auf, die sich jedoch im Stromwandler schaltungstechnisch weitgehend kompensieren lässt.

Die Anwendung der Halleffekt-Technologie der LEM Strom- und Spannungswandler wird nachfolgend detailliert beschrieben.

3.1 Open-Loop-Halleffekt Stromwandler

Open-Loop Wandler nutzen die einfachste Ausführung der Hall-Effekt Technologie. Sie bieten die kleinste, einfachste und kostengünstigste Lösung einer Strommessung, weiterhin ist ihre Stromaufnahme sehr gering.

3.1.1 Aufbau und Funktionsweise

Ein stromführender Leiter erzeugt ein Magnetfeld, dieses Feld wird im Magnetkern konzentriert. Der Kern hat einen Luftspalt in dem der Hall-Generator die magnetische Flußdichte misst. Der Steuerstrom I_C und die Differenzverstärkung werden von der im Wandler eingebauten Elektronik geliefert.

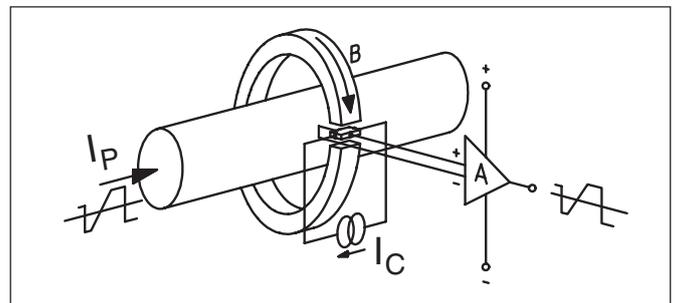


Bild 3: Umwandlung des Primärstroms in eine Ausgangsspannung

Innerhalb des linearen Bereiches der Magnetisierungskennlinie (Bild 4) des verwendeten magnetischen Werkstoffes gilt: B ist proportional zu I_P und somit ist die Hall-Spannung V_H proportional zu dem zu messenden Strom, dazu addiert sich der Hall-Offset V_{OH} .

Das Messsignal wird abgeglichen um Temperatureinflüsse und die Offset-Komponente zu reduzieren. Anschließend wird das Signal verstärkt um das gewünschte Ausgangssignal bereitzustellen.

Bei kleinen zu messenden Strömen (<50 A) wird empfohlen den Leiter mehrmals durch die Öffnung zu führen (min. 50 Ampere-Windungen) um eine ausreichende Flussdichte zu erreichen.

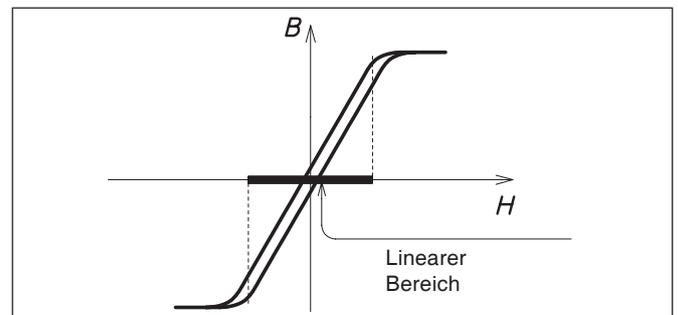


Bild 4: Magnetisierungskennlinie

3.1.2 Vorteile und Einschränkungen

Open-Loop Wandler können bei galvanischer Trennung DC, AC sowie Ströme komplexer Kurvenformen messen. Sie zeichnen sich aus durch geringe Stromaufnahme, kleine Baugröße sowie geringes Gewicht, vor allem im Hochstrombereich ($> 300\text{A}$). Sie verursachen im Messkreis keine Einfügungsverluste und vertragen Überströme besonders gut. Überströme können eine Magnetisierung des Kerns hervorrufen, die zu einem Offsetfehler führt (genannt Remanenz oder magnetischer Offset, s. 3.1.6).

Verglichen mit anderen Technologien sind die Nachteile der Open-Loop-Wandler eine mäßige Bandbreite / Ansprechzeit wie auch eine größere Temperaturempfindlichkeit der Messgenauigkeit. In einigen spezifischen Fällen können Hochfrequenz-Eisenverluste einen einschränkenden Faktor für ihre Anwendung darstellen.

Open-Loop Wandler kommen in vielen Anwendungen zum Einsatz, da die Vorteile meist überwiegen.

3.1.3 Strombereiche

Der Betriebsbereich der Open-Loop-Wandler von LEM ist für Nennströme I_{PN} von einigen Ampere bis zu 10 kA ausgelegt, für Spitzenströme bis 30 kA

Bei einem bestimmten Open-Loop-Wandler hängt der maximale Strom, der gemessen werden kann, einerseits von der Konstruktion und dem Werkstoff des magnetischen Kreises und andererseits von der Begrenzung, die bewusst in die Elektronikschaltung eingebaut wird (z.B. die Elektronik erreicht die Sättigung bei dem 3-Fachen des Nennstroms), ab. Bei den verschiedenen Typen von LEM Wandlern liegt der nutzbare Messbereich typisch zwischen dem 1- bis 3-Fachen des Nennstroms.

Andererseits können Open-Loop-Wandler im Allgemeinen kurzzeitigen Stromimpulsen, die den maximal messbaren Wert erheblich übersteigen (z.B. das 10-Fache des Nennstromes) standhalten. Es kann dadurch jedoch ein großer magnetischer Offset verursacht werden, welcher zu einem zusätzlichen bleibenden Messfehler führt, was dann eine dedizierte Entmagnetisierungsprozedur (siehe zusätzliche Anmerkung unten) erfordert.

3.1.4 Ausgangssignal

Die Ausgangsspannung V_{OUT} ist zum Messstrom direkt proportional. Für gewöhnlich beträgt die Ausgangsspannung 4 V bei Nennstrom I_{PN} . Variationen hiervon sind möglich, z.B. Stromausgang, 2,5V bei $I_{PN} = 0\text{V}$, wenn die sekundäre Versorgungsspannung des Wandlers geändert wird. Stromausgangsversionen sind auch lieferbar.

3.1.5 Messgenauigkeit

Open-Loop-Wandler haben eine Gesamtgenauigkeit von einigen Prozent, die sich aus verschiedenen Werten zusam-

men setzt. Die gegenüber Temperaturänderungen empfindlichen Faktoren werden hierbei besonders hervorgehoben.

Bei Umgebungstemperatur ergibt sich die Genauigkeit aus einer Kombination folgender Faktoren:

- DC-Offset bei $I_p=0$ (z.B. Offset des Hall-Elements und der Elektronikschaltung)
- magnetischer DC-Offset
- Verstärkungsfehler (der Elektronikschaltung)
- Linearität (magnetische Sättigung, Elektronikschaltung)
- Amplitudendämpfung und Phasenverschiebung, wenn die Grenze der Bandbreite erreicht wird
- Rauschen

und Temperaturänderungen bewirken:

- Offset-Drift oder die Drift der Referenzspannung
- Verstärkungsdrift.

LEM-Wandler werden im Werk bei Umgebungstemperatur und Nennstrom kalibriert, wodurch sich die „Genauigkeit bei Umgebungstemperatur“ ergibt, die auf den LEM-Datenblättern angegeben wird (im allgemeinen für $+25^\circ\text{C}$ angegeben). Letztere enthalten auch Daten bezüglich der Temperaturempfindlichkeit der Genauigkeit.

Um den Wandler bestmöglich einzusetzen, empfiehlt LEM unter anderem eine optimale Position für den Primärleiter. Darüber hinaus wird im Fall hochfrequenter externer Störeinflüsse, bezogen auf das Platinenlayout am Wandlerausgang, beeinflusst. Abhilfe kann hier z.B. mit verdrehten bzw. abgeschirmten Kabeln und einer geeigneten Anordnung der Leiterbahnen geschaffen werden.

3.1.6 Überlegungen zum magnetischen Offset

Je nach Typ des Wandlers und Art des verwendeten magnetischen Werkstoffs bewirkt der Restmagnetismus (Remanenz), einen zusätzlichen Offset, der als 'magnetischer Offset' bezeichnet wird. Sein Wert hängt vom Magnetisierungszustand des Wandlerkerns ab und ist dann am höchsten, wenn der magnetische Kreis gesättigt ist. Das könnte im Fall von hohen Stromüberlastungen eintreten.

Beispielsweise liefern Messungen, die mit Open-Loop-Wandlern vom Typ HAL-, HAK- bzw. HTA durchgeführt werden, folgende Ergebnisse: nach einem Stromzyklus 0 bis $3 \cdot I_{PN}$ und dann zurück zu Null, beträgt der magnetische Offset 2,5 mV für HAL-Wandler und 3 mV für HAK- und HTA-Wandler ($< 0,1\%$ des Nennstroms I_{PN}).

Im Fall einer höheren Stromüberlast (z.B. $10 \cdot I_{PN}$), kann ein größerer bleibender Messfehler auftreten, der eine dedizierte Wandlerentmagnetisierungsprozedur zum Wiederherstellen des ursprünglichen Verhaltens erfordert.

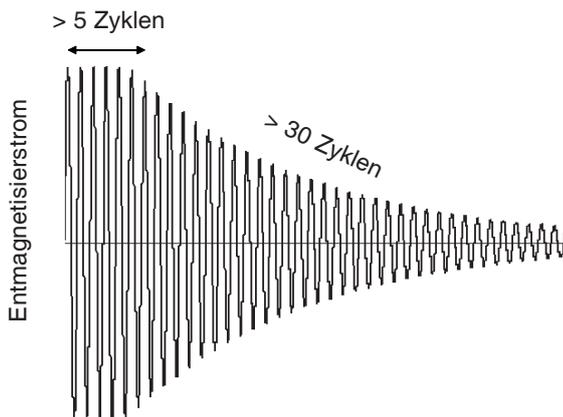


Bild 5: Strom im Entmagnetisierzyklus

3.1.6.1 Beseitigen des magnetischen Offset durch Entmagnetisierung

Das Beseitigen des magn. Offset erfordert eine Entmagnetisierung. Ein Entmagnetisierungszyklus erfordert das durchfahren des Kerns durch die gesamten Magnetisierungskennlinie (B-H) mit einer AC-Quelle kleiner Frequenz. Nach ca. 5 Zyklen mit voller Amplitude kann die Erregung langsam (nicht schneller als 4% pro Zyklus) reduziert werden. Insgesamt sind dazu ca. >30 Zyklen oder 500ms bei 60Hz notwendig. Bei Kompensationswandlern (C/L) ist darauf zu achten, dass die Sekundärwicklung die Entmagnetisierung nicht behindert (s. 3.2.6).

Alternativ ist auch eine Teil-Entmagnetisierung möglich. Hierzu muss möglichst exakt das Signal das die Remanenz hervorgerufen hat, in entgegengesetzter Richtung durch den Wandler geführt werden. Das Erreichen der gleichen Amplitude und Zeitdauer stellt hier die größte Schwierigkeit dar, ist aber für ein positives Ergebnis unbedingt notwendig. In der Praxis ist das nur in genau definierten Applikationen möglich.

3.1.7 Frequenzgang und Eisenverluste

Die Begrenzung des Frequenzgangs von Open-Loop-Wandlern ist hauptsächlich auf zwei Faktoren zurückzuführen:

- die Begrenzung der Bandbreite der Elektronikschaltung
- die Erwärmung des Magnetkerns infolge der Eisenverluste, eine Kombination von "Wirbelströmen" und "Hysterese-verlusten".

3.1.7.1 Eisenverluste

Das Ausmaß dieser Eisenverluste wird durch die Wahl des magnetischen Werkstoffs für den Kern bestimmt, es ist jedoch auch konstruktionsabhängig und hochempfindlich gegenüber einer Strom- bzw. Frequenzänderung. Im Detail:

- Verluste durch Wirbelströme sind proportional zum Quadrat der Dicke der Blechlamellen, aus welchen sich der Magnetkern zusammensetzt, dem Spitzenwert der magnetischen Induktion und der Frequenz.
- Verluste durch Hysterese sind proportional zur Frequenz und dem Spitzenwert der magnetischen Induktion sowie dem Eisenvolumen.

Für LEM-Wandler hat das Schlussfolgerungen:

- Eisenverluste werden bei hohen Frequenzen bedeutend, und es ist demzufolge wesentlich, die maximalen Betriebsfrequenzen auf einen akzeptablen Pegel einzustellen (durch die maximale angegebene Wandlertemperatur vorgegeben). Das erfordert, zunächst die maximale Frequenz des Grundstroms zu begrenzen. Jedoch ist auch die Summe der Stromoberwellen zu berücksichtigen, da Hochfrequenzstromwelligkeiten (selbst mit einer kleinen Amplitude) zu unzulässigen Verlusten führen können (z.B. Stromwelligkeit infolge hochfrequenten PWM-Schaltens).
- Bei einem bestimmten Strom und einer Primärwicklung, die sich aus mehreren Wicklungswindungen zusammensetzt, ist der Induktionspegel proportional zur Anzahl der Windungen. Die proportionale Beziehung gilt nur für eine begrenzte Kernsättigung oder kleine Ströme.

3.1.7.2 Berechnung der Eisenverluste

Für den Anwender können diese Schlussfolgerungen in der folgenden Formel zusammengefasst werden, welche die drei zum Eisenverlust beitragenden Faktoren enthält: je größer das Resultat des Produkts, desto höher sind die Eisenverluste. Zur annähernden Kalkulation hat LEM das sogenannte „Strom-Frequenz-Produkt“ definiert:

$$N \cdot I \cdot f$$

wobei

I = Primärstrom oder Amplitude einer vorgegebenen Harmonischen

N = Anzahl der primären Windungen ($N = 1$ bei Wandlern mit Durchführungs-Öffnung („through-hole“))

f = Frequenz des Primärstromes oder Frequenz der vorgegebenen Harmonischen

Zusammengefasst: Wenn der Wert einer der drei Parameter ansteigt (z.B. größerer Strom), steigen die Wandler-eisenverluste, es sei denn, der Wert von mindestens einem der beiden anderen Parameter sinkt (z.B. Reduktion der Betriebsfrequenz und/oder die Anzahl primärer Windungen).

Man kann auch sagen, dass das Konstanthalten des Produkts ' $N \cdot I$ ' zu annähernd konstanten Eisenverlusten führt, auch wenn die Anordnung der Primärwindungen oftmals eine nicht vernachlässigbare Auswirkung auf die Verluste hat.

Bedauerlicherweise kann man jedoch nicht sagen, dass bestimmte Eisenverluste erreicht werden, wenn das Produkt der drei Parameter konstant gehalten wird, oder, mit anderen Worten, dass ein Strom, der um einen Faktor Zwei reduziert wird, den Betrieb mit der doppelten Frequenz zulässt.

Abschließend kann angemerkt werden, dass der störungsfreie Betrieb eines Open-Loop-Stromwandlers die Begrenzung seines Temperaturanstiegs voraussetzt, um ein Überhitzen der inneren Teile des Wandlers zu vermeiden. Die die Temperatur beeinflussenden Parameter gehen über die in diesem Kapitel besprochenen Eisenverluste hinaus und umfassen insbesondere die Wärmeentwicklung des Primärleiters, die Verluste der Elektronikschaltung des Wandlers und den Wert der verschiedenen Wärmewiderstände (im

Inneren des Wandlers oder bedingt durch die Umgebungstemperatur).

3.1.7.3 Eisenverluste, typische Werte

Ein Beispiel für die Grenze, die bauartbedingt gegeben ist, wird durch Betrachtung des HY10-P-Wandlers, bei dem der Primärleiter bereits in den Wandler integriert ist (d.h. die Anzahl der Primärwindungen kann nicht geändert werden) veranschaulicht. In diesem Fall und für bestimmte Wandlermontagebedingungen haben Tests die folgenden maximalen Strom - Frequenz-Betriebsbedingungen ergeben, wobei die Tatsache, dass das Produkt „N x I x f „ keine Konstante ist, erneut belegt wird:

bei 25°C Umgebungstemperatur		
I_p	$N \cdot I_p \cdot f$	f_{max}
10 A	130.000	13 kHz
6 A	198.000	33 kHz
2 A	680.000	340 kHz

bei 70°C Umgebungstemperatur		
I_p	$N \cdot I_p \cdot f$	f_{ma}
10 A	59.000	6 kHz
6 A	72.000	12 kHz
2 A	180.000	90 kHz

Bei den HY10-P-Wandlern sind dies die Grenzfrequenzen, die die Eisenverluste auf einem theoretisch akzeptablen Wert halten. Der Wandler kann jedoch nicht über 50 kHz (- 3dB) betrieben werden, wobei diese Grenze durch die maximale Bandbreite der in der Elektronikschaltung verwendeten Verstärker vorgegeben wird.

3.1.7.4 Ausgleich der Kernverluste

Oftmals werden die ungünstigen Eigenschaften der Eisenverluste im ersten Design nicht berücksichtigt oder können nicht exakt bestimmt werden. Entwickler befinden sich deshalb oft in einer schwierigen Situation, wenn die Eisenverluste zu einer unzulässigen Erwärmung des Wandlers führen. Bei der Lösung dieses Problems ist auf eine sorgfältige Abwägung zwischen Reduzierung der Eisenverluste und

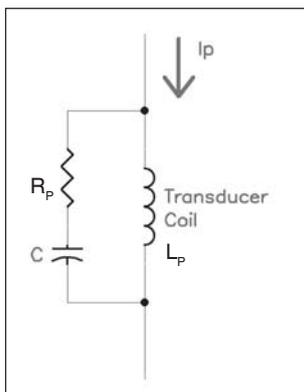


Bild 6: Schematische Darstellung der Parallelschaltung

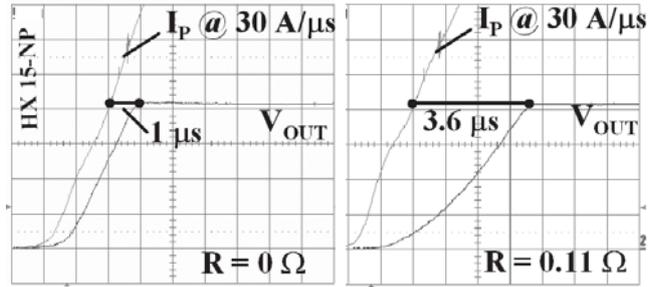


Bild 7: Ansprechen des Wandlers HX 15-NP

einer akzeptablen Einschränkung der Ansprechzeit zu achten.

Obwohl die Einfügungsdämpfung eines Wandlers äußerst gering ausfällt, ist die Impedanz in der Tat eine Kombination aus Widerstand und Induktivität der Primärspule. Das Zuschalten eines mit einem Kondensator in Reihe geschalteten Widerstands parallel zur Primärspule (Bild 6) leitet die hochfrequenten Anteile des Stroms an der Primärspule vorbei und verringert dadurch die Kernverluste erheblich. Dies nimmt zudem diese Frequenzen aus dem Messpfad

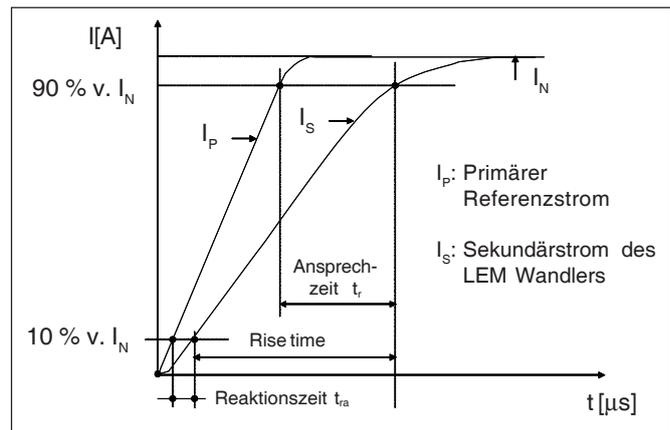


Bild 8: Definition der Ansprechzeit-Parameter

und erhöht die Ansprechzeit. Ein Beispiel ist in Bild 7 gezeigt, in dem das Ansprechen von V_OUT beim Wandler HX 15-NP dargestellt ist, mit und ohne Parallelwiderstand R (C = 0).

3.1.8 Ansprechzeit und di/dt-Verhalten

Drei verschiedene Kriterien charakterisieren in der Praxis das dynamische Verhalten eines Wandlers: die Bandbreite, die Ansprechzeit und wie schnell der Ausgang des Wandlers einem schnellen di/dt des Primärstromes folgt.

LEM definiert die Ansprechzeit als Zeit zwischen dem Zeitpunkt, zu dem der Primärstrom 90 % seines Endwertes erreicht, und dem Zeitpunkt, zu dem das Ausgangssignal 90 % seiner endgültigen Amplitude erreicht (Bild 8). Allerdings ist es bei einigen Anwendungen eventuell erforderlich, die „Verzögerungszeit“ (Zeit zwischen Eingang @ 10%

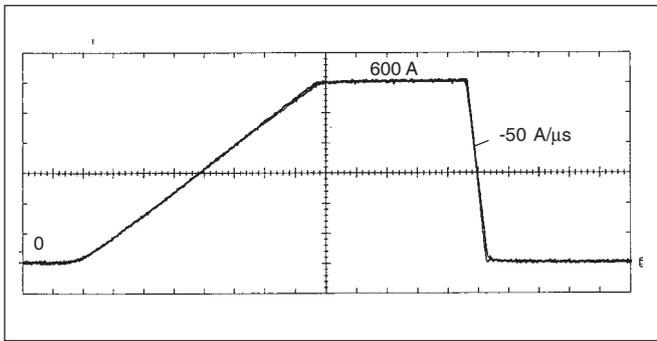


Bild 9: Dynamisches Verhalten des Wandlers HAL 600-S bei 600 A

und Ausgang @ 10%) und die „Anstiegszeit“ (Zeit zwischen Ausgang @ 10% und Ausgang @ 90%) des Wandlers zu berücksichtigen.

Bei Open-Loop-Wandlern hängen Ansprechzeit und di/dt-Verhalten im Wesentlichen von zwei Parametern ab: von der Steuerelektronik des Wandlers (z.B. der Anstiegsteilheit des Verstärkers) und der Einbaulage des Wandlers, insbesondere des zu messenden Schaltkreises und die Lage des Primärleiters, können das dynamische Verhalten ebenfalls beeinflussen. Eine sorgfältige Berücksichtigung der Verkabelung in und um den Wandler löst gewöhnlich Probleme mit der Ansprechzeit und dem di/dt-Verhalten.

Bild 9 zeigt das mit dem Wandler HAL 600-S erhaltene Messergebnis, das an den Flanken einen kleinen Unterschied zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom aufweist. In diesem Fall beträgt die Ansprechzeit weniger als 3 μs bei di/dt = 50 A/ μs .

3.1.9 Typische Anwendungen

Open-Loop-Stromwandler werden bei zahlreichen industriellen Anwendungen eingesetzt, generell als ein wesentliches Element von Regelschleifen und Überwachungen (z.B. für Strom, Drehzahl, Kraft, Geschwindigkeit, Positionierung).

Typische Anwendungsbereiche:

- Frequenzumrichter, Drehstromantriebe mit Stromregelung der Ausgangsphasen und Gleichspannungs-Zwischenkreis
- Elektrische Schweißanlagen mit Regelung des Schweißstroms
- Unterbrechungsfreie Stromversorgungen (USV) und andere batteriebetriebene Geräte mit Überwachung des Lade- und Entladestroms.
- Elektrofahrzeuge mit Stromrichtern für den Fahrtrieb und Batteriestrom-Überwachung.
- Elektrische Bahnsysteme, Stromrichter für Fahrtriebe und Hilfsgeräte für Unter-Stationen.
- Weitere Anwendungen sind zum Beispiel Energiemanagement-Systeme, Schaltnetzteile und Galvanisieranlagen

3.1.10 Berechnung der Messgenauigkeit

Wie bereits erwähnt, gilt die in den Datenblättern angegebene Genauigkeit für den Nennstrom I_{PN} und eine Umgebungstemperatur von 25 °C. Die für die Anwendung zu berücksichtigende Gesamtabweichung schließt Offset-Spannung, Nichtlinearität und Temperatureffekte und das mögliche Vorhandensein eines magnetischen Offsets, wenn der Strom den Nominalwert überschreitet (I_{PN}), mit ein. Das LEM-Datenblatt stellt die „Worst-Case“-Werte dieser Faktoren zur Verfügung. Der theoretische Höchstwert entspricht der Summe der maximalen Einzelfehler, doch kommt dieser in der Praxis selten vor.

Beispiel: Stromwandler HAL 200-S (siehe Datenblatt)

Bei diesem Beispiel gehen wir von einer perfekt geregelten Stromversorgung und einem vernachlässigbar kleinen magnetischen Offset aus. Es soll ein Strom von 200 A bei einer Umgebungstemperatur von +85 °C gemessen werden.

Das Datenblatt gibt für den Nennstrom von 200 A eine Ausgangsspannung von 4 V an. Im ungünstigsten Fall beträgt die Ungenauigkeit bei I_{PN} , 25 °C und ± 15 V Versorgungsspannung 1 % oder 40 mV. Außerdem ergibt sich bei $I_p = 0$ und 25 °C eine maximale Offsetspannung von 10 mV. Diese zwei Werte sind voneinander unabhängig, da die Ungenauigkeit (40 mV) mit einem Wechselstromsignal ermittelt wird, während der Offset (10 mV) einem Gleichstrom-Messwert entspricht. Daher kann beim Messen eines Stroms von 200 A DC bei 25 °C die Ausgangsspannung um bis zu 50 mV daneben liegen, was 1,25 % vom 4 V Ausgang entspricht.

Der Betrieb bei einer anderen Temperatur führt sowohl zur Offset- als auch zur Empfindlichkeitsdrift. Die maximale Offsetdrift ist mit 1 mV/K angegeben, und die maximale Empfindlichkeitsdrift beträgt 0,05 %/K. Wenn wir den Wandler bei 85 °C betreiben, kann es zusätzlich $1 \text{ mV/K} \cdot (85 - 25) \text{ }^\circ\text{C} = 60 \text{ mV}$ an Offsetspannung und $0,05 \text{ \%}/\text{K} \cdot 4 \text{ V} \cdot (85 - 25) \text{ }^\circ\text{C} = 120 \text{ mV}$ an Empfindlichkeitsdrift geben. Der Gesamtfehler aus allen diesen Auswirkungen beträgt 230 mV oder 5,75 % der Nennausgangsspannung von 4 V.

3.2 Halleffekt Closed-Loop-Stromwandler

Im Gegensatz zu dem im vorherigen Kapitel beschriebenen Open-Loop-Wandler, hat der Halleffekt Closed-Loop-Wandler (auch als Halleffekt-Kompensations- oder 'Nullfluss'-Wandler bezeichnet) eine eingebaute Kompensationsschaltung, die die Leistungsdaten deutlich verbessert.

3.2.1 Aufbau und Funktionsweise

Während die Open-Loop-Stromwandler eine Ausgangsspannung V_{OUT} liefern, die proportional zur verstärkten Hall-sensorspannung V_H ist, wird die Hall-sensorspannung von Closed-Loop-Wandlern (Bild 10) als Gegenreaktionssignal verwendet, welches eine „Sekundärspule“ I_s derart ansteuert, dass der gesamte Fluss im Magnetkern gleich Null ist. Mit anderen Worten, der Sekundärstrom I_s erzeugt in der Sekundärspule ein, dem durch den Primärstrom erzeugtes Primärfeld B_p , entgegengesetztes Sekundärfeld. Die Summe dieser Felder ist gleich Null, d.h. dies ist der Closed-Loop Regelpunkt, welcher durch den Hall-sensor erfasst wird.

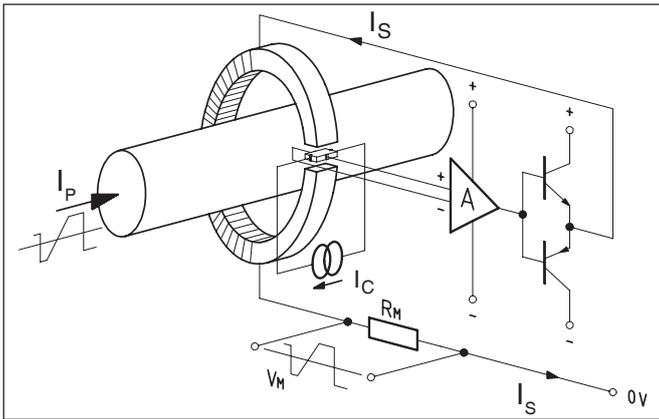


Bild 10: Funktionsprinzip des Closed-Loop Wandlers

Um den Wert des Sekundärstroms I_S zu begrenzen, besteht die Sekundärwicklung aus mehr Windungen N_S als die Primärwicklung N_P . Wenn der Magnetfluss kompensiert (gleich Null) ist, ist das magnetische Potenzial (Durchflutung) der beiden Spulen identisch. Daraus folgt:

$$N_P \cdot I_P = N_S \cdot I_S$$

was auch wie folgt umgeformt werden kann:

$$I_S = I_P \cdot N_P / N_S$$

Der Sekundärstrom I_S ist folglich das genaue Abbild des zu messenden Stroms I_P . Durch Einfügen eines sogenannten „Messwiderstands“ R_M in Reihe mit der Sekundärspule (Bild 10), ist die an den Widerstandsausgängen erfasste Spannung ein genaues Abbild des zu messenden Stroms.

Um das Ganze größtmäßig zu erläutern: die Anzahl der sekundären Windungen beträgt in vielen Fällen annähernd $N_S = 1000 \dots 3000$ und der Sekundärstrom im Allgemeinen zwischen $I_S = 25 \dots 300$ mA, wobei dieser gelegentlich bis auf 2 A ansteigt. Für Ströme größer als 200 mA ist eine Ausgangsleistungsstufe erforderlich, um den Sekundärstrom I_S zu erzeugen.

Die maximale Betriebsfrequenz dieses Closed-Loop-Prinzips wird durch die Bandbreite der Verarbeitungselektronik und durch die Fähigkeit, die Sekundärspule mit dem Kompensationsstrom I_C zu speisen bestimmt. Der Kompensationsstrom I_C wird durch das induktive Verhalten der Spule, dem Spannungsabfall am Messwiderstand und der Versorgungsspannung begrenzt.

Für höhere Frequenzen (über 2-10 kHz, je nach der spezifischen Wandlerbauform) wirkt die Sekundärspule als Stromtransformator. Er wandelt den primären in einen sekundären Wechselstrom um, der wiederum als Abbild des zu messenden Stroms ist und durch den Messwiderstand zu einer abbildungsgleichen Spannung umgewandelt (falls die magnetische Kopplung optimal ist) wird.

Der Frequenzgang von Closed-Loop-Wandlern ist hervorragend, da diese zwei Technologien in einer Bauform vereinen

und zwar die Hallsensor-Closed-Loop-Technologie von DC- bis in den mittleren Frequenzbereich und dem Stromtransformatorprinzip für höhere Frequenzen (Bild 11). Die Herausforderung besteht darin, den Wandler derart zu konstruieren, dass die Messgenauigkeit über den gesamten Frequenzbereich, einschließlich des Punkts, an dem die beiden Frequenzgangkurven aus Bild 11 übereinstimmen müssen, aufrechterhalten wird.

Auf Grund dieses interessanten Konstruktionsmerkmals weisen Closed-Loop-Wandler einen breiten Betriebsfrequenzbereich auf.

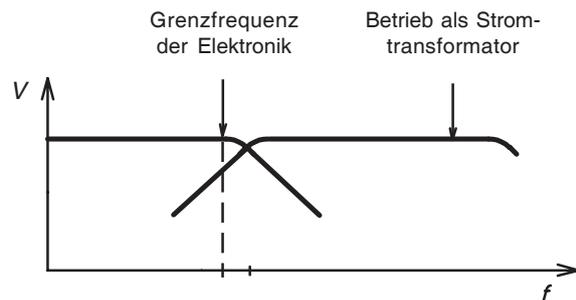


Bild 11: Bandbreite Closed-Loop-Wandler

3.2.2 Vorteile und Einschränkungen

Die Closed-Loop-Wandler sind in der Lage, galvanisch getrennte Gleich-, Wechsel- und komplexe Mischströme zu messen und die galvanische Trennung sicherzustellen. Sie zeichnen sich aus durch:

- hervorragende Genauigkeit, sehr hohe Linearität,
- geringe Temperaturdrift,
- kurze Ansprechzeit und einen breiten Frequenzbereich,
- verursachen keine Zusatzverluste im Messkreis,
- Stromausgänge sind besonders vorteilhaft beim Einsatz in Umgebungen mit elektromagnetischen Störeinflüssen, vor allem wenn das Signal über eine weite Strecke zu übertragen ist. Andererseits ist das Stromsignal bei Bedarf sehr einfach in eine Spannung umzuwandeln,
- vertragen Überströme ohne Schaden.

Die wesentliche Einschränkung der Closed-Loop-Wandler ist der höhere Stromverbrauch der sekundärseitigen Stromversorgung (die den Kompensationsstrom liefern muss), die größeren Abmessungen (besonders bei Hochstrom-Wandlern) und eine im Verhältnis zur einfachen Open-Loop-Bauform teurere Konstruktion. Diese „Nachteile“ werden von industriellen Nutzern meist in Kauf genommen. Der Einsatz moderner Produktionsmethoden verringert kontinuierlich den preislichen Unterschied, speziell im Bereich der Niederstrom-Wandler.

Die Closed-Loop-Wandler eignen sich besonders gut für industrielle Anwendungen, bei denen hohe Anforderungen an Messgenauigkeit und einen breiten Frequenzbereich gestellt werden.

3.2.3 Nenn- und Extremströme

Die Closed-Loop-Wandlerpalette von LEM deckt Nennströme I_{PN} von mehreren Ampere bis mehr als 20 kA ab. Spezifische Bauformen bis zu 500 kA sind möglich.

Bei den Closed-Loop-Wandlern ist das Verhältnis von maximal messbarem Strom zu dem maximal thermischen Effektivwert-Strom typischerweise 1,5 und in spezifischen Fällen (z.B. LTS-Serie) bis max. 3.

Bei einem bestimmten Closed-Loop-Wandler kann der maximal messbare Strom auf zwei verschiedene Arten definiert werden:

- Bei niedrigen und mittleren Frequenzen (die Hallsensor-Closed-Loop-Nullflussregelung arbeitet, siehe §3.2.1) wird der maximal messbare Strom durch die Fähigkeit des Wandlers begrenzt, den Kompensationsstrom I_s der Sekundärspule zuzuführen. Dieser maximale Strom entspricht dem auf den LEM-Datenblättern angegebenen Wert. Dieser Maximalwert basiert auf dem Gleichgewicht der verfügbaren minimalen Versorgungsspannung und der Spannung die an der Reihenschaltung aus Wandler-elektronik, Sekundärspule und Bürdenwiderstand abfällt. Ist die Spannung an dieser Reihenschaltung größer als die minimale Versorgungsspannung spricht man von der Sättigung der Wandlerelektronik. Diese führt zu permanenten Messfehlern.
- Für kurzzeitige Ströme mit höheren Frequenzen wirkt der Wandler als Stromtransformator, die vorhin genannte maximale Stromgrenze ist nicht mehr gültig. In diesem Fall kann der Strom im Allgemeinen höhere Werte erreichen, wobei das Maximum durch magnetische und thermische Einschränkungen bestimmt wird. Diese Einschränkungen begrenzen für gewöhnlich die Stromimpulsdauer. Je größer der zu erfassende Strom ist, desto kleiner ist die Impulsamplitude. Da es schwierig ist, diese Beziehung im Besonderen und im Allgemeinen zu definieren, sollte vorzugsweise bei LEM angefragt werden, falls der Wandler im Transformatorischen Prinzip betrieben werden soll. Bei einigen Wandlertypen von LEM (z.B. die LTS-Reihe) können Primärströme, die den normalen Messbereich überschreiten, infolge ihrer Operationsverstärker im Ausgang, nicht gemessen werden.

Im Fall von Überströmen kann eine übermäßig lange Überlastdauer (z.B. > 1 ms), in manchen Fällen zum Überhitzen der Wandlerelektronik führen. Dies kann zur Beschädigung entweder der Ausgangsleistungstransistoren oder gegebenenfalls des Überspannungs-Schutzelements führen.

3.2.4 Ausgangssignal – Messwiderstand

Die meisten der Closed-Loop-Wandler weisen einen Stromausgang auf, welcher mit einem in Reihe geschalteten Messwiderstand betrieben wird. Näheres können Sie Kapitel 2.7 entnehmen.

3.2.5 Messgenauigkeit

Da diese Wandler nach dem Closed-Loop-Funktionsprinzip praktisch bei Nullfluss arbeiten (in der Praxis liegen jedoch schwache magnetische Streuflüsse vor), weisen die Closed-Loop-Stromwandler von LEM eine hervorragende Linearität über einen breiten Messbereich auf, wobei eine Gesamtgenauigkeit von unter 1 % typisch ist.

Bei Umgebungstemperatur ergibt sich die Genauigkeit aus folgenden kombinierten Faktoren:

- elektrischer Offset bei Nullstrom ($I_p = 0$)
- Linearitätsabweichung
- Verstärkung (infolge der Toleranz hinsichtlich der Anzahl sekundärer Spulenwindungen; nicht infolge der Elektronik, die stets am selben Nullflusspunkt agiert)
- Toleranz des Messwiderstands R_M (intern oder extern vom Benutzer des Wandlers angeordnet)

und Temperaturänderungen bewirken:

- Offset-Drift oder (ggf.) Drift der Referenzspannung
- Drift des Messwiderstandwertes R_M

Während diese Faktoren für Gleichstrom einfach zu bewerten sind, kann andererseits die Gesamtgenauigkeit von Wechselstromsignalen und komplexen Stromwellenformen durch die Begrenzungen der Wandler-Frequenzbandbreite (Bild 11), die zu Oberwellendämpfungen oder Phasenverschiebungen führen, beeinflusst werden.

Um schließlich den Wandler optimal einzusetzen, müssen die Einbaubedingungen derart sein, dass die magnetische Kopplung von der Primärseite zur Sekundärseite optimal ist, insbesondere für Wechselstromsignale, bei denen der Wandler als Stromtrafo wirkt. Darüber hinaus sollte die Platzierung der Wandlerdrähte (z.B. verdrehte Kabel) oder der Wege der Leiterplattenbahnen an den Wandlerausgängen derart sein, dass sie die Hochfrequenzstörungen, die durch Außenleiter hervorgerufen werden, begrenzt (Leiterschleifen sind auf ein Minimum zu reduzieren).

3.2.6 Anmerkungen zum magnetischen Offset

In normalen Betriebsbedingungen wird ein Closed-Loop-Wandler stets bei Nullfluss betrieben, entweder wenn der Niederfrequenz-Closed-Loop auf Hallbasis in Aktion tritt oder wenn der Hochfrequenz-Stromtransformator aktiv wird. Unter diesen Voraussetzungen sollte er nicht durch den Fall eines bleibenden magnetischen Offsets, wie es für die Open-Loop-Wandler besprochen wurde, beeinträchtigt werden.

In der Praxis können Closed-Loop-Wandler in Bedingungen, die nicht den Nennbedingungen entsprechen, dennoch einem magnetischen Offset unterliegen:

- wenn ein nieder- oder mittelfrequenter Primärstrom seinen Nennwert stark überschreitet, wobei die Durchflutung der Sekundärspule nicht mehr in der Lage ist, die Durchflutung auf Nullfluss zu bringen,
- wenn zumindest eine der beiden sekundären Versorgungsspannungen fehlt, was den Verarbeitungselektronikkreis, der die Nullflusskompensation realisieren soll, zum Teil oder zur Gänze stilllegt. Im Allgemeinen liefert dieser Fall nicht den stärksten magnetischen Offset.
- wenn ein Außenleiter eine lokale Sättigung verursacht, die nicht komplett vom Hallsensor des Wandlers erfasst wird.

Das Resultat dieser Einflüsse ist ein potentiell großer magnetischer Versatz, der zu einem zusätzlichen bleibenden Messfehler führt. Dies erfordert einen dedizierten Entmagnetisierungsvorgang, der im Allgemeinen durch Versorgen der Primärseite des Wandlers mit einem Wechselstrom erfolgt, welcher zu Beginn stark genug ist, um den Magnetkern-Hysteresekreis abzudecken und dann schrittweise gegen Null hin abnimmt (z.B. beginnend beim Mehrfachen des maximal messbaren Primärstroms und Reduktion auf Null in wenigen Sekunden). Die Frequenz des Wechselstroms soll möglichst niedrig sein (z.B. 5 Hz), um sicherzustellen, dass die Flusskompensation nicht durch die Sekundärspule des Wandlers, die als Stromtrafo wirkt, erfolgt. Während dieses Vorgangs muss die Kompensationsspule deaktiviert werden, beispielsweise durch Abschalten der Stromversorgung des Wandlers oder durch Trennen des Messausgangskreises.

3.2.7 Frequenzverhalten und Eisenverluste

Die mit Closed-Loop-Wandlern durchgeführten Messungen weisen einen hervorragenden Frequenzgang zwischen 0...20 kHz auf, während spezielle LEM-Produkte (LB Serie – patentierte Ausführung) sogar 300 kHz erzielen.

Der Nominalstrom kann nicht über den gesamten Frequenzbereich bereitgestellt werden (Datenblattwerte gelten für den Kompensationsbereich). Um die Wandlerverluste konstant zu halten, muss bei steigender Frequenz die Stromamplitude reduziert werden.

Obwohl der Transformatorische-Effekt von Closed-Loop-Wandlern zu hervorragendem Hochfrequenzverhalten führt, sind Wirbelstrom- und Eisenverluste (Hysteresis) zu berücksichtigen. Wie bei Open-Loop-Wandlern (3.1.7) ist auf diese Effekte zu achten, wenn über längere Zeit hohe Ströme mit hoher Frequenz gemessen werden müssen.

3.2.8 Ansprechzeit und di/dt-Verhalten

Die Ansprechzeit eines Wandlers auf einen Stromsprung charakterisiert die korrekte Wiedergabe der zu messenden Stromsteilheit di/dt. Sie wird durch mehrere Parameter bestimmt: Reaktionszeit, Anstiegszeit und Ansprechverzögerung (siehe § 3.1.8, Bild 8). Bei den Closed-Loop-Wandlern ist die Reaktionszeit kleiner als 1 μ s.

Die einwandfreie Wiedergabe der Stromsteilheiten di/dt hängt vom speziellen Aufbau des einzelnen Wandlers und, wie in § 3.2.5 beschrieben, der Anordnung beim Einbau des Wandlers in die Messschaltung ab.

Die Closed-Loop-Wandler können je nach gewählter Ausführung di/dt-Steilheiten von etwa 50 A/ μ s bis zu mehreren Hundert A/ μ s messen. Daher sind sie unter anderem für den Schutz von Halbleitern bei Kurzschluss in Leistungsschaltungen gut geeignet.

3.2.9 Typische Anwendungen

Closed-Loop-Wandler eignen sich insbesondere für industrielle Anwendungen, die eine hochgradige Genauigkeit und/oder eine breite Frequenzbandbreite voraussetzen. Sie werden oft als ein wichtiges Element einer Regelschleife (z.B. Strom, Drehmoment, Kraft, Drehzahl, Position) jedoch auch zur Stromanzeige verwendet.

Die Anwendungen sind ähnlich jenen, die für Open-Loop-Wandler angeführt wurden. Sie decken jedoch das höhere Leistungsspektrum ab. In diesem Zusammenhang können jedoch auch folgende Sonderanwendungen angeführt werden:

- Frequenzrichter und Drehstromantriebe, bei denen die Ströme in den Phasen und in den Gleichstromschienen überwacht werden, aber auch zum Schutz von Leistungsschaltern (z.B. IGBT) im Falle eines Kurzschlusses.
- Stromrichter für Servomotoren, die man häufig in der Robotik oder für die Hochleistungs-Geschwindigkeits- bzw. Positionssteuerungen verwendet.
- Stromrichter für Windkraftgeneratoren
- Spezielle Stromversorgungen für Radar.

Weitere Anwendungen: Energie-Managementsysteme, Leistungs-Schaltnetzteile, Galvanisieranlagen, Laser, Gleichrichter für Galvanisieranlagen und schließlich zahlreiche Anwendungen im Labor, Prüffeld und an Prüfständen.

Schließlich bietet die Konstruktionslösung mit einer Durchführungsöffnung und mehreren U-förmigen Primärleitern, die seriell-parallel (z.B. LTS-Reihe) geschaltet werden können, zahlreiche Möglichkeiten, beispielsweise die Messung von Differenzialströmen (z.B. Erfassung von Erdschlussströmen).

3.2.10 Beispiele für die Einstellung der Wandlerparameter

Die folgenden Beispiele dienen dazu, den Benutzer dabei zu unterstützen, die Grenzen der Betriebswerte eines Closed-Loop-Stromwandlers zu schätzen und den geeigneten einzusetzenden Messwiderstand zu berechnen. Es bestehen zwei Möglichkeiten um den passenden Messwiderstand festzulegen: a) Auswahl nach dem auf dem im Datenblatt angegebenen Bereich oder b) auf akzeptablen Betriebsbedingungen basierend außerhalb der Datenblattwerte. In einigen Fällen ist es möglich Ströme jenseits des im Datenblatt angegebenen Wertes zu messen, nachfolgend sind zwei Beispiele aufgeführt.

Beispiel 1 : Closed-Loop Stromwandler LA 55-P

- a) Welche maximale Messspannung ist bei den nachfolgenden Parametern erreichbar?

$$I_P = 70 \text{ A}, T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}, V_C = \pm 15 \text{ V}$$

Das Übersetzungsverhältnis von 1:1000 bestimmt den Sekundärstrom $I_S = 70 \text{ mA}$

Dem LEM-Katalog/Datenblatt entnimmt man $R_M = R_{M \text{ max}} = 90 \text{ } \Omega$. Daraus ergibt sich für die maximale Messspannung:

$$V_M = R_M \cdot I_S = 90 \text{ } \Omega \cdot 70 \text{ mA} = 6,3 \text{ V}$$

- b) Welcher Messwiderstand muss bei den nachfolgenden Parametern gewählt werden, um bei maximalem Primärstrom eine Messspannung von 3,3 V zu erhalten?

$$I_{PN} = 50 \text{ A}, T_A = 85 \text{ }^\circ\text{C}, V_C = \pm 12 \text{ V}; I_S = 50 \text{ mA}$$

Das ergibt: $R_M = V_M / I_S = 3,3 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 66 \text{ } \Omega$ und für diese Parameter soll der Messwiderstand laut Datenblatt im Bereich zwischen $60 \text{ } \Omega$ und $95 \text{ } \Omega$ liegen.

$R_{M \text{ min.}} = 60 \text{ } \Omega$ und $R_{M \text{ max.}} = 95 \text{ } \Omega$. Ein $66 \text{ } \Omega$ Widerstand kann verwendet werden.

- c) Ist es möglich, für dieselben Parameter eine Messspannung von 6 V zu verwenden?

$$R_M = V_M / I_S = 6 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 120 \text{ } \Omega$$

Der 50 A Strom wird nicht mit diesem Widerstand gemessen, da er den maximal zulässigen $R_{M \text{ max}}$ Wert von $95 \text{ } \Omega$ überschreitet. Die maximale Messspannung wird mit dem maximalen Widerstand R_M gemessen und ist gleich $50 \text{ mA} \times 95 \text{ } \Omega = 4,75 \text{ V}$.

Wenn jedoch ein $120 \text{ } \Omega$ Widerstand verwendet wird, ist die Messung nur für Primärströme korrekt, die kleiner als der normale Bemessungswert des Wandlers sind. Die Berechnung des maximalen Stromwerts erfolgt in diesem Fall nicht direkt und wird in den nächsten Absätzen beschrieben.

Beispiel 2: Betrieb von LA 55-P außerhalb der Datenblattwerte

Bei Betrieb mit kleineren Messströmen ist es möglich eine höhere Ausgangsspannung zu erzeugen, wenn man einen Messwiderstand oberhalb der im Datenblatt angegebenen Grenze wählt. Weicht die Versorgungsspannung von den im Datenblatt angegebenen Werten ab, kann die zu einem eingeschränkten Messbereich führen.

- a) Was ist die maximale am Verstärker Ausgang verfügbare Spannung?

Bild 12 zeigt den Schaltplan des Ausgangs eines Closed-Loop-Stromwandlers. Die Spannungsaufteilung wird an den Spannungsabfällen in der Ausgangsverstärkerstufe ($V_{CE(sat)}$), im Sekundärspulenwiderstand

(R_S) und im Messwiderstand (R_M) vorgenommen. Den maximal möglichen Wert der Spannung (V_A) am Ausgang der Verstärkerstufe zu kennen ermöglicht es, den messbaren Strombereich zu bestimmen. Der ungünstigste Fall, und zwar die Maximaltemperatur und der Mindestwert für die sekundäre Versorgungsspannung, wird nun betrachtet.

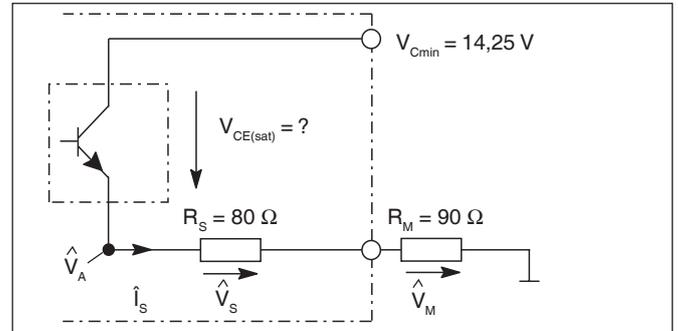


Bild 12: Äquivalentes Diagramm für die Berechnung der verfügbaren Spannung V_A auf der Verstärkerendstufe.

Wir erhalten:

$$V_A = (R_S + R_{M \text{ max.}}) \cdot \hat{I}_S = (80 \text{ } \Omega + 90 \text{ } \Omega) \cdot 70 \text{ mA} = 11,9 \text{ V}$$

wenn wir die Werte auf dem LA55-P Datenblatt zugrunde legen:

- maximaler Messwiderstand $R_{M \text{ Max.}} = 90 \text{ } \Omega$ ($\pm 15 \text{ V} \pm 5 \text{ } \%$; 70 A max. ; $+70 \text{ }^\circ\text{C}$):
- sekundärer interner Widerstand $R_S = 80 \text{ } \Omega$ ($+70 \text{ }^\circ\text{C}$)

- b) Wie hoch sind die Maxima von Ausgangsspannung und Messwiderstand (Bild 13)?

Wenn wir davon ausgehen, dass: $\hat{I}_P = 60 \text{ A}$, $T_A = +70 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_C = \pm 15 \text{ V} \pm 5 \text{ } \%$, $\hat{I}_S = 60 \text{ mA}$.

dann erhalten wir:

$$V_M = V_A - (R_S \cdot \hat{I}_S) = 11,9 \text{ V} - (80 \text{ } \Omega \cdot 60 \text{ mA}) = 7,1 \text{ V}$$

$$R_{M \text{ max}} = V_M / \hat{I}_S = 7,1 \text{ V} / 60 \text{ mA} = 118 \text{ } \Omega$$

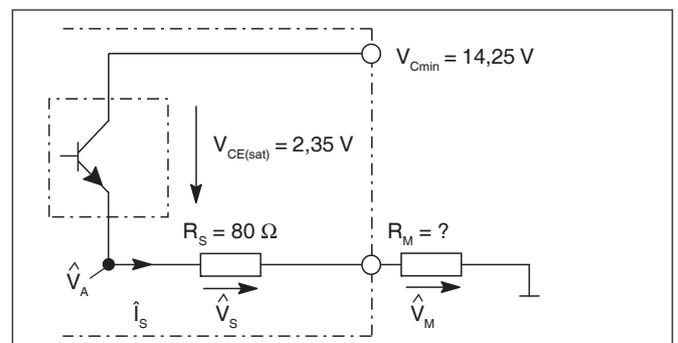


Bild 13: Äquivalentes Diagramm zur Berechnung des Messwiderstands R_M

Beispiel 3: Messstrom höher als im Datenblatt angegebener Maximalwert

LEM-Datenblätter geben die Wandlerbetriebsbedingungen an, mit einem Messbereich, der im allgemeinen auf das 1,5- bis 2fache des Nennstroms (I_{PN}) begrenzt ist. Es ist dennoch möglich, Ströme, die diesen Bereich überschreiten, zu messen, wenn man folgende beiden Parameter berücksichtigt:

- Der Messwiderstand darf nicht kleiner als der auf dem Datenblatt angeführte R_{Mmin} Wert sein, um die in die Wandlerelektronik abgeführten Leistungsverluste zu begrenzen. Je nach ausgewähltem Wandler kann R_{Mmin} äußerst klein, in manchen Fällen sogar gleich Null, sein.
- Die maximale Primärleitertemperatur darf die auf dem Datenblatt angeführten Werte (z.B. 90 °C) nicht überschreiten, um den verwendeten Kunststoff nicht zu beschädigen.

Die Berechnung des maximal messbaren Stroms erfolgt folgendermaßen, wobei aufbauend auf verschiedenen Arten von LEM-Wandlern unterschiedliche Szenarien in Betracht gezogen werden.

a) R_{Mmin} ist ungleich Null.

Beispielsweise werden für einen LA 55-P-Wandler die folgenden Parameter definiert:

$$V_C = 15 \text{ V} \pm 5 \%; T_A = +70 \text{ °C}; R_S = 80 \text{ } \Omega; R_{Mmin} = 50 \text{ } \Omega; V_A = 11,9 \text{ V (wie im Beispiel 2a berechnet)}$$

Der maximale Wert des Sekundärstroms ist folgender:

$$\hat{I}_S = V_A / (R_S + R_{Mmin}) = 11,9 \text{ V} / (80 + 50) \text{ } \Omega = 91,5 \text{ mA}$$

Der entsprechende maximal messbare Primärstrom ist 91,5 A .

b) R_{Mmin} ist gleich Null.

Beispielsweise für einen LA305-S-Wandler werden folgende Parameter definiert:

$$V_C = 15 \text{ V} \pm 5 \%; T_A = +70 \text{ °C}; I_P = 300 \text{ A}; R_S = 35 \text{ } \Omega \text{ (bei } +70 \text{ °C)}; R_{Mmin} = 0 \text{ } \Omega; \text{ Übersetzungsverhältnis} = 1: 2500$$

In diesem Fall kann der minimale Messwiderstand R_M auf Null abfallen, und es ist dem Benutzer überlassen, den geeignetsten Wert auszuwählen: je kleiner der Wert ist, desto größer ist der maximal messbare Strom, aber desto kleiner ist das verfügbare Ausgangsspannungssignal.

Die verfügbare Spannung am Verstärkerausgang (V_A) wird folgendermaßen bestimmt:

$$R_{Mmax} = 75 \text{ } \Omega \text{ bei } 300 \text{ A für } V_C = 15 \text{ V}$$

$$\hat{I}_S = 300 \text{ A} / 2500 = 120 \text{ mA}$$

Daraus folgt:

$$V_A = (R_S + R_{Mmax}) \cdot \hat{I}_S = (35 + 75) \text{ } \Omega \cdot 120 \text{ mA} = 13,2 \text{ V}$$

Der Maximalwert des Sekundärstroms hängt vom gewählten Messwiderstand ab. Beispielsweise erhalten wir für einen Wert $R_M = 5 \text{ } \Omega$:

$$\hat{I}_S = V_A / (R_S + R_{Mmin}) = 13,2 \text{ V} / (35 + 5) \text{ } \Omega = 330 \text{ mA}$$

Der maximal messbare Primärstrom ist folglich gleich $330 \text{ mA} \cdot 2500 = 825 \text{ A}$, was $2,75 \cdot I_{PN}$ entspricht. Die am Messwiderstand gemessene Spannung ist $V_M = 330 \text{ mA} \cdot 5 \text{ } \Omega = 1,65 \text{ V}$.

Für einen Wert $R_M = 2 \text{ } \Omega$ erhalten wir $\hat{I}_S = 357 \text{ mA}$, einen maximal messbaren Primärstrom von $3 \cdot I_{PN}$ (892 A) und eine kleinere entsprechende Ausgangsspannung von 0,71 V.

Wird ein 0 Ohm Messwiderstand betrachtet, kann der Wandler $I_S = 377 \text{ mA}$ liefern, dies entspricht $3,14 \cdot I_{PN}$ (943A). Diese Anordnung liefert keine Ausgangsspannung, hierfür wäre ein auf Masse bezogener Strom/Spannungsumsetzer erforderlich.

Unter diesen Bedingungen (hoher Ausgangsstrom) ist es besonders wichtig die Temperatur des Primärleiters unter der maximal erlaubten Temperatur zu halten, um den Wandler nicht dauerhaft durch Überhitzung zu schädigen.

Beispiel 4: Höhere Strommessung mittels des Stromtrafoeffekts

In manchen Fällen können höhere Ströme mittels des Stromtrafoeffekts gemessen werden, vorausgesetzt, dass die Frequenz und / oder der di/dt-Wert hoch genug sind. Näheres finden Sie in § 3.2.3.

Zudem weisen manche Wandler (z.B. LTS) einen fixen Messwiderstandswert auf und der maximale Messbereich kann nicht eingestellt werden.

Beispiel 5: Periodische kurzzeitige Stromüberlast

Die folgende Messequenz wird angewandt und für einen LTS 25-NP-Wandler veranschaulicht (Bild 14):

- Der Wandler misst den Nennstrom (25 A_{rms}), die drei Anschlussbügel des Primärkreises sind daher parallel geschaltet;
- Während t_1 Sekunden findet eine Stromüberlast (I_{Pt1}) statt, welche den Nennwert von 25 A_{rms} überschreitet;
- Während t_2 Sekunden kehrt der Strom zum anfänglichen Stromwert (I_{Pt2}) zurück, welcher in diesem Fall gleich 25 A_{rms} ist, wodurch der Wandler nach der Überlast auskühlen kann;
- im ungünstigsten Fall wiederholen sich die Sequenz b) und c) kontinuierlich.

Halleffekt Technologie: Closed-Loop

Das Diagramm Bild 14 gilt für eine Umgebungstemperatur von +85°C.

Welche Bedingungen müssen erfüllt werden, damit der Wandler diesen Überstrom messen kann.

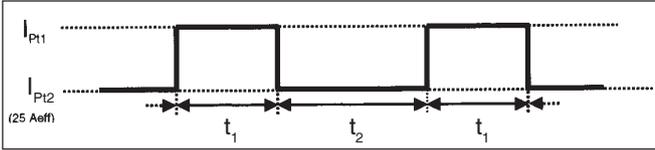


Bild 14: Periodische Überlast mit einem Ruhestrom auf dem Nennstrompegel von 25 A_{rms} (+85°C)

Für eine bestimmte Überlastdauer (t_1) und -amplitude (I_{PT1}) geben Bild 15 und Bild 16 die Mindestzeit (t_2) an, welche erforderlich ist, damit der Wandler bei Nennstrom von 25 A_{rms} und maximaler Umgebungstemperatur (+85°C) abkühlen kann. Bild 15 ist genauer genommen eine Vergrößerung von Bild 16 für eine kurze Überlastdauer (unter 40 Sekunden). In diesem Fall können die Kurven linearisiert werden. Dies ermöglicht ein konstantes Tastverhältnis wie folgt zu definieren (Tastverhältnis in Bild 15 als 'ED' bezeichnet):

$$\text{Tastverhältnis} = ED = t_1 / (t_1 + t_2)$$

Dies ergibt:

$$t_2 = (1 - ED) \cdot t_1 / ED$$

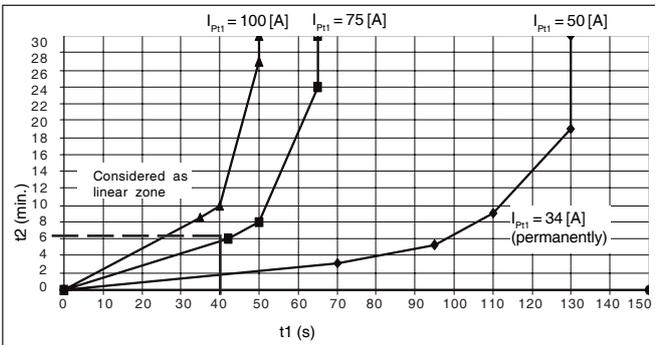


Bild 15: Bild 14: Überlastdiagramm des LTS25-NP für einen Leerlaufstrom von 25 A_{rms}

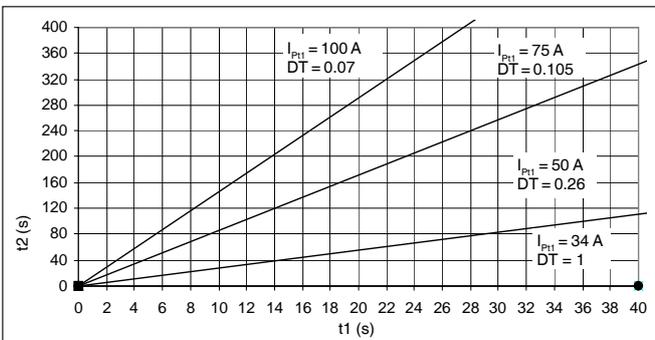


Bild 16 Überlastdiagramm des LTS 25-NP für einen Ruhestrom von 25 A_{rms} - lineare Zone

Wenn beispielsweise der Überlaststrom $I_{PT1} = 50$ A_{rms} und die Dauer $t_1 = 14$ s beträgt, dann ist der minimale Ruhestrom $t_2 = 40$ s. Die Zeit t_2 kann entweder direkt aus Bild 15 entnommen oder mit Hilfe der oben angeführten Formel berechnet werden $t_2 = (1 - 0,26) \cdot 14 / 0,26 = 40$ s

Es ist interessant zu sehen, dass ein Strom von 34 A_{rms} beim LTS25-NP-Wandler bei $T_A = +85^\circ\text{C}$ ständig gemessen werden kann, ohne ein bestimmtes Tastverhältnis einhalten zu müssen. Bei genau diesem Stromwert ist t_1 nicht begrenzt, da eine völlige Stabilisierung der ASIC-Sperrschichttemperatur sich einstellt, bei einem Wert, der unter der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur ($T_{J\text{MaxASIC}}$) liegt.

Andererseits steigt bei einem Temperaturanstieg die Ausfallrate eines Wandlers erheblich an. Die vorliegende Erwärmung ist der Ausfallrate des Wandlers proportional. Diese Überlastbedingungen reduzieren die Zuverlässigkeit des Wandlers: der Nennstromwert 25 A_{rms} ist das Resultat eines Konstruktionskompromisses zwischen Temperatur und Ausfallrate und sollte vorzugsweise nicht überschritten werden.

Wichtig! Die auf dem Wandlerdatenblatt angeführte maximale Betriebstemperatur muss unbedingt eingehalten werden. Andernfalls können zusätzlich zu rein thermischen Problemen (Leistung in der Elektronik), bestimmte Parameter wie der Messbereich und die Messgenauigkeit nicht gewährleistet werden.

Die folgenden Diagramme (Bild 17 und Bild 18) zeigen die Mindstdauer des Ruhestromes t_2 für eine Überlastdauer t_1 . Der Ruhestrom beträgt dabei $I_{PT2} = 0$ A.

3.2.11 Berechnung der Messgenauigkeit

Für Closed-Loop-Stromwandler werden Beispiele der Maximalfehlerberechnung wie folgt angeführt.

Stromwandler LA 55-P

In diesem Beispiel wird ein Gleichstrom mit dem LA 55-P-Stromwandler gemessen.

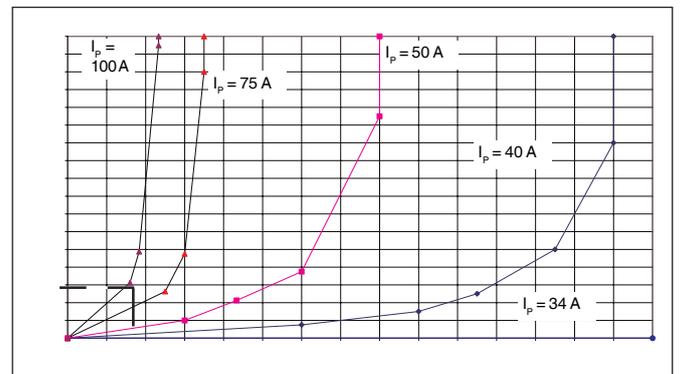


Bild 17: Überlastdiagramm des LTS 25-NP für einen Leerlaufstrom von 0 A, lineare Zone

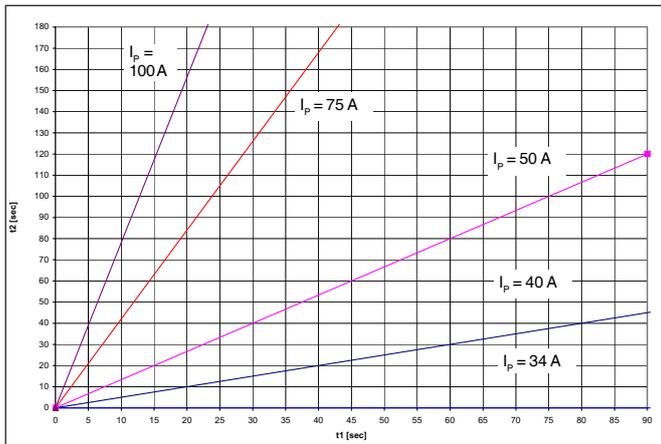


Bild 18: Überlastdiagramm des LTS 25-NP für einen Leerlaufstrom von 0 A

Das Datenblatt liefert die folgenden Informationen: (1) Nennstrom $I_{PN} = 50 \text{ A}$; (2) Versorgungsspannung $\pm 15 \text{ V}$; (3) Genauigkeit bei $+25^\circ\text{C}$ ist $0,65 \%$ von I_{PN} ; (4) Übersetzungsverhältnis gleich $1:1000$; (5) Offset-Drift mit Temperatur beträgt $\pm 0,6 \text{ mA}/110 \text{ K}$ max. (-25 bis $+85^\circ\text{C}$).

Wenn ein Gleichstrom von 50 A gemessen wird, beträgt der Ausgangsstrom 50 mA und der Wert der einzelnen Fehler:

Genauigkeit bei 25°C	$\pm 0,65 \%$ von $I_{PN} =$	$\pm 0,65 \%$
Temperaturdrift des Offset	$\pm 0,6 \text{ mA}/50 \text{ mA}$	$\pm 1,20 \%$

Maximalfehler ($+85^\circ\text{C}$) $\pm 1,85 \%$

Der „Worst-Case“-Fehler beim Messen eines 50 A Stroms ist folglich gleich $\pm 1,85 \%$ x $50 \text{ A} = \pm 0,93 \text{ A}$.

Wenn ein Gleichstrom von 40 A gemessen wird, beträgt der Ausgangsstrom 40 mA und der Wert der einzelnen Fehler:

Genauigkeit bei 25°C	$\pm 0,65 \%$ von $I_{PN} =$	$\pm 0,81 \%$
Offset-Drift mit Temperatur	$\pm 0,6 \text{ mA}/40 \text{ mA}$	$\pm 1,50 \%$

Maximalfehler ($+85^\circ\text{C}$) $\pm 2,31 \%$

Der „Worst-Case“-Fehler beim Messen eines 40 A Stroms ist folglich gleich $\pm 2,31 \%$ x $40 \text{ A} = \pm 0,93 \text{ A}$, wie zuvor als Absolutwert (Ampere).

Bei Primärströmen unterhalb des Nennstroms werden Fehler prozentual höher, da sich Offsetströme immer stärker auswirken. Der elektrische Offset I_0 von $\pm 0,2 \text{ mA}$ und der magnetische Offset I_{0M} (nach einer Überlast) von $\pm 0,3 \text{ mA}$ sind im Datenblatt angegeben. Beträgt der Primärstrom 0 A kann am Ausgang $\pm 0,2 \text{ mA}$ fließen oder $0,4 \%$ von $I_{PN} = \pm 0,2 \text{ A}$. Zusätzlich können nach einer dreifachen Überlast (150 A) $\pm 0,3 \text{ mA}$ fließen. In Summe kann der Offsetfehler auf $\pm 0,5 \text{ mA}$ oder $1,0 \%$ von $I_{PN} = \pm 0,5 \text{ A}$ betragen.

Stromwandler LTS 25-NP

Beim LTS25-NP-Wandler wird die Genauigkeit bei $+25^\circ\text{C}$ mit $\pm 0,7 \%$ von I_{PN} angegeben. Diese setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen:

Abweichung durch die Toleranz der Wicklungszahl:	$\pm 0,1 \%$ von I_{PN}
Linearitätsabweichung:	$\pm 0,1 \%$ von I_{PN}
Abweichung durch die Toleranz von R_{IM} :	$\pm 0,5 \%$ von I_{PN}
Gesamtfehler:	$\pm 0,7 \%$ von I_{PN}

Der Messwiderstand R_M hat einen Wert von 50Ω ($+25^\circ\text{C}$) und seine thermischen Drift wird mit 50 ppm/K angegeben. In Anbetracht eines Temperaturbereichs von -10°C bis $+85^\circ\text{C}$ beträgt die maximale R_M -Änderung $\pm 0,15 \Omega$ ($50 \Omega \times 50 \text{ ppm/K} \times 60^\circ\text{K}$) und der entsprechende Fehler infolge des R_M -Drifts ist gleich **$\pm 0,3 \%$ von I_{PN}**

Der Spannungsausgang des LTS25-NP-Wandlers hat eine $2,5 \text{ V}$ 'Bezugsspannung', welche einem primärseitigen Nullstrom entspricht (Bild1). Der Offset-Fehler dieser Bezugsspannung (im Datenblatt angeführt) beträgt $\pm 25 \text{ mV}$ bei $+25^\circ\text{C}$. In Anbetracht eines Temperaturbereichs von -10°C bis $+85^\circ\text{C}$ und bei einer Temperatur Drift 100 ppm/K , beträgt die Temperatur Offset Drift bis zu $\pm 15 \text{ mV}$.

Da ein Primärnennstrom (I_{PN}) eine Ausgangsspannung von 625 mV bei $+25^\circ\text{C}$ erzeugt, ist der durch den Offset in die Bezugsspannung eingebrachte Fehler:

- Fehler auf Grund des Standard-Offset = $(\pm 25/625) = \pm 4 \%$ von I_{PN}
- Maximalfehler Temperatur Offset Drift = $(\pm 15/625) = \pm 2,4 \%$ von I_{PN}

Der maximale Messfehler im gesamten Temperaturbereich beträgt: $(0,7\% + 0,3\% + 2,4\%) = \pm 3,4\%$ von I_{PN}

Der Fehler infolge des Standard-Offset (4%) wird nicht in Berücksichtigung gezogen, da er eine konstante Abweichung darstellt, welche mittels einer geeigneten Elektronikbauforn problemlos beseitigt werden kann.

3.2.12 Unipolare Stromversorgung

Die meisten LEM Wandler können für die Messung von einseitig gerichteten Strömen auch mittels unipolaren Spannungsversorgung betrieben werden. In diesem Fall sind zu beachten:

- Die Versorgungsspannung muss gleich der Summe der auf dem Datenblatt angeführten positiven und negativen Spannungen sein (z.B. $\pm 15 \text{ V} \rightarrow +30 \text{ V}$).
- Die Auswahl des Messwiderstandes und des zu berücksichtigenden maximalen Stromes darf keinen übermäßig großen Leistungsverlust in der Verstärkerendstufe des Wandlers nach sich ziehen. In erster Näherung ist diese

Halleffekt Technologie: Closed-Loop

Berechnung nicht erforderlich, sofern man die Hälfte des Primärnennstroms nicht überschreitet. Anderenfalls stellt LEM diese Informationen auf Anfrage zur Verfügung.

- Da der Verstärkerschaltung für eine bipolare Stromversorgung ausgelegt ist, müssen Dioden in den Messkreis eingefügt werden (Bild 19), wenn dieser für eine unipolare Konfiguration verwendet werden soll. Die Dioden sollen die Restspannung an den Anschlüssen des unbenutzten Ausgangstransistors kompensieren, da dieser im Messkreis einen Offset-ähnlichen Strom erzeugen könnte.

Außerdem sind Standard-Varianten im Lieferprogramm, die sich speziell für den unipolaren Betrieb eignen.

Schließlich werden bei Antriebsanwendungen häufig 3 Wandler verwendet, um die 3 Ausgangsleitungen zu messen. Wenn nur eine bipolare sekundäre Stromversorgung für den Stromwandler erforderlich ist, muss eine zusätzliche Wicklung am Stromversorgungstrafo hinzugefügt werden, gemeinsam mit dem zugehörigen Spannungsfiltren und der Stabilisierung. Dies ist ein typischer Fall, für den die Verwendung eines Wandlers mit einer unipolaren sekundären Spannungsversorgung empfohlen wird.

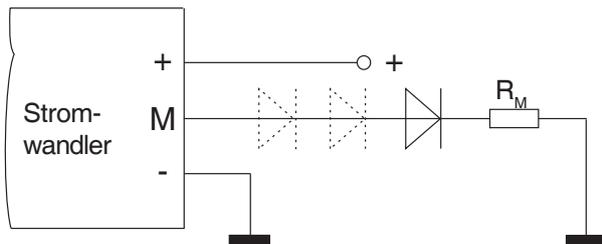


Bild 19: Anordnung von Diode(n) mit unipolarer Stromversorgung am Ausgang des Stromwandlers

3.3 Eta Halleffekt Kompensations-Stromwandler

Eta ist der Name des griechischen Buchstabens „η“, er steht für Effizienz. Diese Produktfamilie trägt den Namen wegen ihrer geringen Anforderungen an die Spannungsversorgung bei hoher Messgenauigkeit. Die Messgenauigkeit liegt zwischen der Open-Loop und Closed-Loop Technologie. Da die Konstruktion Closed-Loop-Wandlern sehr ähnlich ist können Eta-Wandler zu ähnlichen Preisen angeboten werden.

3.3.1 Die Konstruktionsweise und das Funktionsprinzip

Hinsichtlich ihrer Konstruktion ähneln die Halleffekt-ETA-Stromwandler den Kompensationsstromwandlern und verfügen über die gleiche Bauweise bezüglich des Magnetkreises, des Hallsensors und der Sekundärwicklung. Die Unterschiede finden sich in der Auslegung des Magnetkerns und in der elektronischen Signalverarbeitung, welche die spezifischen ETA-Leistungsmerkmale charakterisieren. So verbindet die ETA-Technologie die Design-Elemente von direktabbildenden und Kompensationswandlern mit den folgenden Merkmalen:

- bei niedrigen Frequenzen (bis zu 2-10 kHz, je nach der spezifischen Wandler-Bauweise) arbeitet er als direktabbildender Wandler, wobei der Hallsensor ein zum gemessenen Primärstrom proportionales Signal liefert (§ 3.1.1);
- bei hohen Frequenzen funktioniert er als Kompensationswandler, bei dem das Ausgangssignal proportional zum primären Wechselstrom durch den Stromtransformatoreffekt erzeugt wird (§ 3.2.1)

Die Hallsensor- und Transformatorsignale werden elektronisch zusammengefasst, um ein gemeinsames Ausgangssignal zu bilden.

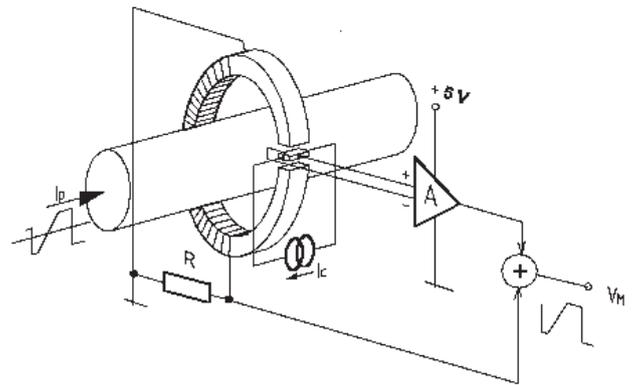


Bild 20: Hall Effekt Eta Prinzip

Die ETA-Technologie zeichnet vor allen Dingen folgende Eigenschaften aus:

- hohe Bandbreite
- geringer Leistungsverbrauch ('Eta' steht für das griechische Symbol 'η' und repräsentiert den Wirkungsgrad)
- Verwendung an niedrigen Spannungsversorgungen (z.B. unipolar 5 V)

Die hohe Bandbreite wird durch den Einsatz einer Sekundärwicklung, die als Stromtransformator arbeitet, erzielt. Der geringere Leistungsverbrauch und damit niedrige Strombelastung der unterstützenden Spannungsversorgung erreicht man dadurch, dass diese Sekundärwicklung nicht zur Kompensation (Nullfluss-Kompensation; siehe § 3.2.1) des magnetischen Flusses bei niedrigen Frequenzen verwendet wird. Dadurch ist die Eta-Technologie bestens für den Einsatz an Spannungsversorgungen mit niedrigen Spannungspegeln geeignet.

Dies gilt besonders für hohe zu messende Primärströme (größer 25 A), bei denen eine kleine Spannungsversorgung (kleiner oder gleich 5 V, unipolar) nicht ausreichen würde, um einen hohen Kompensationsstrom, wie er bei Kompensationswandlern erforderlich ist, zu treiben. Hier ist es nahezu nicht möglich, einen Kompensationswandler mit zufriedenstellenden Leistungseigenschaften zu entwickeln. Denn die Entwicklung eines Kompensationswandlers orientiert sich daran, dass ein großer Primärstrom auch eine große Windungszahl auf der Sekundärwicklung bedingt, um den

von der Spannungsversorgung entnommenen Strom zu begrenzen. Dies wiederum führt zu einer hohen Impedanz der Sekundärwicklung, und damit wird es außerordentlich schwierig, den Sekundärstrom mit der erforderlichen Dynamik aus der vorhandenen Spannungsversorgung zu speisen. Eine mögliche Lösung wäre eine Sekundärwicklung mit weniger Windungen, aber dann wäre die Belastung der meisten Spannungsversorgungen zu groß. Andere bekannte Techniken, die Impedanz der Wicklung zu reduzieren (wie beispielsweise der Einsatz dickeren Kupferdrahts), führen dagegen zu großen Wicklungsausmaßen; dies steht der Forderung nach möglichst kompakten Wandlern entgegen.

3.3.2 Vorteile und Einschränkungen

Mit den Eta-Wandlern können galvanisch getrennt Gleich- und Wechselströme sowie deren komplexe Mischformen gemessen werden. Wie bereits erwähnt zeichnen sie sich durch eine geringe Stromaufnahme, eine hohe Frequenzbandbreite sowie eine schnelle Ansprechzeit aus. Sie eignen sich ferner für den Einsatz an Spannungsversorgungen mit unipolarer Spannung (+5 V). Bei Frequenzen, bei denen der Wandler nach dem Stromtransformatorprinzip (> 2-10 kHz) funktioniert, weisen die Eta-Wandler eine hohe Genauigkeit und eine niedrige Temperaturdrift auf (ähnlich den reinen Kompensationswandlern). Es treten keine Überhitzungen bei hochfrequenten Strömen durch Ummagnetisierung und Wirbelströme auf, da der Fluss im Magnetkreis praktisch Null ist (primäre Durchflutung gleich sekundärer Durchflutung). Sie weisen ferner ein gutes Stromüberlastverhalten auf und bedingen durch ihre Konstruktion (Primärbügel) praktisch keine Einfügungsverluste im Messkreis. Sie eignen sich damit besonders gut für den Einsatz in Umgebungen mit starken Störeinflüssen (z.B. PWM-Antriebe).

Beim Messen eines (leicht variierenden) Gleichstroms bzw. Wechselstroms mit niedrigen Frequenzen arbeitet ein Eta-Wandler nach demselben Prinzip wie ein direktabbildender Stromwandler. Daher muss der Magnetkern größer ausgelegt werden, um die entsprechende Durchflutung zu gewährleisten. Er ist ferner so dimensioniert, dass er weit unter der magnetischen Sättigung bleibt; denn nur so kann weiterhin eine gute Linearität über den gesamten Messbereich gewährleistet werden (vergleichbar mit den direktabbildenden Wandlern). Ferner weist der Wandler in diesem Bereich auch die gleichen Einschränkungen wie ein direktabbildender Wandler wie Temperaturdrift von Offset und Verstärkung auf. Um diese Kennwerte gegenüber dem direktabbildenden Wandler zu verbessern, entwickelte LEM ein maßgeschneidertes ASIC, das eine erhöhte Genauigkeit ermöglicht, wenn der Wandler bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen arbeitet. Durch dieses ASIC werden die vorgenannten Einschränkungen viel einfacher kompensiert.

Da der Wandler an einer unipolaren Spannungsversorgung betrieben wird und dennoch bipolare Signale verarbeitet, verwendet das ASIC eine Referenz, die entweder der Wandler intern selbst stabil bereitstellt, oder die extern vom Anwender (innerhalb gewisser Grenzen) vorgegeben werden kann, was für gewisse Anwendungen einen nicht unerschätzbaren Vorteil darstellt.

3.3.3 Nennströme und Überlastverhalten

Die Baureihe der LEM Eta-Wandler ist für Nennströme I_{PN} von 25 A und 150 A ausgelegt. Mit ihrem geringen Leistungsverbrauch sind die Wandler optimal für diese Nennströme angepasst. Dies bedeutet allerdings keine technisch bedingte Einschränkung. Für kleinere Nennströme und unipolarer Spannungsversorgung können beispielsweise die Kompensationswandler der LEM Baureihe LTS eingesetzt werden; für größere Nennströme werden im Allgemeinen Stromwandler mit einer bipolaren Spannungsversorgung mit höheren Pegeln (z.B. ± 15 V) eingesetzt.

Der Messbereich ist so bemessen, dass er maximal das dreifache des Nennstrombereichs beträgt. Dies kann ein wesentlicher Vorteil für den Anwender sein (gegenüber dem ca. 1,5-2-fachen bei herkömmlichen Wandlern).

Auf Grund des Funktionsprinzips ist bei einem Eta-Wandler der maximal zu messende Strom abhängig von seiner Frequenz. Denn bei niedrigen Frequenzen arbeitet der Wandler als direktabbildender Wandler und unterliegt dessen Einschränkungen (s. § 3.1.3), dagegen funktioniert er bei hohen Frequenzen wie ein Kompensationswandler und unterliegt daher dessen Eigenschaften (s. § 3.2.3).

Nach einer Überlastsituation erwartet den Anwender ein ähnliches Verhalten bezüglich eines magnetisch bedingten Offsets am Ausgang (Remanenzverhalten des Magnetkerns). Je nach Frequenz und Dauer des einwirkenden Stroms verhält sich der Wandler bei niedrigen Frequenzen wie ein direktabbildender Wandler (§ 3.1.6) und bei hohen Frequenzen wie ein Kompensationswandler (§ 3.2.6). Daher treffen die dort gemachten Aussagen auch hier zu.

3.3.4 Ausgangssignal

Die Eta-Stromwandler besitzen auf Grund ihres Funktionsprinzips einen Spannungsausgang (mehr Informationen siehe § 2.7). Da die Eta-Wandler mit einer unipolaren Spannungsversorgung von +5 V; 0 V betrieben werden, liegt auch das Ausgangssignal in diesem Bereich (mit Einschränkung).

3.3.5 Messgenauigkeit

Die Eta-Wandler arbeiten – wie schon mehrfach hier dargelegt – auf Grund ihres Funktionsprinzips je nach dem zu messenden Signal entweder nach dem direktabbildenden (für Gleichströme und Wechselströme mit niedrigen Frequenzen) oder dem Kompensations-Prinzip (für Wechselströme mit höheren Frequenzen).

Daher muss die Genauigkeit als Funktion der Frequenz des zu messenden Signals unterschieden werden:

- Bei niedrigen Frequenzen (< 2-10 kHz) liegt die Gesamtgenauigkeit im Bereich der Open-Loop Wandler und beträgt typischerweise sehr wenige Prozent bezogen auf den Nennwert
- Hingegen bei höheren Frequenzen liegt die Gesamtabweichung ähnlich wie bei den Closed-Loop Wandlern und demzufolge unter einem Prozent bezogen auf die Nenngröße

Mehr Informationen über Faktoren, die die Messgenauigkeit beeinflussen sowie Berechnungsbeispiele hierzu können den entsprechenden Abschnitten über die direktabbildenden Wandler (§ 3.1.5 und § 3.1.10) und die Kompensationswandler (§ 3.2.5 und § 3.2.10) entnommen werden.

3.3.6 Dynamisches Verhalten

Hinsichtlich ihres Frequenzbereichs, der Ansprechzeit und der Stromsteilheit (di/dt) sind die Eta-Wandler den Stromwandlern mit Halleffekt-Kompensationstechnik (§ 3.2.7 und § 3.2.8) sehr ähnlich, obwohl der bzgl. des direktabbildenden Verhaltens beim Eta-Prinzip optimierte Magnetkreis (Material und Konstruktion; § 3.4.2) bei höheren Frequenzen zu leichten Performanceeinbußen führen kann. Dennoch bescheinigen Messungen den Eta-Wandlern einen ausgezeichneten Frequenzgang; die obere Grenzfrequenz liegt bei mindestens 100 kHz.

Eine kurze Ansprechzeit des Wandlers auf eine schnelle primärseitige Stromänderung garantiert die korrekte Abbildung einer zu messenden Stromsteilheit (di/dt). Sie wird durch verschiedene Parameter wie Reaktionszeit und Anstiegszeit bestimmt (siehe § 3.2.8). Die Eta-Wandler zeichnen sich durch eine schnelle Reaktionszeit kleiner als $1 \mu\text{s}$ aus, ähnlich wie Closed-Loop Stromwandler.

Eine einwandfreie Abbildung der Stromsteilheit (di/dt) ist zum einen abhängig von der spezifischen Bauweise des Wandlers selbst, als auch von der Einbausituation des Wandlers im Messkreis, die vom Anwender maßgeblich mit beeinflusst werden kann (§ 3.1.8 und § 3.2.8).

Je nach Modell und Einbausituation können mit den ETA-Wandlern Stromsteilheiten (di/dt) von ca. $50 \text{ A}/\mu\text{s}$ bis zu einigen hundert $\text{A}/\mu\text{s}$ gemessen werden. Sie eignen sich daher auch für den Kurzschlusschutz von Leistungshalbleitern.

3.3.7 Typische Anwendungen

Die Eta-Wandler erschließen alle industrielle Anwendungen in elektronischen Systemen zur Regelung und Überwachung entsprechender Größen (z.B. Strom, Drehmoment, Kraft, Geschwindigkeit, Positionierung, Anzeige, usw.). Beispiele hierzu s. auch § 3.1.9 und 3.2.9.

3.4 Halleffekt Kompensations-Spannungswandler

Die prinzipielle Funktionsweise von Spannungswandlern, welche auf dem Closed-Loop-Halleffekt beruhen, wird in § 2 erläutert. Das Messprinzip des dafür verwendeten empfindlichen Stromwandlers wird in § 3.2.1 beschrieben. Der wesentliche Unterschied zu einem normalen Stromwandler ist eine Primärwicklung mit einer hohen Anzahl von Windungen. Dadurch ist es möglich, die zur Erzeugung der Primärinduktion erforderliche Durchflutung bei einem sehr geringen Messstrom I_{mes} zu erreichen (s. § 2). Damit wird der Messkreis nur minimal belastet.

Dazu wird, wie bereits erwähnt, ein Vorwiderstand R_1 in Reihe mit der Primärwicklung geschaltet. Dieser kann extern vom Anwender entsprechend seinen Erfordernissen vorgeschaltet werden, oder er befindet sich bereits standardmäßig bei einigen LEM-Spannungswandlern integriert im Gehäuse zum direkten Anschluss an ausgewählte Spannungen.

3.4.1 Aufbau und Wirkungsweise

Halleffekt-Closed-Loop-Spannungswandler erfassen einen zum zu messenden Spannung direkt proportionalen kleinen Strom. Die zu ermittelnde Spannung wird durch einen großen Widerstand R_1 geteilt, wodurch ein kleiner Strom I_{mes} entsteht, der von einem „optimierten“ Wandler (Bild 21) gemessen werden kann, bei dem eine kontrollierte Einfügungsimpedanz für die erforderliche Genauigkeit und Messbandbreite sorgt. Der Widerstand R_1 wird in Reihe zur Primärspule des Wandlers geschaltet, um den für die Nennspannung optimalen Stromwert I_{mes} zu erzielen. Oft werden dabei zur Verbesserung der Gleichaktunterdrückung zwei Widerstände auf beiden Seiten der Primärspule verwendet.

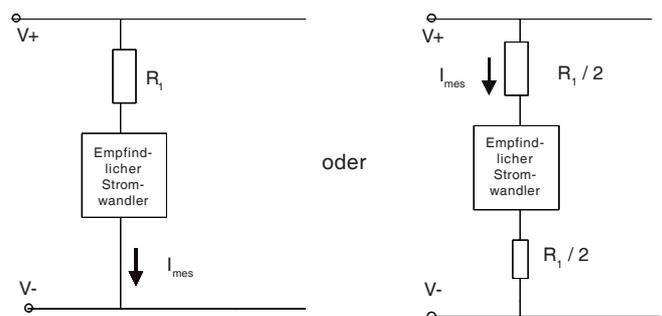


Bild 21: Grundprinzipien zur Spannungsmessung

Beim Spannungswandler-Angebot von LEM gibt es zwei Situationen:

- Der Serienwiderstand R_1 ist in den LEM Spannungswandler eingebaut und liefert optimale Leistungsdaten beim Einsatz mit oder nahe den Produkt-Nennwerten, so wie beim LEM LV 100-100
- Der Serienwiderstand R_1 ist extern und erlaubt es dem Kunden, den Arbeitsspannungsbereich und/oder die Ansprechzeit des Wandlers optimal einzustellen, so wie beim LEM LV 100 und LV 200

Das Ersatzschaltbild des Primärteils eines Spannungswandlers ist in Bild 22 dargestellt, das den Serienwiderstand R_1 , den Primärspulenwiderstand R_p und die Primärspuleninduktivität L_p enthält. Die Letztere erzeugt in der Regel eine vernachlässigbare Einfügungsreaktanz (ωL_p), die in den meisten Fällen vernachlässigt wird.

3.4.2 Spannungswandler mit eingebautem Widerstand R_1

Bei den Spannungswandlern der Baureihe LV 100-Spannung ist der primäre Vorwiderstand R_1 in den Wandler eingebaut und kann vom Anwender nicht gewechselt werden. Dieser wurde für eine Bemessungsleistung von 10 W bei Nennspannung ausgelegt.

Der eingebaute primäre Vorwiderstand ermöglicht eine Werkskalibrierung der Wandler bei der angegebenen Nennspannung. Dies hat eine bessere Genauigkeit zur Folge, die für alle Wandler der Baureihe LV 100-Spannung gleich ist.

Die Dynamik ihres Messbereichs ist auf das 1,5-fache des Nennwerts begrenzt. Es gelten jedoch die gleichen Grundsätze wie bei den Wandlern mit externem primären Vorwiderstand R_1 . Man kann kurzzeitige Spannungsimpulse von mehr als dem 1,5fachen der Nennspannung messen, sofern man die primärseitige spezifizizierte Dauerleistung von 10 W und beim Sekundärkreis die empfohlenen Berechnungsbedingungen für $R_{M \max}$ beachtet.

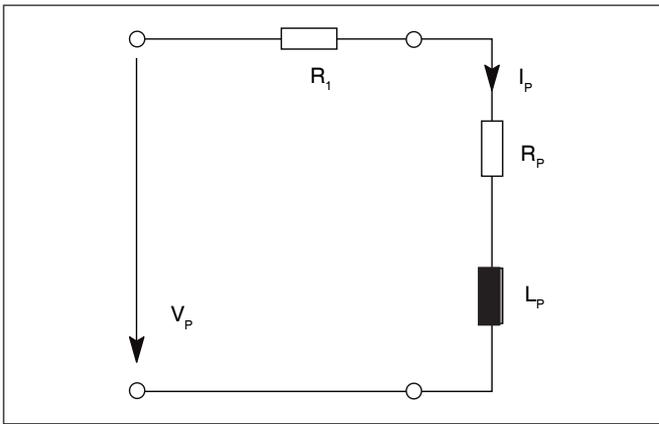


Bild 22: Ersatzschaltbild zur Berechnung des primären Vorwiderstands R_1

3.4.3 Spannungswandler ohne eingebauten Vorwiderstand R_1

Beispiel 1: LV 100 Spannungswandler mit externem Vorwiderstand R_1 (siehe Datenblatt)

In diesem Beispiel wird zunächst der externe Vorwiderstand R_1 bestimmt, der erforderlich ist, um bei einer Nennspannung von $V_{PN} = 230 \text{ V}$ auch eine Spitzenspannung von 500 V zu messen. Danach wird die Berechnung der Messgenauigkeit besprochen.

a) Auslegung des Primärwiderstands R_1 für die Messung der Nennspannung:

Bei der Berechnung des externen Primärvorwiderstands R_1 muss auf alle Fälle der Wicklungswiderstand (auf Grund der hohen Windungszahl) der Primärspule berücksichtigt werden!

Das LV100-Datenblatt liefert folgende Informationen:

Nennstrom	$I_{PN} = 10 \text{ mA}$
Messbereich	$I_P = 20 \text{ mA}$
Interner Primärspulenwiderstand	$R_P = 1900 \Omega$ (bei $+70 \text{ °C}$)

Man erhält:

$$R_1 = V_{PN} / I_{PN} - R_P = (230 \text{ V} / 0,01 \text{ A}) - 1900 \Omega = 21,1 \text{ k}\Omega$$

Die Verlustleistung im Primärwiderstand R_1 beträgt:

$$P_N = I_{PN}^2 \cdot R_1 = \left(\frac{V_{PN}}{R_1 + R_P} \right)^2 \cdot R_1 = 0,012 \cdot 21000 = 2,1 \text{ W}$$

Um übermäßige Wertveränderungen von R_1 durch Temperaturdrift zu vermeiden und der Zuverlässigkeit zuliebe, verwendet man hier üblicherweise einen Widerstand mit der 3-4fachen Bemessungsleistung. In diesem Fall sollte der Anwender einen Widerstand R_1 von 21 k Ω / 8 W wählen.

b) Kann hiermit die maximale Spannung von 500 V gemessen werden?

Die Messung einer Spannung, die größer als der Nennwert ist, ist im Kurzzeitbetrieb möglich; allerdings vorbehaltlich der beiden folgenden Regeln:

- Der Effektivwert des Primärstroms (der für die thermischen Verluste verantwortlich ist) muss unter dem Nennstromwert des Wandlers (10 mA beim LV 100) gehalten werden. In dem genannten Beispiel ist, wenn diese Bedingung bei 500 V mit dem gewählten 21 k Ω Widerstand nicht erfüllt wird, ein höherer Widerstandswert für R_1 ins Auge zu fassen, um den Dauerstrom unter den im Datenblatt genannten Wert zu senken.
- Der Primärstrom für die zu messende Spitzenspannung (500 V) muss im Normalfall niedriger sein als der für den Wandler im Datenblatt vorgegebene Messbereich (20 mA für den LV 100). In dem genannten Beispiel erhält man: $\hat{I}_P = V_P / R_{P \text{ tot}} = 500 \text{ V} / 22900 \Omega = 21,8 \text{ mA}$ oder $2,18 \cdot I_{PN}$. Damit liegt man oberhalb des spezifizierten Messbereichs, weshalb eine Überprüfung auf der Sekundärseite des Wandlers erforderlich ist, um festzustellen, ob diese kurzzeitige Messung dennoch möglich ist.

Tatsächlich ist es beim zuletzt genannten Punkt in manchen Fällen, und wie in § 3.2.10 (zweites Beispiel) gezeigt, möglich, einen Strom zu messen, der den auf dem Wandlerdatenblatt spezifizierten übersteigt; genauer gesagt dann, wenn der Messwiderstand einen maximalen Wert $R_{M \max}$ nicht überschreitet. Hier ergibt sich folgendes:

- Aus dem Übersetzungsverhältnis des Wandlers von 10000/2000 erhält man einen Sekundärstrom von $\hat{I}_S = 5 \cdot 21,8 \text{ mA} = 109 \text{ mA}$.
- Die am Verstärker Ausgang verfügbare Spannung (Bild 12) beträgt den Datenblattangaben zufolge: $V_A = (R_S + R_{M \max}) \cdot \hat{I}_S = (60 + 150) \Omega \cdot 50 \text{ mA} = 10,5 \text{ V}$.
- Der Wert des maximalen Messwiderstands $R_{M \max}$ errechnet sich in diesem Beispiel zu: $R_{M \max} = (V_A / \hat{I}_S) - R_S = (10,5 \text{ V} / 109 \text{ mA}) - 60 \Omega = 36,3 \Omega$

Infolgedessen ist die Messung einer Spitzenspannung von 500 V kurzzeitig möglich, wenn ein Messwiderstand kleiner als 36,1 Ω verwendet wird.

- c) Messgenauigkeit I: Auswirkungen durch temperaturbedingte Änderungen des Primärwicklungswiderstands R_p und des primären Vorwiderstands R_1 auf die Genauigkeit der Spannungsmessung

Das besprochene Spannungsmessprinzip (§ 3.4.2) besteht aus dem Erfassen und Messen eines kleinen Stroms I_{mes} (Bild 21), der proportional zur zu messenden Spannung ist (Shunt-Prinzip). Zwei Hauptfaktoren beeinflussen die Messgenauigkeit:

- die Genauigkeit der Messung des erfassten Stroms selbst und
- Änderungen in der proportionalen Beziehung zwischen erfasstem Strom und zu messender Spannung. Infolgedessen beeinflusst jegliche Änderung des Wertes des eingesetzten primären Vorwiderstands R_1 oder des Widerstands der Primärwicklung R_p die Messgenauigkeit, weil sie den erfassten Stromwert dadurch beeinflusst.

Referenzfall

Der Referenzwert des zu messenden Stroms I_{mes} ist als der Wert definiert, den man bei +70 °C erhält, wenn beide Widerstände R_1 und R_p ihren Nennwert haben. Diese Werte sind $R_1 = 21,0 \text{ k}\Omega$ (wie im Punkt a berechnet, bei +70 °C) und $R_p = 1,9 \text{ k}\Omega$ (Datenblatt, gemessener Wert).

Der aufgenommene Strom I_{mes} entspricht dann $230 \text{ V} / (21 + 1,9) \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA}$

Maximaler Fehler

Der Wert der Widerstände ist bei +20 °C kleiner als bei +70 °C. Der ungünstigste Fall muss zusätzlich die Toleranz der Widerstandswerte berücksichtigen, wenn diese ihr Minimum haben.

Für den Widerstand R_1 betragen die typischen Werte für die Temperaturdrift und die Toleranz jeweils 50 ppm/K und $\pm 0,5 \%$.

Für den Minimalwert ergibt sich:

$$R_1 = 21'000 \cdot (1 - 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6}) \cdot (1 - 0,005) = 20'942 \Omega$$

Der Widerstandswert der Primärwicklung (aus Kupfer) in Abhängigkeit von der Temperatur ergibt sich aus:

$$R_{Pt} = R_{P20^\circ C} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta t), \text{ mit}$$

R_{Pt} : Widerstandswert bei Endtemperatur
 $R_{P20^\circ C}$: Widerstandswert bei +20 °C
 α : Temperaturkoeffizient des Kupfers = $0,004 \text{ K}^{-1}$
 Δt : Differenz von Endtemperatur zu +20 °C

Beachten Sie, dass die Temperatur von R_p Kupfer wahrscheinlich höher als die maximale Umgebungstemperatur ist, wegen der inneren Erwärmung des Wandlers.

In unserem Fall:

$$R_{P20} = 1'900 / (1 + 0,004 \cdot 50) = 1'538 \Omega$$

Der aufgenommene Strom ergibt sich zu $I_{mes} = 230 \text{ V} / (20'942 + 1'538) = 10,21 \text{ mA}$, was einem Fehler von +2,1 % im Vergleich zur Referenzspannung entspricht.

Die Messgenauigkeit des Stroms I_{mes} muss noch zu diesem Fehler von 2,1 % addiert werden.

- d) Messgenauigkeit II: Auswirkung der Strommessgenauigkeit des Wandlers auf die Genauigkeit der Spannungsmessung

Jetzt wird der Fehler betrachtet, der durch die Messung des erfassten Messstroms I_{mes} nur durch den Wandler selbst eingebracht wird, d.h. unter Ausschluss der in Punkt c) besprochenen temperaturbedingten Wirkung auf den gesamten Primärwiderstand. Hier wird davon ausgegangen, dass der primäre Vorwiderstand R_1 so bemessen wurde, dass der Primärstrom I_{PN} genau 10 mA beträgt.

Das LV 100-Datenblatt gibt für eine Umgebungstemperatur von +25 °C eine Abweichung von $\pm 0,7 \%$ von I_{PN} an. Die Temperaturdrift des Offsetstroms beträgt maximal $\pm 0,3 \text{ mA}$. Bei einem Übersetzungsverhältnis von 10000:2000 erzeugt ein Eingangsstrom auf der Primärseite einen sekundärseitigen Ausgangsstrom von 50 mA.

Die einzelnen Abweichungen sind:

Genauigkeit bei +25 °C: $\pm 0,7 \%$ von I_{PN}	$\pm 0,7 \%$
Temperaturdrift des Offsets: $\pm 0,3 \text{ mA}/50 \text{ mA}$	$\pm 0,6 \%$

Wandergenauigkeit (ohne R_1)

$\pm 1,3 \%$

Damit beträgt der maximale Fehler der Strommessung (und damit auch der Spannungsmessung) allein durch den Wandler bedingt $\pm 1,3 \%$

- e) Wie groß ist der gesamte Messfehler?

Die oben in c) und d) aufgeführten Fehler ergeben den gesamten Messfehler des Ausgangsstroms des Wandlers. Typische Anwendungen enthalten einen Messwiderstand R_M , um diesen Ausgangsstrom in eine Spannung für die Messung umzuwandeln.

Wenn wir von typischen Parametern für R_M ausgehen, so haben wir eine Anfangstoleranz von $\pm 0,5 \%$ und eine Temperaturdrift von 50 ppm/K, was eine Abweichung von 0,225 % für einen Temperaturbereich von 20 °C bis 70 °C ergibt. Der Gesamtfehler von R_M beträgt $0,5 + 0,225 = 0,725 \%$.

Beim Wandler LV 100 entspricht der gesamte Messfehler bei 230 V Nennspannung und Berücksichtigung eines Temperaturbereichs von 20 bis 70 °C der Kombination der Effekte in c) und d) und R_M oben:

Gesamter Messfehler =

$$2,1 \% + 1,30 \% + 0,725 \% = 4,125 \%$$

Beispiel 2: LV 100 Spannungswandler mit externem Vorwiderstand R_1 (Gleichspannung 1000 V)

Welchen Wert muss der externe Primärwiderstand R_1 für die Messung einer Gleichspannung $V_{PN} = 1000 \text{ V}$ haben?

Welche Genauigkeit wird erreicht?

a) Dimensionierung des primären Vorwiderstands R_1

Das LV 100-Datenblatt gibt an:

Nennstrom: $I_{PN} = 10 \text{ mA}$
Messbereich: $I_p = 20 \text{ mA} = 2 \cdot I_{PN}$
Primärwicklungswiderstand: $R_p = 1900 \Omega$ (bei $+70 \text{ }^\circ\text{C}$)

Damit ergibt sich rechnerisch für den primären Vorwiderstand R_1 :

$$R_1 = (V_{PN} / I_{PN}) - R_p = (1000 \text{ V} / 0,01 \text{ A}) - 1900 \Omega = 98,1 \text{ k}\Omega$$

Die Verlustleistung des Primärwiderstand R_1 ist:

$$P_{R1N} = I_{PN}^2 \cdot R_1 = (0,01 \text{ A})^2 \cdot 98,1 \Omega = 9,8 \text{ W}$$

Aus oben bereits genannten Gründen wird in diesem Fall vorgeschlagen, für den Einbau einen Widerstand mit 40 W Bemessungsleistung zu verwenden.

Der Gesamtwiderstand $R_{p \text{ tot}}$ des Primärkreises beträgt:

$$R_{p \text{ tot}} = R_p + R_1 = (1900 + 98100) \Omega = 100 \text{ k}\Omega$$

b) Messgenauigkeit I: Auswirkungen durch temperaturbedingte Änderungen des Primärwicklungswiderstands R_p und des primären Vorwiderstands R_1 auf die Genauigkeit der Spannungsmessung

Die in Beispiel 1 beschriebene Methodik wird hier wieder herangezogen. Man geht von einem Betrieb bei einer Umgebungstemperatur von $+70 \text{ }^\circ\text{C}$ aus; ebenso wird von derselben Temperaturdrift und Toleranz hinsichtlich des primären Vorwiderstands R_1 ausgegangen. Man erhält:

Damit erhält man im ungünstigsten Fall für den Maximalwert des Vorwiderstands R_1 :

$$R_{1 \text{ max}} = 98100 \Omega \cdot 1,005 \cdot 1,00225 = 98812 \Omega$$

Der Widerstand der Primärwicklung ist bei $+70 \text{ }^\circ\text{C}$ am höchsten und beträgt laut Datenblatt 1900Ω ($R_{p \text{ max}}$). Infolgedessen ist der Maximalwert des gesamten Primärwiderstands $R_{p \text{ tot max}}$ $= R_{1 \text{ max}} + R_{p \text{ max}} = (98812 + 1900) \Omega = 100712 \Omega$.

Der durch diese Änderung des Widerstands bei der Stromerfassung einfließende Fehler (auf Grund der Temperaturerhöhung von $+25 \text{ }^\circ\text{C}$ auf $+70 \text{ }^\circ\text{C}$) auf die Spannungsmessung beträgt:

$$\text{Fehler} = (100712 - 100000) \Omega / 100000 \Omega = 0,71 \%$$

Die Genauigkeit der Strommessung muss noch hinzuaddiert werden, um den gesamten Messfehler der Spannungsmessung zu erhalten.

c) Messgenauigkeit II: Auswirkung der Strommessgenauigkeit des Wandlers auf die Genauigkeit der Spannungsmessung

Sie stimmt mit der zuvor in Beispiel 1 berechneten Genauigkeit überein und beträgt $1,3 \%$.

d) Messgenauigkeit III: Die gesamte Messabweichung der Spannungsmessung

Für die gesamte Messabweichung sind die unter b) und c) ermittelten Fehler zu addieren. Damit beträgt für den hier betrachteten Fall am Beispiel des LV 100 der Gesamtfehler

bei einer Bemessungsspannung von 1000 V und einer maximalen Betriebstemperatur von $+70 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$\text{Gesamtfehler} = 0,71 \% + 1,3 \% = 2,01 \%$$

Hinweis als Quintessenz dieser beiden Beispiele

Die oben angeführten Ergebnisse bei einer Verwendung des LV 100-Wandlers zur Messung einer Bemessungsspannung von 230 V bzw. 1000 V zeigen, dass die gesamte Messgenauigkeit im ungünstigsten Fall (d.h. bei Ausnutzung des maximalen Betriebstemperaturbereichs) $3,25 \%$ respektive $2,01 \%$ beträgt. Die Messgenauigkeit ist erheblich besser für die höhere Spannung, weil die temperaturbedingte Änderung des primären Wicklungswiderstandes bezogen auf den primären Gesamtwiderstand ($= R_1 + R_p$) geringer ist. Das heißt, die Genauigkeit hängt stark von der betriebs-temperaturbedingten Änderung des Wicklungswiderstands ab.

Um bei der Messung kleiner Spannungen eine höhere Genauigkeit zu erzielen, empfehlen wir, Wandler mit einer geringeren Primärwindungszahl zu wählen. Dabei kann sich allerdings die Verlustleistung im Primärkreis erhöhen und die Belastung der zu messenden Spannung kann dabei zunehmen. Allerdings bieten diese Wandler auf Grund der niedrigeren Eingangsimpedanz eine besseren Frequenzgang (§ 2), was für bestimmte Anwendungen vorteilhaft sein könnte.

Schließlich kann im Bedarfsfall bei Spannungswandlern ohne eingebauten primären Vorwiderstand die Kalibrierung des Ausgangssignals entweder durch Anpassen des externen primärseitigen Vorwiderstands R_1 oder, wie beim Stromwandler, durch entsprechende Dimensionierung des sekundärseitigen Messwiderstands R_M vorgenommen werden.

3.4.4 Wandlerausgang

Der Ausgang eines Closed-Loop-Spannungswandlers entspricht dem eines Closed-Loop-Stromwandlers. Daher gilt die vorher in § 3.2.4 und § 2.7 beschriebene Methodik für die Auswahl von Messwiderstand und Ausgangsspannung des Wandlers auch für Spannungswandler.

3.4.5 Typische Anwendungen

Closed-Loop Halleffekt-Spannungswandler werden in vielen Industrieanwendungen eingesetzt, um Spannungen zu erfassen, zu überwachen und zu regeln. Eine typische Anwendung ist die Überwachung von Eingang, Ausgang und Zwischenkreis-Spannungen von Frequenzumrichtern, wo Genauigkeit und Isolation eine sehr wichtige Rolle spielen.

3.5 Weitere Halleffekt-Spannungswandler

Tatsächlich lassen sich die meisten Stromwandler-Technologien zu einem Spannungswandler abändern, indem man sicherstellt, dass der kleine Messstrom (proportional zur Primärspannung) einer großen Anzahl von Primärwindungen zugeführt wird, um die für die Messung erforderlichen Ampèrewindungen zu erzeugen. Dies wird üblicherweise bei Fluxgate-Technologien (§4.4.4) durchgeführt, ist aber weniger typisch für Open-Loop- und auf Halleffekt basierende Eta-Wandler.

4 Fluxgate-Technologien

Die in diesem Abschnitt erläuterte „Fluxgate“-Technologie beinhaltet verschiedene Arten galvanisch getrennter Strom- oder Spannungswandler, die auf dem folgenden Messprinzip aufbauen: das von einem Primärstrom erzeugte und zu messende magnetische Feld wird von einem Sensorelement erfasst, das aus einem sättigbarem Magnetkopf (Feldsensor) besteht und von einer entsprechenden Elektronik unterstützt und verarbeitet wird. Die Entwickler haben eine grosse Anzahl unterschiedlicher Wandler auf diesem Prinzip basierend entworfen, wobei jeder Typ spezifischen Anforderungen entspricht.

In diesem Kapitel wird das Fluxgate-Prinzip erläutert. Dabei wird zunächst ein Modell betrachtet (eine Bauweise mit Feldsensor), das in seinem Aufbau einem Hall-Element ähnelt. Im weiteren Verlauf des Abschnitts werden dann die gängigsten Bauweisen und ihre spezifischen Leistungsmerkmale aufgeführt.

4.1 Grundprinzip der Fluxgate-Technologien

4.1.1 „Standard“- Fluxgate – Grundprinzip

Ein galvanisch getrennter Fluxgate-Wandler (Bild 23) kann mit dem Halleffekt-Closed-Loop-Wandler (§ 3.2.1) verglichen werden, da er den gleichen Aufbau hinsichtlich des magnetischen Feldes, des Luftspalts und der Sekundärwicklung aufweist. Im Luftspalt wird ein empfindliches Messelement angeordnet. Das dort erzeugte Signal bestimmt den durch die Sekundärwicklung fliessenden Strom. Dieser wiederum erzeugt einen dem Primärfluss gegenläufigen Magnetfluss.

Der Hauptunterschied zwischen der Fluxgate- und der Halleffekt-Closed-Loop-Technologie ist die Methodik, mit der das Feld im Luftspalt erfasst wird. In diesem Fall wird ein „sättigbarer Feldsensor“ anstelle eines Hall-Elements verwendet. Die Wandler-Elektronik, um das Messelement zu versorgen und das Ausgangssignal zu verarbeiten, erfordert eine komplett andere Gestaltung.

Der „sättigbare Feldsensor“ (Bild 24) besteht aus einem schmalen, dünnen Magnetkern mit einer Wicklung. Verwendet werden üblicherweise diskrete Materialien (Kern & Kupferdrähte), aber es können auch andere Bauweisen eingesetzt werden. Dazu zählen auch fortschrittliche Konzepte, die auf der MEMS-Technologie beruhen (zu diesem Zeitpunkt eine eher kostenintensive Variante).

Der Induktivitätswert des „sättigbaren Feldsensors“ ist abhängig von den Materialeigenschaften des Kerns (Permeabilität). Bei hoher Flussdichte ist der Kern gesättigt und seine Permeabilität und der Induktivitätswert gering. Geringe Flussdichte führt dagegen zu einem hohen Induktivitätswert.

In unserem speziellem Fluxgate-Fall ist der Feldsensor so konzipiert, dass alle Änderungen des externen Feldes (B_{ext} – Bild 24) Auswirkungen auf den Sättigungsgrad zur Folge haben, wodurch sich auch die Kern-Permeabilität und somit

die Induktivitätswerte ändern. Kurzgesagt ändert ein externes Magnetfeld den Induktivitätswert des Messelements. Diese Änderung kann sehr ausgeprägt sein, falls der Fremderreger entsprechend angeordnet ist. Der zweite Faktor, der diesen Induktivitätswert beeinflusst, ist der in die Kernwicklung (I_{si} – Bild 24) eingespeiste Strom. Dieser führt zu einem im Magnetkern gebündelten Fluss, wodurch ein zusätzliches magnetisches Feld (B_{si}) erzeugt wird. Das sättigbare Sensorelement ist derart gestaltet, dass B_{si} und B_{ext} von ungefähr gleicher Größe sind.

Beim Standard-Konzept des Fluxgate-Wandlers (Bild 25 als Beispiel) erzeugt der Primärstrom ein Feld im Luftspalt ($\Phi_1 \rightarrow B_{ext}$), das sich zu dem durch den Strom im Messkopfes produziertem Feld hinzufügt ($I_{si} \rightarrow \Phi_{si}$). Beide Felder zusammen resultieren in einer Übersättigung des sättigbaren Feldsensors, wodurch sein Induktivitätswert reduziert wird. Eine Änderung der Polarität des I_{si} -Stroms führt zu einer subtraktiven Fluss-Situation, wobei bei gleich grossen Flüssen ein Nullfluss des sättigbaren Feldsensors auftritt, oder ein Gesamtfluss mit umgekehrter Richtung, wenn der I_{si} -Strom einen Φ_{si} -Fluss größer als von Φ_1 erzeugt.

Abschließend sei zu den Standard-Fluxgate-Wandlern erläutert, dass Änderungen der magnetischen Sättigung des Messkopfes zu Änderungen der Induktivität führen, die von der Auswerteelektronik (Bild 26) des Messkopfes verarbeitet werden. Gemäß dem Closed-Loop-Prinzip bei Nullfluss, wird ein Strom in die Sekundärwicklung (I_2) des Wandlers eingespeist, wodurch das Feld im Luftspalt wieder auf Null kompensiert wird. Bedingt durch das Übersetzungsverhältnis der Primär- und Sekundärwindungszahl ist dann das Verhältnis zwischen Primär- und Sekundärstrom ausgeglichen (§ 3.2.1).

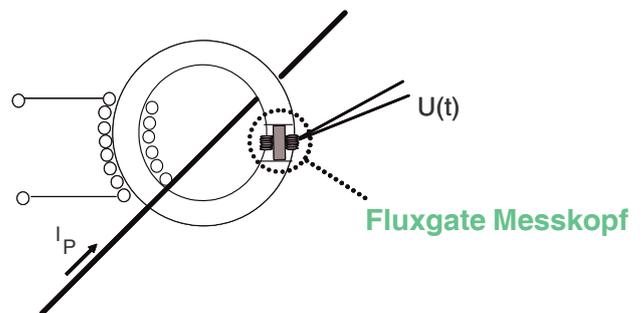


Bild 23: Aufbau des „Standard“-Fluxgate

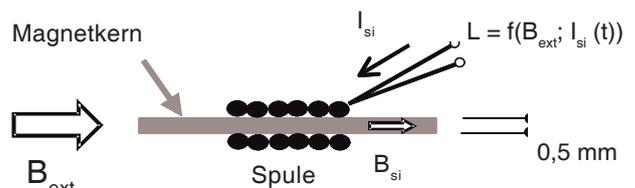


Bild 24: Fluxgate-Messkopf („sättigbarer Feldsensor“)

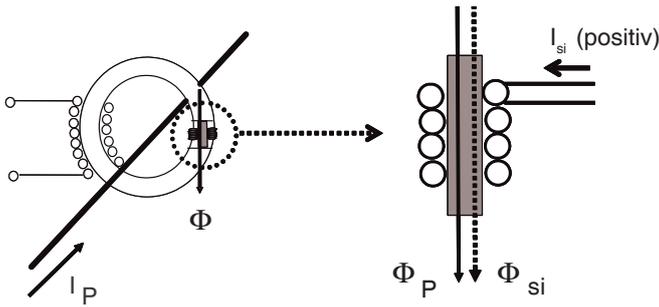


Bild 25: Standard-Fluxgate – Verteilung des Flusses im Luftspalt–zusätzlicher Fluss

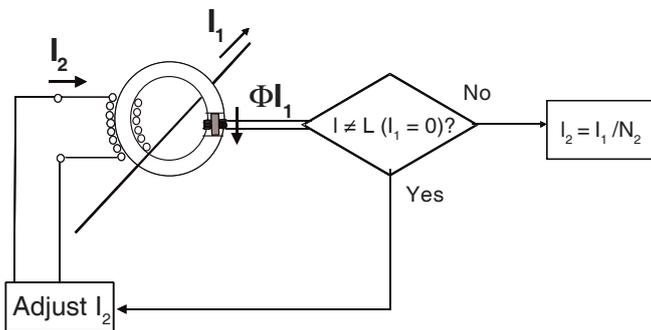


Bild 26: Prinzip des Standard-Fluxgate

4.1.2 Messkopf – das Stromverhalten bei einem Spannungssprung

Das Fluxgate-Betriebsprinzip basiert auf der Erfassung einer Änderung der Induktivität. Zur Analyse dieser Erfassungsmethodik (§ 4.1.3) braucht es ein gutes Verständnis des elektrischen Verhaltens des sättigbaren Feldsensors. In einem einfachen Beispiel wird im Folgenden die Stromantwort des Feldsensors auf einen plötzlich auftretenden Spannungssprung erläutert .

In Bild 27 wird das Ersatzschaltbild eines sättigbaren Feldsensors gezeigt: der Widerstand stellt den Kupferwiderstand der Wicklung dar (konstant bei einer bestimmten Temperatur). Die Induktivität ist variabel und ändert sich beim Anlegen eines externen Felds (B_{ext}) und/oder wenn ein Strom in den Messkopf eingespeist wird (I_{si}).

Bei einer konstanten Induktivität des Messkopfes würde sich das Stromverhalten bei einem Spannungssprung wie in Bild 28 verhalten. Hier werden drei verschiedene Induktivitäts-Werte aufgezeigt – klein, mittel und groß. Der asymptotische Stromwert ist immer konstant (U/R), während kleinere Induktivitätswerte zu schnelleren Stromantworten führen.

Auch in Bild 29 wird die Stromantwort bei einem Spannungssprung aufgezeigt. In diesem Fall aber mit einem sättigbaren Feldsensor, bei dem ein Stromanstieg entweder zu einer Zu- oder Abnahme des Induktivitäts-Wertes führt. Dies ist abhängig davon, ob die externen Felder (B_{ext}) und (B_{si}), erzeugt durch den Strom des sättigbaren Feldsensors (I_{si}), sich addierend oder subtrahierend verhalten. Beim Additionsfall führt zum Beispiel eine Zunahme des Stroms zu einer Zunahme des

Sättigungsgrads. Dies bedingt die Abnahme der Induktivität und damit eine schnellere Stromschwankung. Bei einem subtrahierendem Verhältnis der Felder gilt das Gegenteil.

In der Praxis sind die Fluxgate-Messköpfe so konzipiert, dass die Stromantwort bei einem Spannungssprung wesentlich ausgeprägter ausfällt, wie in Bild 30 ($B_{ext} = 0$) aufgeführt. Das Stromverhalten wird in drei Stufen betrachtet :

- (1) bei geringen Strömen fällt die Stromschwankung langsam aus, da das Konzept des Messkopfes einen hohen Induktivitätswert beinhaltet
- (2) wenn der Strom einen bestimmten „Umbruchwert“ überschreitet, fällt die Stromschwankung aufgrund eines plötzlichen Abfalls des Induktivitätswertes sehr schnell aus
- (3) der Strom erreicht, abhängig von der Versorgungsspannung, ein asymptotisches Niveau. Die Notwendigkeit eines solchen ausgeprägten Profils wird später erklärt.

Dieses spezielle Verhalten stellt den Ursprung des Namen „Fluxgate“ dar. Der sättigbare Feldsensor funktioniert hier als „open or closed gate“ (offener oder geschlossener Durchgang). Je nach Sättigungsgrad wird dem Fluss der Durchgang „ermöglicht“ oder „verweigert“.

Als abschließendes Beispiel dient Bild 31: die Stromantwort wird durch ein externes Feld B_{ext} ungleich Null verursacht. Der Strom reagiert in den vier folgenden Stufen:

- (1) bei kleinen Strömen (z.B. Null) sättigt das externe Feld den Messkopf, dabei tritt eine geringe Induktivität und eine schnelle Stromantwort auf;
- (2) wenn der Strom I_{si} eine Größe erreicht, wo die Stärke des Felds (B_{si}) gleich, aber mit umgekehrtem Vorzeichen zum externen Feld ist ($B_{si} = -B_{ext}$), befindet sich der Magnetkern des sättigbaren Feldsensors im Nullfluss-Zustand und die Induktivität ist sehr hoch. Die Stromantwort ist demzufolge langsam;
- (3) wenn der Strom groß genug für ein dominantes B_{si} -Feld ist und dadurch der Magnetkern an den oben erwähnten magnetischen „Umbruchwert“ geführt wird, fällt die Induktivität plötzlich ab und die Stromschwankung wird schnell;
- (4) der Strom erreicht, abhängig von der Versorgungsspannung und des Wicklungswiderstandes, das asymptotische Niveau.

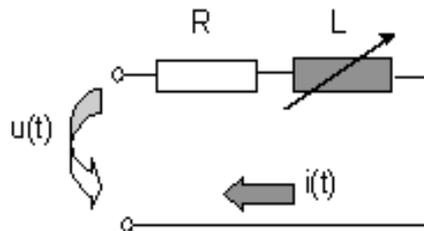


Bild 27: Ersatzschaltbild des Messkopfes

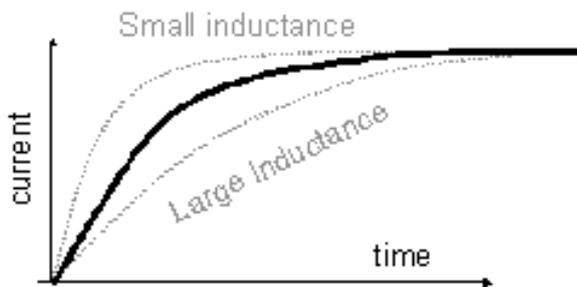


Bild 28: Stromantwort bei einem Spannungssprung – Konstante Induktivität

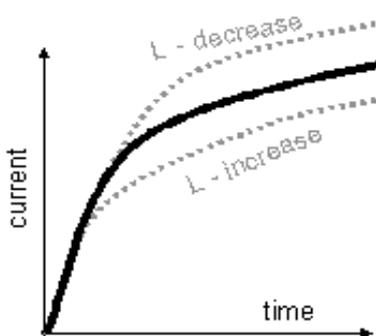


Bild 29: Stromantwort bei einem Spannungssprung – Sättigbare Induktivität

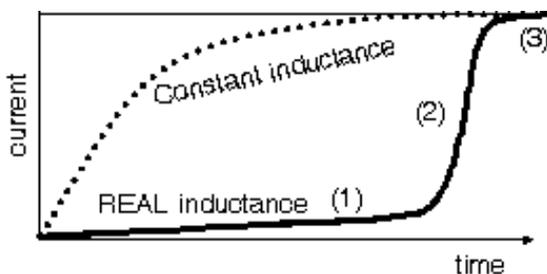


Bild 30: Stromantwort bei einem Spannungssprung – Fluxgate-Messkopf ($B_{ext} = 0$)

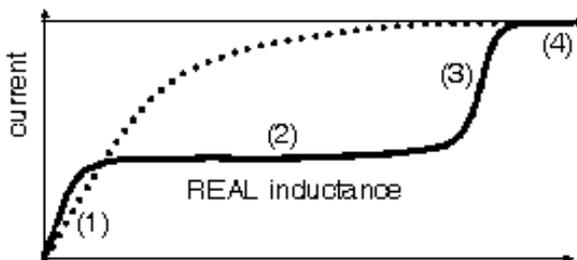


Bild 30a: Stromantwort bei einem Spannungssprung – Fluxgate-Messkopf (B_{ext} ungleich Null)

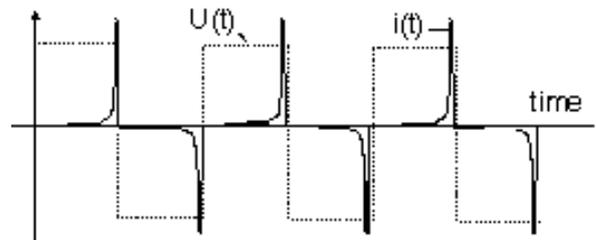


Bild 31: alternierende Spannung und Stromantwort – $I_1 = 0$

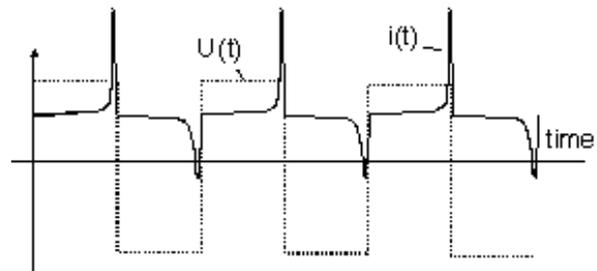


Bild 32: alternierende Spannung und Stromantwort – I_1 ungleich Null

4.1.3 Erfassung der Änderung der Induktivität des Messkopfes

Wie in (Bild 26) aufgeführt, beruht das Fluxgate-Prinzip auf der Erfassung der Änderungen des Induktivitätswertes. Diese Änderungen können auf verschiedene Weise erfasst werden. Die gängigsten Methoden werden im Folgenden erläutert.

An die Enden der Wicklung des Messkopfes wird eine Rechteckspannung ($U(t)$) angelegt. Diese führt zum Strom $i(t)$, wie in Bild 31 oder in Bild 32 abgebildet; je nachdem, ob der Primärstrom Null oder nicht Null beträgt. Die Stromform in Bild 31 folgt dem in Bild 30 beschriebenen Verhalten. Bei Bild 30, im Zusammenhang mit Bild 30a, wird davon ausgegangen, dass der Closed-Loop nicht aktiv ist und die Sekundärwicklung des Wandlers nicht stromführend ist.

Die an der Wicklung des Messkopfes angelegte Rechteckspannung kann mit fester Frequenz arbeiten, oder kann durch die Änderung der Polarität durch verschiedene Parameter ausgelöst werden (z.B. wenn der Strom vordefinierte positive oder negative Triggerpegel erreicht).

Mit verschiedenen Techniken können dann die Änderung des Induktivitätswertes erfasst werden. Die gängigsten funktionieren wie folgt:

- (1) Messung der Gleichstrom-Komponenten wie in Bild 32;
- (2) Spektralanalyse des Stroms wie in Bild 32 und die Messung der Amplitude einer bestimmten Oberwelle (z.B. die zweite Oberwelle), die sehr empfindlich auf Änderungen der Stromform reagiert.
- (3) Messung des zyklischen Verhältnis der Spannung wie in Bild 32 (positive/negative Impulsdauer – asymmetrisch).

Nach Erfassung der Änderung der Induktivität wird das Closed-Loop-Prinzip wie in Bild 26 berücksichtigt.

4.1.4 Transformatorischer Effekt

Wie bei den Halleffekt-Closed-Loop-Wandlern (§ 3.2.1) kann die Sekundärwicklung wie in Bild 26 auch als Stromtransformator eingesetzt werden, um hochfrequente Ströme zu messen. Allerdings ist dies aus verschiedenen Gründen, und auch in Abhängigkeit von der jeweiligen Fluxgate-Art, nicht immer möglich. In diesen Fällen wird die Bandbreite/Ansprechzeit stark eingeschränkt.

4.2 Die existierenden Arten der Fluxgate-Wandler

Die grundlegenden Arten der Fluxgate-Wandler werden in Bild 33 zusammengefasst und anbei kurz beschrieben:

- (1) der „Standard“-Fluxgate, wie bereits erläutert;
- (2) der Fluxgate „C-Typ“, bei dem sich die Messeigenschaften erheblich verbessern (s. § 4.4 für weitere Details)
 - Verwendung eines Messkopfes mit einem Hauptmagnetkern ohne Luftspalt,
 - Verwendung eines weiteren Kerns für den Transformator-Effekt, wiederum ohne Luftspalt, um die Messeigenschaften bei hohen Frequenzen zu verbessern;
- (3) der Fluxgate „IT-Typ“ mit weiter verbesserten Leistungseigenschaften durch (Mehr Details finden Sie unter § 4.5)
 - die Verwendung von zwei Messköpfen; beide Magnetkerne sind mit einer eigener Erregerwicklung ausgestattet
 - Verbesserung des Transformatoreffekts sowie der Auswerte-Elektronik;
- (4) der „Niederfrequenz“-Fluxgate, bei dem nur der niederfrequente Teil des Fluxgate-Wandlers vom „C-Typ“ verwendet und der transformatorische Effekt nicht berücksichtigt wird. Dahinter steht die Idee, einen kosten-günstigen und effizienten Wandler für niedrige Frequenzen anzubieten.

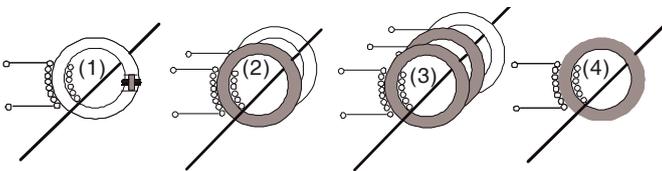


Bild 33: Die Hauptarten der Fluxgate-Wandler – Feldsensor-Element in dunkler Farbe

4.3 Allgemeine Merkmale der Fluxgate-Technologie

Vorteile

- Geringer Offset & kleine Offsetdrift: dies wird bedingt durch das Messprinzip mit einem sättigbaren Feldsensor, das durch den eingepprägten Wechselstrom die magnetische Hysterese durchläuft. Der magnetische Offset im Bereich des Messkopfs wird gänzlich unterdrückt, aber der elektrische Offset oder die Offsetdrift im Bereich der elektroni-

schen Signalverarbeitung wird nicht unterbunden. Dies gilt auch für den magnetischen Offset des Hauptmagnetkerns beim „Standard“-Fluxgate.

- Genauigkeit: der quasi vernachlässigbare Offset ermöglicht eine hohe Genauigkeit. Im Vergleich zu Hall-Technologien kommt dieser Vorteil am deutlichsten beim Messen kleiner Ströme zur Geltung, bei denen der Offset einen relativ großen Einfluss nimmt.
- Hohe Auflösung: Der geringe Offset ermöglicht die Messung sehr kleiner Ströme. Weitere Anmerkungen unter „Störungen“.
- Erweiterter Arbeitstemperaturbereich: durch die geringe Offsetdrift ist die Fluxgate-Technologie für den Einsatz in einem erweiterten Arbeitstemperaturbereich geeignet. Derzeit wird der Temperaturbereich durch die verfügbaren Materialien und Komponenten begrenzt.
- Hohe Stromdynamik: das Maximum-/Minimum-Verhältnis des messbaren Strombereiches erweitert sich erheblich
- Große Frequenzbandbreite: bei Bedarf kann die große Bandbreite durch den transformatorischen Effekt (C- und IT-Typen) mit Kernen ohne Luftspalt erneut erweitert werden. Dies führt ebenfalls zu schneller Anstiegszeiten.

Einschränkungen

- Eingeschränkte Frequenzbandbreite bei den einfachen Bauweisen.
- Strom- / Spannungs-Störeinkopplung in den Primärleiter (für die große Mehrheit der Anwendungen vollkommen akzeptabel). Dies birgt die Möglichkeit einer zusätzlichen Messabweichungen bei geringer Impedanz des Primärkreises.
- Relativ hohe Stromaufnahme (vergleichbar mit den Halleffekt-Closed-Loop-Wandlern.)
- Komplexer Aufbau der hochwertigen Typen und daher in der Produktion kostenintensiver.
- Anpassungen für kundenspezifische Zwecke manchmal nur schwer implementierbar.

In den nächsten Abschnitten finden Sie mehr Details über die spezifischen Fluxgate-Konzepte.

4.4 C-Typen-Fluxgate-Kompensationswandler

Die patentierten C-Typen sind ein wichtiger Bestandteil der Kompensations-Strom- und Spannungswandler-Produktpalette von LEM. Die Technologie dieser Wandler wurde in Zusammenarbeit mit Professor Dan Otto von der Universität Auckland in Neuseeland entwickelt. Sie zeichnet sich durch eine hohe Genauigkeit und eine sehr geringe Temperaturdrift aus und arbeitet in einem breiten Frequenzbereich. Diese besonderen Leistungsmerkmale basieren auf einer speziellen Bauweise, bei der die magnetische Durchflutung mit Hilfe eines elektronisch geregelten Oszillators kompensiert wird.

4.4.1 Aufbau und Wirkungsweise

Das grundlegende Funktionssprinzip und die Leistungsmerkmale der Fluxgate-Wandler wurden bereits in den Kapiteln 4.1 bis 4.3 erläutert. In diesem Kapitel soll deshalb vor allem auf den Aufbau der C-Typen eingegangen werden.

Die C-Typen-Wandler (Bild 34) enthalten zwei weichmagnetische Ringkerne (T1 und T2) mit jeweils eigenen Sekundärwicklungen mit gleicher Windungszahl N_S . Die Primärspule ist eine den beiden Ringkernen gemeinsame Wicklung mit N_P Windungen. Die zwei Sekundärwicklungen sind über einen Mittelpunkt, der mit der Elektronik verbunden ist, in Reihe geschaltet.

Im Zusammenhang mit den Erläuterungen in Abschnitt 4.1 bis 4.3 nutzt der Kern T1 das Fluxgate-Prinzip zur Messung von Strömen niedriger Frequenz (T1 ist der sogenannte Fluxgate-Messkopf). Dagegen funktioniert der Kern T2 als Stromtransformator für die höheren Frequenzbereiche. Die Sekundärwicklung des T2 funktioniert gleichzeitig als Nullfluss-Kompensations-Wicklung und gewährleistet so, dass der mit dem Fluxgate-Messkopf detektierte magnetische Fluss kompensiert wird.

Das Besondere dieser Wandler-Bauart ist, dass eine einzelne Wicklung, die Sekundärwicklung T1, sowohl mit dem Strom I_m für den „Fluxgate“-Messkopf (Bild 32 und I_m in Bild 34) als auch mit dem Sekundärstrom I_s für die Nullfluss-Kompensation (in Bild 34) versorgt wird. Der Filter (siehe 2 in Bild 34) der Wandlerelektronik sorgt dafür, dass der Magnetisierungsstrom I_m aus dem Strom, der die Sekundärwicklung T1 durchfließt, herausgefiltert wird, so dass I_m nicht als Stör-signal an den Wandlerausgang weitergeleitet wird. Weiterhin ist die elektrische Schaltung so konzipiert, dass in einem weiten Betriebstemperaturbereich der elektrische Offset des Verstärkers und Spannungsabfälle automatisch kompensiert werden und somit zusätzliche externe Einstellungen entfallen.

Die Wandler vom „C-Typ“ haben üblicherweise einen Spannungsausgang.

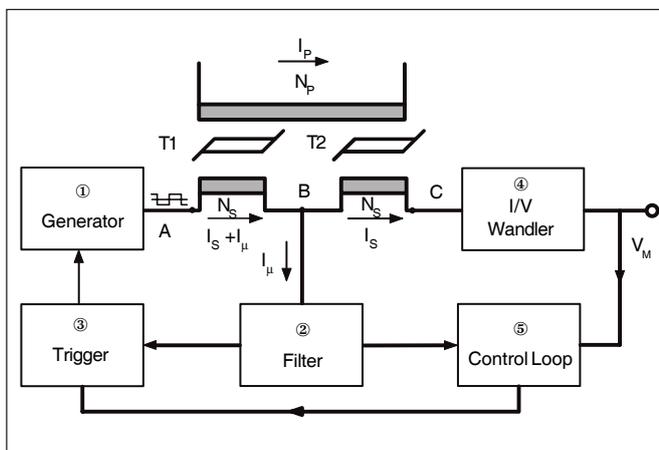


Bild 34: Blockschaftbild des Fluxgate-Wandlers C-Typ

4.4.2 CT-Stromwandler

Die „CT“-Stromwandler von LEM können Ströme bis maximal 150 A messen. Sie arbeiten im Frequenzbereich von 0 bis 500 kHz und bieten eine typische Messgenauigkeit von 0,1 %. Wichtiger Hinweis: „CT“ ist eine LEM-Produktbezeichnung und nicht als Industrie-Standard-Abkürzung für Stromtransformatoren (current transformers) zu verstehen.

Die Hauptvorteile

- Hervorragende Genauigkeit über den gesamten Betriebstemperaturbereich.
- Große Frequenzbandbreite.
- Extrem kurze Ansprechzeit.
- Sehr hohe Störfestigkeit gegenüber umgebenden Magnetfeldern.
- Sehr gute Überstromfestigkeit (so widersteht z.B. der Wandler CT 1-S, ausgelegt für einen Nennstrom von 1 A, eine Überlast von 150 kA über eine Dauer von 150 ms).
- Der Wandlerausgang ist kurzschlussgeschützt.
- Durch einen speziellen Aufbau des Wandlers ist es möglich, eine sehr hohe Isolationsspannung und eine hervorragende Teilentladungs-festigkeit zu erzielen (der Wandler CT 5-T/SP3 hat beispielsweise eine Spannungsfestigkeit von 50 kV_{eff} und eine Teilentladungs-Aussetzspannung von 14 kV bei < 10 pC).

Einschränkungen

Die CT-Wandler induzieren im Primärkreis während des Messens eine rechteckige Brummspannung, die vom Primär-/Sekundär-Windungsverhältnis abhängig ist. Die Frequenz liegt üblicherweise im Bereich von 500 Hz. Diese primäre Brummspannung ruft im Primärkreis einen Störstrom hervor, dessen Amplitude von der Impedanz des Primärkreises abhängt. Je kleiner die Impedanz um so größer ist der Störstrom (Berechnungsbeispiel im Abschnitt 4.4.6b). Dieser Strom stört den Wandler-Nutzer normalerweise nicht, wird aber vom Wandler gemessen und kann als zusätzliche Abweichung betrachtet werden.

4.4.3 CD-Differenzstromwandler

Durch ihre hohe Messgenauigkeit und kurze Ansprechzeit sind die „CD“-Wandler von LEM besonders gut für die Messung von Differenzströmen geeignet, die sich aus der Summe zweier Leiterströme ergeben, die in entgegengesetzter Richtung durch den Wandler geführt werden. Der Wert des Differenzstroms kann 0,1% des Leiterstromes betragen. So kann zum Beispiel ein Differenzstrom von 0,1 A für einen Hauptstrom von 100 A, oder ein Differenzstrom von 1 A für einen Hauptstrom von 1000 A gemessen werden. Die Genauigkeit der Differenzstrommessung über den spezifizierten Betriebstemperaturbereich liegt bei ungefähr 5 bis 10%.

Die Hauptvorteile sind

- ▶ Hervorragende Auflösung der Stromdifferenz: Fähigkeit, geringe Differenzströme im Vergleich zu den hohen Hauptströmen zu messen.
- ▶ Möglichkeit der externen Einstellung des zu messenden Differenzstrombereichs (mit Hilfe von Widerständen, die an den externen Ausgangsanschlüssen angeschlossen werden).
- ▶ Die spezielle Bauweise ermöglicht die Einstellung der Zeitkonstante des zu messenden Differenzstromsignals. Dies ist vor allem praktisch, wenn das Ausgangssignal des Wandlers als Trigger innerhalb eines Sicherheitssystems verwendet werden soll.
- ▶ Möglichkeit der Festlegung verschiedener Pegel für die zu messenden Differenzströme (beim Wandler ist dann für jeden Pegel ein bestimmter, separater Ausgang zugewiesen).
- ▶ Die Wandler sind gegen primärseitige Überströme geschützt.

Die Haupteinschränkungen des CD-Wandlers sind

- ▶ Eingeschränkter Frequenzbereich (üblicherweise unter 2 kHz)
- ▶ Theoretisch sollte es möglich sein, einen beliebig hohen Hauptstromwert bei den CD-Wandlern einzustellen. Durch den speziellen Aufbau der Wandler (Größe des Magnetkreises, Abschirmung und bestimmte Abmessungen) muss jedoch der Hauptstrom auf einen Höchstwert begrenzt werden, um so einer lokalen magnetischen Sättigung in den Ringkernen vorzubeugen. Dieses würde die Messgenauigkeit negativ beeinflussen.

4.4.4 CV-Spannungswandler

Die „CV“-Wandler können Spannungen bis 7 kV messen. Die normale Genauigkeit liegt bei 0,2 % und die Bandbreite geht von Gleichstrom bis 700 kHz. Bei den CV-Spannungswandlern ist der Primärwiderstand zur Umwandlung der Primärspannung in einen kleinen Primärstrom bereits im Wandler integriert. Die Anzahl der Primär-Amperewindungen ist geringer als bei den Halleffekt-Kompensations-Wandlern (Beispiel: CV3 - steht für 3 Amperewindungen). Dies bedeutet eine geringere Primärinduktivität und damit ein besseres dynamisches Ansprechverhalten des Wandlers und eine größere Bandbreite.

Die Hauptvorteile sind

- ▶ Hervorragende Genauigkeit über dem gesamten Betriebstemperaturbereich
- ▶ Geringer Stromverbrauch im Primärkreis
- ▶ Große Frequenzbandbreite und schnelle Ansprechzeit
- ▶ Ausgezeichnete Abbildung von Spannungssprüngen dv/dt
- ▶ Hohe Störfestigkeit gegen umgebende Magnetfelder
- ▶ Sehr gute Gleichtaktunterdrückung (Common-Mode-Verhalten)

Die Haupteinschränkung der meisten CV-Wandler ist die begrenzte Isolationsspannung von $6 \text{ kV}_{\text{eff}}$ mit einer Teilentladungs-Aussetzspannung von 2 kV bei $< 10 \text{ pC}$. Allerdings wurde als Alternative der CV4-Wandler mit besseren Isolationswerten entwickelt.

4.4.5 Typische Anwendungen der C-Typen-Wandler

Die C-Typen-Wandler wurden vorwiegend für industrielle Anwendungen, bei denen eine sehr große Messgenauigkeit gefordert ist, entwickelt. Dazu zählen unter anderem Kalibrierungssysteme, Diagnosegeräte, Prüffeld- und Labor-Anwendungen. Der Wandler ist außerdem aber auch sehr gut für Traktionsanwendungen geeignet, die hohe Robustheit gegen Temperaturschwankungen und mechanische Belastungen erfordern.

CT-Stromwandler

- ▶ Strommessungen in Sendern.
- ▶ Für Hochleistungstransformatoren: Messung des Magnetisierungsstroms oder einer möglichen Gleichstromkomponente zur Vermeidung unerwarteter magnetischer Sättigungszustände (Industrieanlagen und elektrische Fahrtriebe).
- ▶ Strommessung in Induktionsheizsystemen.
- ▶ Lade- und Entladestrommessungen in Batterie-Prüfgeräten.
- ▶ Kalibrier-Prüfstände für Hochleistungs-Stromrichter und Motoren.
- ▶ Strommessung in elektrische Energieverteilungs-Simulatoren und Unterstationen.
- ▶ Strommessung in Solaranlagen (präzise Erfassung des Leistungsmaximums).
- ▶ Laborinstrumente: Galvanisch getrennte Strommessung (an Oszilloskop oder Digital-Multimeter anschließbar) ; Leistungsmessung an Frequenzumrichtern – als Schnittstelle zu einem Leistungsanalysator;
- ▶ Messung des Kathoden-Heizstroms einer KLYSTRON-Anlage (CERN).

CD-Differenz-Stromwandler

- ▶ Messung und Erfassung von Erdschlussströmen.
- ▶ Ersatz von herkömmlichen Differenzstromrelais, mit höherer Genauigkeit und Erfassung von wesentlich kleineren Strömen.
- ▶ Messung von Differenzströmen als Sicherheitsfunktion in elektrischen Traktionsanlagen.

CV-Spannungswandler

- ▶ Messung von Wechselfspannungen in industriellen Hochleistungs-Umrichtern.
- ▶ Spannungsmessung in elektrischen Traktions-Umrichtern (Gleich- und Wechselfspannung).

Fluxgate-Technologien

- ▶ Spannungsmessung zwischen den Phasen von Leistungs-Zyklo-Konvertern.
- ▶ Kalibrier-Prüfstände für Hochleistungs-Stromrichter und Motoren.
- ▶ Spannungsmessung in Solarzellen-Anlagen (genaue Messung des Leistungsmaximums).
- ▶ Labormessgeräte: Galvanisch getrennte Spannungsmessung (an Oszilloskop oder Digital-Multimeter anschließbar); Leistungsmessung an Frequenzumrichtern – als Schnittstelle zu einem Leistungsanalysator.

4.4.6 Berechnung der Messgenauigkeit und Störunterdrückung bei den C-Typen-Wandlern

CT-Stromwandler

a) Genauigkeit des Stromwandlers CT 100-S

Mit dem CT 100-S soll ein Gleichstrom von 100 A gemessen werden, wobei die Ausgangsspannung gemäß dem Wandler-Datenblatt 5 V beträgt. Die angegebene Genauigkeit beträgt $\pm 0,15\%$. Im Temperaturbereich von -25 °C bis $+70\text{ °C}$ beträgt die Temperaturdrift der Offset-Spannung maximal $\pm 0,6\text{ mV}$.

Die einzelnen Abweichungen haben dann folgende Werte:

Genauigkeit	$\pm 0,150\%$
Temperaturdrift der Offsetspannung ($\pm 0,6\text{ mV}/5\text{ V}$)	$\pm 0,012\%$
Maximale Messabweichung	$\pm 0,162\%$

Dies ist die größt mögliche Messabweichung in Prozent vom Nennwert (100 A bei CT 100-S).

b) Brummspannungs-Einstreuung beim Stromwandler CT 5-T

Dieses Beispiel zeigt die Brummspannungs-Einstreuung im Primärkreis des CT 5-T.

Der im Stromwandler eingebaute Rechteckgenerator (Bild 34, Ref. 1) liefert eine Spannung von $\pm 6,8\text{ V}$.

Anzahl der Primärwindungen: $N_p = 10$

Anzahl der Sekundärwindungen: $N_s = 1000$

Widerstand des I/V-Wandlers

(Bild 14, Ref. 4): $R_C = 100\ \Omega$

Induzierte Spannung im Primärkreis: $V = 6,8 \cdot N_p/N_s = 68\text{ mV}$

Wenn die Primärkreisimpedanz $Z_p = 100\ \Omega$ (abhängig von der Anwendung des Kunden) beträgt, ist der induzierte Primärstrom $I_{Pind} = 68\text{ mV} / 100\ \Omega = 0,68\text{ mA}$. Die induzierte Sekundärspannung dieses parasitären Stroms ist dann: $V_{Sind} = I_{Pind} \cdot R_C \cdot N_p / N_s = 0,68\text{ mA} \cdot 100 \cdot 10 / 1000 = 0,68\text{ mV}$. Bei einem Primärstrom mit einem Ausgangssignal von 5 V beträgt die entsprechende Abweichung: $0,68\text{ mV} / 5\text{ V} = 0,014\%$: Ein vernachlässigbarer Wert.

Wenn allerdings die Primärimpedanz gering ist, zum Beispiel $Z_p = 1\ \Omega$, gewinnt die Messabweichung, verursacht durch den Rechteckgenerator, an Bedeutung. In diesem Fall beträgt sie $1,4\%$.

CV-Spannungswandler – Genauigkeitsberechnung

	T_A $+25\text{ °C}$	T_A max $+70\text{ °C}$
Typische Genauigkeit des Primärwiderstandes, Temperatur-Nennschwankung (typischer Koeffizient 20 ppm/°C)	0,05 %	0,05 % 0,10 %
Typische Genauigkeit des Wandlerwiderstandes, Temperatur-Nennschwankung (typischer Koeffizient 20 ppm/°C)	0,05 %	0,05 % 0,10 %
Sekundäre Offsetspannung Nennwert: 5 mV Temperaturabhängiger Maximalwert: 10 mV	0,10 %	0,10 % 0,10 %
Maximale Messabweichung	0,20 %	0,50 %

4.5 Fluxgate-Wandler des IT-Typs

Die Kompensationswandler nach dem Fluxgate-Prinzip der IT-Baureihe ermöglichen Strommessungen von Gleich- und Wechselströmen sowie deren komplexen Mischformen mit extrem hoher Genauigkeit, sehr guter Linearität und Stabilität. Die Standardmodelle der IT-Baureihe ermöglichen Strommessungen bis zu 600 A, obwohl prinzipiell mit dieser Technologie auch wesentlich größere Ströme (z.B. 20 kA) erfasst werden können.

4.5.1 Aufbau und Funktionsweise

Ein IT-Wandler besteht aus einem von einem Elektronikmodul gesteuerten Strommesskopf. Die Öffnung in der Mitte des Wandlerkopfs nimmt den stromführenden Leiter mit dem zu messenden Strom (I_p) auf. Im Allgemeinen werden je nach Anwendung eine bis vier Primärwindungen verwendet; damit kann der Anwender auch mit nur einem Modell niedrigere Ströme mit der gleichen Genauigkeit messen.

Im Wandlermesskopf befinden sich drei Magneteisenkerne (Bild 35 (3), vgl. c_1 , c_2 , und c_3 in Bild 36), die zum einen die Primärwicklung (w_{p1}), die gemeinsamen Sekundärwicklungen (w_{s1} und w_{s2}) sowie zwei weitere sekundärseitige Hilfswicklungen (w_{s3} und w_{s4}) umfassen. Damit in den Magnetkernen ein Null-Fluss-Zustand herrscht, wird durch einen Verstärker ein entsprechender Sekundärstrom (I_c) in eine der gemeinsamen Sekundärspulen (w_{s2}) eingespeist. Diese ist am Wandlerausgang mit einem derart vom Anwender zu wählenden Messwiderstand (oder einer Bürde) in Reihe geschaltet, so dass sich üblicherweise eine Ausgangsspannung von 1 V bei einem sekundärseitigen Nennstrom I_c von 200 mA (IT 150-S) bzw. 400 mA (IT 600-S) einstellt.

An den beiden Eingängen des Verstärkers liegt jeweils ein Signal an, das proportional zum Gleichstrom- bzw. Wechselstromanteils des zu messenden Primärstroms ist. Im niedrigen bis hohen Frequenzbereich wird dieser Anteil rein transformatorisch durch die Sekundärspule (w_{s1}) zur Verfügung gestellt. Bei Gleichstrom bis zu diesen niedrigen Frequenzen liefert ein „Null-Fluss-Detektor“ dem Verstärker seinen Anteil unter Anwendung des in § 4.1 näher beschriebenen Fluxgate-Prinzips.

Das heißt, für den niedrigen bis hohen Frequenzanteil im zu messenden Strom basiert der IT-Stromwandler auf zwei um den gleichen Magneteisenkern (c_1) gewickelten Sekundärspulen (w_{s1} und w_{s2}), die beide an einen Verstärker angeschlossen sind. Dies führt zu einer deutlichen Verbesserung des Betriebsverhaltens des Wandlers. Eine der Spulen (w_{s2}) wirkt dabei als klassischer Stromtransformator und liefert außerdem den Null-Fluss-Kompensationsstrom (gleichzeitig auch das Wandlerausgangssignal), während die andere (w_{s1}) ein Korrektursignal zur Kompensation der z.B. durch Streuinduktivität verursachten Stromwandlerlasten bereitstellt.

Der sog. „Null-Fluss-Detektor“ (oder auch Symmetrie-Detektor) für den Gleichanteil bzw. niedrigen Frequenzanteil im zu messenden Strom setzt sich aus zwei magnetisch vollkommen symmetrischen Bauteilen (zwei „sättigbare Elemente“) zusammen. Diese bestehen aus jeweils zwei Magnetkreisen (c_1 und c_2 sowie c_1 und c_3), einer gemeinsamen Primärwicklung (w_{p1}) und der sekundärseitigen Kompensationswicklung (w_{s2}) sowie jeweiligen sekundärseitigen Hilfswicklungen (w_{s3} bzw. w_{s4}) um die beiden Magnetkerne (c_2 bzw. c_3). Diese Hilfswicklungen sind an einen Rechteckgenerator angeschlossen, der die Magnetisierungsströme I_i liefert, die die beiden Eisenkerne (c_2 bzw. c_3) in unterschiedliche Richtungen in die magnetische Sättigung treiben (Bild 35). Bei einem Primärstrom gleich Null verlaufen die Magnetisierungsströme wie in Bild 36 gezeigt und sind symmetrisch zueinander.

Bei funktionierender Arbeitsweise des Kompensationswandlers ist der Fluss im Hauptkern c_1 gleich Null, und die primär- (w_{p1}) und sekundärseitigen (w_{s2}) Flüsse heben sich gegenseitig auf. Für die nun folgende Betrachtung der Arbeitsweise des „Null-Fluss-Detektors“ bei niedrigen Frequenzen und Gleichströmen sei nun angenommen, dass die Sekundärwicklung (w_{s2}) nicht aktiv ist. Die Durchflutung des Primärstroms erzeugt einen Magnetfluss (\dot{O}_1 in Bild 36) in den Kernen c_2 und c_3 ; dieser ist in beiden Kernen identisch und besitzt die gleiche Richtung.

Wie oben bereits beschrieben werden die beiden „sättigbaren“ Magnetkreise von einem Rechteckgenerator jeweils in die Sättigung getrieben. Der durch den Primärstrom in den beiden Kernen resultierende Fluss führt dazu, dass diese Magnetkerne nun nicht mehr gleich in die Sättigung getrieben werden, wodurch sich in den zwei Wicklungen Magnetisierungsströme I_i mit ähnlichen Wellenformen ergeben. Aufgrund der Auslegung der Hilfswicklungen w_{s3} und w_{s4} erzeugen die Magnetisierungsströme I_i jeweils Magnetflüsse mit entgegengesetzter Polarität ($\pm \dot{O}_i$ in Bild 36). Die Auswirkungen sind wie folgt:

1. Im Falle einer möglichen Störspannungsrückwirkung (Rauschunterdrückung) auf den Primär- und Sekundärkreis: eine mögliche Störung ist minimal durch die Tatsache, dass die beiden Störsignale mit entgegengesetztem Vorzeichen systematisch erzeugt werden; das Restrauschen ist nahezu Null.
2. Der Gesamtfluss ist in den Eisenkernen c_2 und c_3 jeweils unterschiedlich, da sich \dot{O}_1 und \dot{O}_i im Kern c_2 addieren und im Kern c_3 subtrahieren (Bild 36). Der Sättigungsgrad in den beiden Kernen ist also verschieden, was unterschiedliche Stromabweichungen für I_{i+} und I_{i-} zur Folge hat (§ 4.1.2).

Und außerdem, ist die Frequenz der Magnetisierungsströme I_i deutlich höher als die Frequenz des zu messenden Primärstroms, haben I_{i+} und I_{i-} zwar die gleiche Wellenform, sind jedoch um eine halbe Periode der Signalform des Rechteckgenerators phasenverschoben (180°).

Zusammenfassend kann das Verhalten der zwei Magnetisierungsströme I_i wie folgt beschrieben werden:

- Wenn kein Primärstrom anliegt, ist das System magnetisch absolut symmetrisch. Die Magnetisierungsströme I_i sind jederzeit identisch und haben eine Wellenform, die der in Bild 32 gezeigten ähnelt.
- Ein Anstieg des Primärstroms wirkt sich wie folgt auf die Magnetisierungsströme I_i aus:
 1. Auftreten eines Gleichanteils,
 2. Entstehung einer Unsymmetrie beim jeweiligen Magnetisierungsstrom I_i (positive Stromspitzen besitzen eine andere Amplitude als negative), und
 3. die einzelnen Magnetisierungsströme I_{i+} und I_{i-} haben zwar die gleiche Wellenform, sind jedoch um 180° phasenverschoben. Ein entsprechendes Beispiel dafür ist in Bild 31 und Bild 32 dargestellt. Beide Kurven beziehen sich auf den gleichen Magnetisierungsstrom I_i .

Im letzteren Fall misst der IT-Wandler nur die Änderung der Wellenform und deren Phasenverschiebung, indem er über einen „Detektor für die zweite Harmonische“ (Bild 36) die Veränderung einer dieser Oberwellen der Magnetisierungsströme I_i erfasst. Die zweite Harmonische bietet sich an, weil sie besonders empfindlich auf Änderungen im Magnetisierungsstrom I_i reagiert.

Zentrales Bauelement dieses Detektors ist ein Transformator mit Mittenanzapfung, in den primärseitig die beiden Magnetisierungsströme I_i eingespeist werden, die die jeweiligen Magnetflüsse entgegengesetzter Polarität in den beiden Hilfswicklungen des Wandlermesskopfes erzeugen.

1. Sind die beiden Magnetisierungsströme I_i identisch ($I_P = 0$), liegt an der Sekundärwicklung des Transformators kein Signal an.
2. Sind die beiden Magnetisierungsströme I_i unterschiedlich (I_P ungleich Null), wird das entsprechende Differenzsignal dem Transformator zugeführt. Wenn im konkreten Fall die Ströme I_{i+} und I_{i-} die gleiche Wellenform haben, aber um

180° phasenverschoben sind, bedeutet dies, dass nur geradzahlige Oberschwingungen ein Signal an der Sekundärwicklung des Transformators erzeugen. Von besonderer Bedeutung ist dabei die zweite Harmonische, die von der Detektorelektronik (Bild 36) erfasst wird. Ein mit doppelter Frequenz des Rechteckgenerators angesteuerter Analogschalter sorgt dabei für eine zweifache Synchrongleichrichtung.

Das Ausgangssignal durchläuft noch einen Tiefpassfilter und wird anschließend dem Kompensationsverstärker zugeführt, dessen Ausgang mit der Kompensationsspule w_{S2} (Bild 35) verbunden ist. Damit berücksichtigt dieser Kompensationsverstärker sowohl die Stromtransformatoreffekte bei hohen Frequenzen als auch das Fluxgate-Prinzip für niedrige Frequenzen.

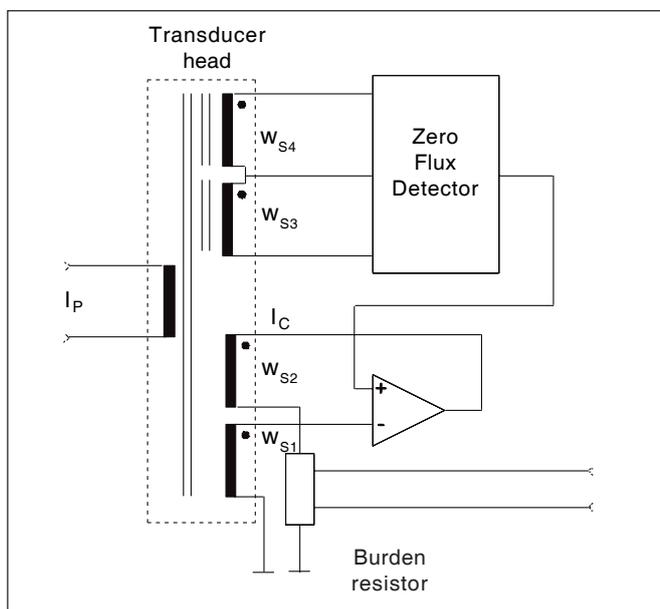


Bild 35: Blockschaltbild des IT-Wandlers

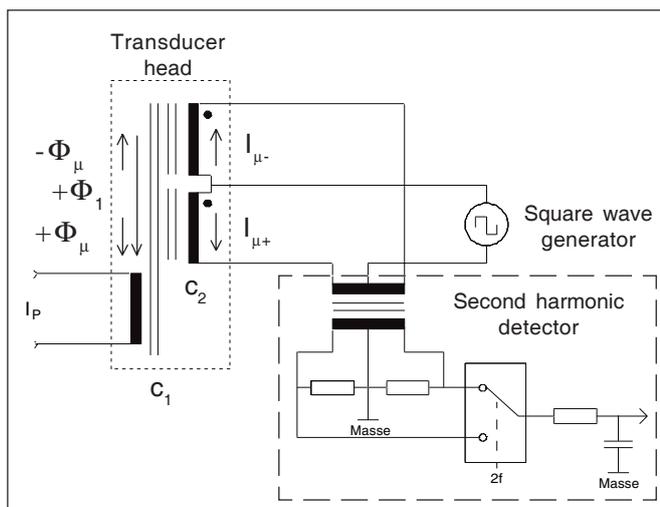


Bild 36: Blockschaltbild des symmetrischen Null-Fluss-Sensors

4.5.2 Vorteile und Einschränkungen der IT-Baureihe

Die wesentlichen Vorteile dieser Baureihe sind:

- Extrem hohe Genauigkeit im ppm-Bereich sowie Stabilität
- Null-Offset und Temperaturdrift sind nahezu vernachlässigbar
- Hervorragende Linearität (besser als 1 ppm)
- Sehr gute Temperaturstabilität (< 0,3 ppm/K)
- Großer Frequenzbereich (0 bis 100 kHz)
- Sehr niedrige Nulldurchgangs-Verzerrungen für hochpräzise Wechselstrommessungen
- Sehr niedriges Rauschen im Ausgangssignal

Als Einschränkungen sind zu nennen, dass zum einen die Temperatur, bei denen der Wandler betrieben werden kann, momentan noch auf Laborbedingungen bzw. auf unproblematische Umgebungsbedingungen (im Wesentlichen +10 °C bis +50 °C) begrenzt ist, sowie der hohe Stromverbrauch, der entsprechend leistungsfähige Spannungsversorgungen bedingt.

Der im Datenblatt angegebene maximale Messbereich stellt sowohl einen dauerhaft fließenden Gleichstrom dar; er repräsentiert aber auch den Messbereichsendwert im Falle von Wechselströmen mit den entsprechenden Spitzenströmen.

Eine 10-prozentige Überlast ist dem Datenblatt zufolge dauerhaft zulässig. Bei dieser Überlast sind dennoch die Basisfunktionen des Stromwandlers gewährleistet.

Ein kurzzeitiger Überstrom (max. 100 ms) mit bis zum fünf-fachen des Messbereichs sind zulässig, ohne dass der Wandler zerstört wird.

Als Beispiel mit dem Wandler IT 600-S gibt das Datenblatt an:

Messbereich bei Normalbetrieb:	0...600 A
Überlastfähigkeit:	
- Dauerstrom, 110 %	660 A
- Überstrom max. 0,1 s, 500 %	3000 A

4.5.3 Typische Anwendungen für Wandler der IT-Reihe

Die IT-Wandler können in besonderen Anwendungen als wichtiges Element in hochpräzisen Regelungen bzw. zur Kalibrierung sowie zur hochpräzisen Strommessung eingesetzt werden. Im einzelnen können angeführt werden:

- Rückföhrglied in Netzteilen mit hochgenauer Stromregelung
- Hochgenaue Stromregelung in Gradientenverstärkern für sehr gute Abbildungsleistungen in medizinischen, bildgebenden Geräten (MRTs)
- Galvanisch getrennte Schnittstelle für Leistungsanalytoren
- Stromkalibrierung in Prüfständen
- Batterieladegeräte, die eine hochauflösende Strommessung benötigen
- und allgemein hochgenaue Strommessungen in Labors und in der Messtechnik, sowie sonstige industrielle Sonderanwendungen

4.5.4 Berechnung der Messgenauigkeit

Für einen IT 600-S Stromwandler soll die Messgenauigkeit bei Gleichströmen von 60 A bzw. 600 A und einer Umgebungstemperatur von +50 °C ermittelt werden. Um bis zum Endwert von 600 A messen zu können, muss die Ausgangsspannung auf max. 1 V festgelegt werden (s. Strombelastbarkeitskurve im Datenblatt). Bei einem Windungsverhältnis von 1:1500 beträgt der Sekundärstrom 400 mA. Daher ist ein Messwiderstand von 2,5 Ω anzusetzen.

a) Genauigkeit bei 60 A

Bei T _A = 25 °C		10 ⁻³ % vom Messwert
DC Offsetstrom bei I _p = 0	< 4 μA	10
Nichtlinearität: < 1 ppm vom Endwert	< 0,4 μA	1
Stabilität des Messverhältnisses: <2 ppm vom Messwert	< 0,08 μA	0,2
Messabweichung bei +25 °C	< 4,48 μA	11,2
Temperaturdrift (von +25 °C bis +50 °C):		
DC Offset-Drift: 0,1 μA /K	2,5 μA	6,25
Stabilität des Messverhältnisses: < 0,3 ppm vom Messwert/K	0,3 μA	0,75
Max. Messabweichung bei +50 °C	< 7,28 μA	< 18,2

b) Genauigkeit bei 600 A

Bei T _A = 25 °C		10 ⁻³ % vom Messwert
DC Offsetstrom bei I _p = 0	< 4 μA	1
Nichtlinearität: < 1 ppm vom Endwert	< 0,4 μA	0,1
Stabilität des Messverhältnisses: < 2 ppm vom Messwert	< 0,8 μA	0,2
Messabweichung bei +25 °C	< 5,2 μA	1,3
Temperaturdrift (von +25 °C bis +50 °C):		
DC Offset-Drift: 0,1 μA /K	2,5 μA	0,625
Stabilität des Messverhältnisses: < 0,3 ppm vom Messwert/K	3 μA	0,75
Max. Messabweichung bei +50 °C	< 10,7 μA	< 2,7

Als Ergebnis lässt sich festhalten, dass man auch diesen Wandler möglichst weit ausnutzen sollte, um eine möglichst geringe Messabweichung zu erhalten. Bei kleineren zu messenden Strömen lässt sich das dadurch erreichen, dass man, um die primäre Durchflutung zu erhöhen, entsprechend viele Windungen durch den Wandler legt.

5 Galvanisch getrennte Stromwandler mit Luftkern

Strom- und Spannungswandler werden in ihrer Messeigenschaft oft durch Störungen beeinträchtigt, die auf das magnetische Kernmaterial zurückzuführen sind (z.B. Remanenz, Hysterese, Nichtlinearität, Verluste). Wandler mit Luftkern bzw. eisenlose Wandler stellen daher eine interessante Alternative dar.

Dabei sind folgende Punkte zu beachten:

- Zur galvanisch getrennten Strommessung wird häufig ein Magnetfeldsensor verwendet. Bei Unterbrechung des Bereichs des gebündelten Magnetfeldes (z.B. im Luftspalt), muss auf ein hochempfindliches Element zurückgegriffen werden (z.B. GMR, Spule).
- Wird ein Magnetkreis verwendet, dient dieser u.a. auch zum Schutz gegen externe Störfelder (Erdmagnetfeld, benachbarte Stromleiter, ...). Bei Stromwandlern ohne Magnetkreis, muss dieser Fremdfeldschutz auf andere Weise erreicht werden, z.B. durch Verwendung einer GMR-Brücke anstatt eines einzelnen GMR-Elements oder bei Verwendung von Rogowski-Spulen, durch eine besondere Anordnung des Rückleiters. Dieser Schutz ist einer der kniffligsten Punkte bei Stromwandlern ohne Magnetkreis.

In diesem Kapitel werden zwei wirkungsvolle Technologien ohne Magnetkern beschrieben. Beide Prinzipien eignen sich zur Messung von Wechselströmen: LEM-flex und PRiME™¹.

5.1 Grundprinzip und Empfindlichkeit

Die Wandlertechnologien LEM-flex und PRiME beruhen auf dem gleichen Grundprinzip: Eine Luftspule detektiert das vom zu messenden Strom erzeugten Magnetfeld. Die in der Spule induzierte Spannung ist proportional zur Magnetflussänderung und somit zur Änderung des zu messenden Stroms. Beide Technologien dienen somit ausschließlich der Messung von Wechselströmen oder pulsformigen (Gleich-)Strömen.

Die in der Spule induzierte Spannung wird wie folgt berechnet:

$$E_{out}(t) = L_{12} \cdot di(t)/dt \quad [V]$$

Dabei ist i(t) der zu messende Strom in Ampere und L₁₂ die Gegeninduktivität von Primärstrom und Luftspule [Vs/A].

Für einen sinusförmigen Wechselstrom gilt:

$$i(t) = I_{PEAK} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

Also:

$$E_{out}(t) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{12} \cdot I_{PEAK} \cdot \cos(2 \pi f t) = E_{PEAK} \cdot \cos(2 \pi f t) \quad [V]$$

Galvanisch getrennte Stromwandler mit Luftkern

Um die tatsächliche Stromform wiederzugeben, muss generell die im Messkopf induzierte Spannung integriert werden. Wie im Beispiel aufgeführt, ergibt die kosinus-förmige Spannung eine Sinusgröße. Die Integration des Signals wird in der Auswerte-Elektronik der Stromwandler durchgeführt.

In den Datenblättern der LEM-flex- und PRiME-Wandler ist ein Wert für die Messempfindlichkeit (S_{12}) angegeben, mit der die Amplitude eines sinusförmigen Stroms in die Amplitude der Wandlerausgangsspannung umgeformt wird, wobei die Frequenz als einstellbarer Parameter angeführt ist. Mit dem gleichen Empfindlichkeitswert kann auch das Verhältnis zwischen den Effektivwerten eines sinusförmigen Primärstroms und der entsprechenden sinusförmigen Ausgangsspannung ausgedrückt werden:

$$E_{\text{PEAK}} = S_{12} \cdot f \cdot I_{\text{PEAK}}$$
$$E_{\text{RMS}} = S_{12} \cdot f \cdot I_{\text{RMS}}$$

Die Empfindlichkeit bewegt sich typischerweise in folgenden Größenordnungen:

LEM-flex Messkopf (RS2): $S_{12} = 1,934\text{E-}06$ [Vs/A]

PRiME: $S_{12} = 2$ bis $6\text{E-}05$ [Vs/A]

5.2 LEM-flex - der flexible Wechselstromwandler

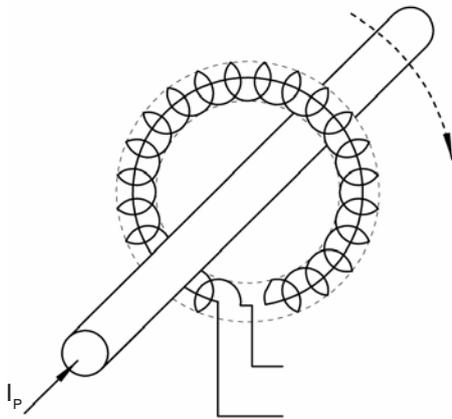


Bild 38: Wechselstrommessung mit Rogowski-Spule

5.2.1 Aufbau und Wirkungsweise

Kernstück des LEM-flex-Wandlers ist der Messkopf (Bild 39) mit Rogowski-Spule. Dabei handelt es sich im Wesentlichen um eine gleichmäßig, um einen isolierenden Kunststoffzylinder, gewickelte Spule. Um die Unempfindlichkeit gegenüber externen Magnetfeldern zu gewährleisten, wird an einem Ende der Spule das Signal am Windungsausgang abgenommen und mittig durch die Spulenwindungen zum Anfang der Wicklung zurückgeführt.

Zur Durchführung von Messungen muss der LEM-flex-Wandler weder kreisförmig geformt sein, noch muss der Primärleiter in der Mitte des Kreises verlaufen. In der Praxis

wird die biegsame Spule um den stromführenden Leiter gelegt, und die beiden Enden werden durch den Verschluss mechanisch miteinander verbunden (Bild 40).

Die Empfindlichkeit (§ 5.1) eines LEM-flex-Wandlers kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$S_{12} = 8 \pi^2 10^{-7} \cdot N \cdot A$$

Dabei ist

N = die Anzahl der internen Windungen um den biegsamen Kunststoffzylinder [Windungszahl pro Meter]
 A = der Querschnitt der Wicklung, d.h., des biegsamen Zylinders [m].

Eine Rogowski-Spule mit hoher Empfindlichkeit muss entweder eine hohe Anzahl von Windungen pro Meter oder einen großen Spulenquerschnitt haben. Die Länge der LEM-flex-Spule hat keinerlei Auswirkungen auf die Messempfindlichkeit.



Bild 39: LEM-flex-Wandler

5.2.2 Kenndaten und Eigenschaften

Die Wandler der LEM-flex-Serie wurden zur bequemen Messung ein- und dreiphasiger Wechselströme und gepulster Gleichströme entwickelt. Die Standardmessbereiche sind 30/300/3000 A_{eff} , 60/600/6000 A_{eff} . Ausführungen für andere Strombereiche sind jedoch problemlos möglich. Theoretisch können unbegrenzt große Messköpfe und Messbereiche realisiert werden.

Der Standard-LEM-flex-Stromwandler hat eine Empfindlichkeit von bis zu 100 mV/A. Die galvanisch vom zu messenden Leiterstrom getrennte Ausgangsspannung beträgt 0 bis 3 V effektiv und 4,2 V Spitze.

Die biegsamen Messköpfe können problemlos um einen oder mehrere unregelmäßig geformte oder schwer zugängliche Leiter oder Stromschienen gelegt werden. Der Ein- und Ausbau des Wandlers ist sehr einfach. Für den Einbau und



Fig. 40 Typische LEM-flex-Anordnung mit Umwicklung der Stromleiter

die Durchführung der Messungen ist es nicht erforderlich, den Stromleiter mechanisch oder elektrisch zu unterbrechen. Eine vollständige galvanische Trennung ist dennoch gewährleistet. LEM-flex-Wandler sind besonders leicht.

Das Frequenzverhalten des LEM-flex-Wandlers ähnelt dem eines Bandpassfilterkreises mit unterer und oberer Grenzfrequenz. Bei niedrigen Frequenzen ist der Verstärkungsfaktor des Integrators sehr hoch, so dass niederfrequenten Störungen mit geeigneten Abschirm- und Schaltungsmaßnahmen begegnet werden muss. Die obere Grenzfrequenz wird durch die Induktivität und die Wicklungskapazität der Spule bestimmt. Zu beachten ist auch, dass der Integrator spezielle Kompensationsschaltkreise zur Begrenzung des Temperaturdrifts enthält. Im Normalfall sind LEM-flex-Wandler für einen Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz ausgelegt, mit der Möglichkeit diesen auf bis zu 1 MHz zu erweitern.

Da es sich beim LEM-flex-Messkopf um eine Luftspule handelt, treten keine Hysterese- und Sättigungseffekte und Nichtlinearitäten wie bei Magnetkernen auf. Vielmehr beeinflussen folgende Hauptfaktoren die Messgenauigkeit:

- (1) Die Herstellungstoleranzen der Spule: in Verbindung mit der Änderung der Dichte der Windungen (bedingt durch häufiges Öffnen und Schließen), hat die Lage des Primärleiters im Messkopf einen geringen Einfluss auf die Messung. Die typische Messgenauigkeit hierdurch liegt bei ca. 1% vom Messbereich.
- (2) Fehler durch die Auswerte-Elektronik, z.B. Phasenfehler und relative Amplitude des Integratorschaltkreises, wie in Bild gezeigt.

- (3) Externe Ströme in unmittelbarer Nähe des LEM-flex-Wandlers: Sind diese grösser als der zu messende Strom, wirkt sich dies im Allgemeinen mit weniger als 1 % auf die Messgenauigkeit aus.

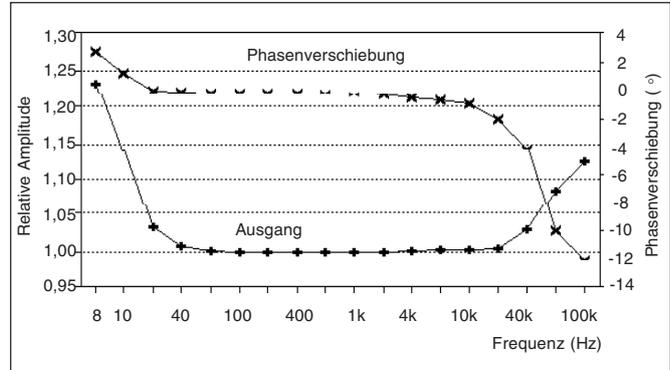


Bild 41: Integratorschaltkreis und Frequenzgang

5.2.3 Typische Anwendungen

Einige Beispiele

- Strommessung an Stromschienen, insbesondere in Induktions-Heizanlagen
- Frequenzumrichter, drehzahlgeregelte Antriebe und Generatoren
- Überwachung von Leistungshalbleitern
- Stromverteilungsanalyse in Netzen
- Oberwellenanalyse, Leistungsmessungen, Erfassung der Spitzenlast in Stromnetzen und unterbrechungsfreien Stromversorgungen (USV)
- Schaltnetzteile
- Nieder- und Mittelspannungs-Schaltanlagen
- Leistungselektronische Anlagen
- Signalgeber für Leistungsmesser und Netzwerk-Analysatoren von Energieversorgungsunternehmen
- Elektrische Wartung, Reparatur, sowie Installation und Inbetriebnahme von Maschinen
- Anschluss an die gängigen Messinstrumente wie Multimeter, Oszilloskope, Schreiber, Datenlogger, usw.

5.2.4 Berechnung der Messgenauigkeit

Anbei ein Beispiel für die Berechnung der Messgenauigkeit anhand der LEM-flex RR3020. Diese verfügt über drei durch den Anwender umschaltbare Messbereiche, 30/300/3000 A.

Welche Toleranz muss bei der Messung im 300 A-Messbereich berücksichtigt werden, bei einem Wechselstrom von 280 A_{eff} bei 50 °C?

Basierend auf den Angaben im Datenblatt, können die einzelnen Ungenauigkeiten berechnet werden:

- Genauigkeit bei 25°C ($\pm 1\%$ vom Messbereich
 $\pm 1\% \times 300\text{ A}$) $\pm 3\text{ A}$
 - temperaturabhängiger Verstärkungsfehler
($\pm 0,08\%$ /K vom Messwert
 $\pm 0,08\%/K \times (50-25)\text{ K} \times 280\text{ A}$) $\pm 5,6\text{ A}$
 - Maximaler Fehler aufgrund der Lage des Primärleiters
($\pm 2\%$ vom Messwert
 $\pm 2\% \times 280\text{ A}$) $\pm 5,6\text{ A}$
 - Nichtlinearität ($\pm 0,2\%$ vom Messwert) $\pm 0,56\text{ A}$
- Maximaler Gesamtfehler = $\pm 14,76\text{ A}$
 $\pm 5,3\%$ vom Messwert

5.3 „PRiME“-Wandler (Planar Rogowski I-current MEasurement)

Die Wandler der PRiME-Serie wurden zur Messung ein- und dreiphasiger Wechselströme und gepulster Gleichströme entwickelt. Dank einer neuartigen Kompensationstechnik ist der Einfluss externer Störgrößen minimal. PRiME ist eine Luftspulentechnologie, die auf planaren Magnetsensoren ohne Ferromagnetikum basiert.

5.3.1 Aufbau und Wirkungsweise

Der Messkopf setzt sich aus zwei Elementen zusammen (Bild 42), einer Anzahl von Sensor-Leiterplatten und einer Basis-Leiterplatte. Die Sensor-Leiterplatte besteht aus zwei getrennten, auf einer Mehrlagenleiterplatte angeordneten, Luftspulen (Bild 43). Auf der Basisplatte sind mehrere Sensoren rechtwinklig angebracht, die in Reihe geschaltet sind und so zwei konzentrische Schleifen bilden (innere und äußere Schleife – Bild 44). Die Anzahl der Sensor-Leiterplatten hängt davon ab, welche Anforderungen an die Messgenauigkeit, welche Empfindlichkeit gegenüber der Lage des Stromleiters und an die Unterdrückung externer Magnetfelder gestellt werden.

Zur Durchführung von Messungen muss der stromführende Leiter durch die Öffnung des Wandlerkopfes geführt werden (Bild 42). Das Magnetfeld induziert eine zur Stromänderung (di/dt) proportionale Spannung (Bild 44 - V_{inner} & V_{outer}). Ein konstanter Gleichstrom induziert keine Spannung und kann somit nicht gemessen werden, während der Wandler auf gepulste Gleichströme reagiert.

Das für die Strommessung verwendete Signal V_{total} (Bild 45) setzt sich wie folgt zusammen:

$$V_{\text{total}} = V_{\text{inner}} - \frac{V_{\text{outer}}}{\lambda} = V_{\text{inner}} \times \left(1 - \frac{V_{\text{outer}}}{V_{\text{inner}}} \times \frac{1}{\lambda}\right)$$

Die Besonderheit der Technologie liegt darin, dass bei externen Störströmen das Verhältnis der in den einzelnen Sensor-Schleifen induzierten Spannungen ($v_{\text{outer}}/v_{\text{inner}}$) zueinander unabhängig von Stromstärke und Position der externen Quelle fast konstant ist. Daher können die externen Feldeffekte neutralisiert werden, wenn der richtige Anteil der in der äußeren Schleife (V_{outer}) induzierten Spannung von

derjenigen in der inneren Schleife, V_{inner} abgezogen wird, z.B. durch Wahl von $I = V_{\text{outer}}/V_{\text{inner}}$, d.h. $V_{\text{total}} = 0$. Das typische Verhältnis von $V_{\text{outer}}/V_{\text{inner}}$ liegt bei '1/2'.

Bei der Messung des Stroms des durch den Wandlerkopf geführten Leiters führt eine optimierte Wandlerauslegung zu einem typischen $V_{\text{outer}}:V_{\text{inner}}$ -Verhältnis von '1/2', wobei auch hier die Lage des stromführenden Leiters keine Rolle spielt. Daher entspricht das für die Messung nutzbare Signal annähernd $V_{\text{total}} = V_{\text{inner}}/2$, d.h., ungefähr die Hälfte des von einer konzentrischen Sensorschleife aufgenommenen Signals wird für die Messung verwendet.

Dieses neuartige Wandlerkonzept ist also gegenüber Störeinflüssen externer Stromquellen unempfindlich und nutzt 50% des potentiell verfügbaren Signals für die Messung.

Da sich die induzierte Spannung proportional zur Stromänderung im Leiter verhält, muss die im Wandlerkopf induzierte Spannung integriert werden. Somit wird die Amplitude als auch die Phase des gemessenen Stroms korrekt wiedergegeben. Der Integratorschaltkreis, Bild 45, wird, zwecks der Reduzierung von Fehlern durch parasitäre Induktivitäten, möglichst nah am Wandlerkopf angeordnet.

Die weiter oben (§ 5.1) aufgeführten Anmerkungen, zu den von Luftspulen erfassten Istwerten der Spannung, gelten auch in diesem Fall.

5.3.2 Kenndaten und Eigenschaften

Da in PRiME-Wandlern Luftspulen als Sensorelemente eingesetzt werden, treten keine Hysterese- und Sättigungseffekte und Nichtlinearitäten, wie z.B. bei Stromwandlern mit Magnetkernen, auf.

Der Messbereich ist theoretisch nach oben hin unbegrenzt. Der typische Dynamikbereich beträgt jedoch 1000:1, entsprechend dem Verhältnis zwischen dem höchsten und dem niedrigsten mit dem Wandler zu messenden Strom. Die Genauigkeit wird in Prozent des angezeigten Wertes angegeben. Dies gilt i.d.R. ab 10% des Nennmessstroms, so dass die Genauigkeit oberhalb dieser 10% sehr präzise ist. Im Allgemeinen liegt sie bei unter $\pm 0,8\%$ des angezeigten Wertes, und auch der temperaturabhängige Verstärkungsfehler ist mit durchschnittlich 0,01%/°C sehr niedrig.

Die Ausgangsspannung ist direkt proportional zum gemessenen Strom und enthält auch Phaseninformationen. Die Empfindlichkeit hängt dabei vom jeweiligen Messbereich und der verwendeten Versorgungsspannung ab.

Die Öffnungen der angebotenen Wandlerköpfe haben einen Durchmesser zwischen 20 und 160 mm, sowohl für geschlossene als auch für aufklappbare Versionen. Theoretisch kann die Öffnung beliebig groß sein. Bei den aktuell verfügbaren Modellen ist die Montage und die Strommessungen ohne mechanische oder elektrische Unterbrechung des stromführenden Leiters möglich. Eine vollständige galvanische Trennung wird dennoch gewährleistet.

Galvanisch getrennte Stromwandler mit Luftkern

PRiME-Wandler haben eine obere und eine untere Grenzfrequenz. Nach oben hin wird der Einsatzbereich durch die Eigenfrequenz der Sensoren begrenzt, während die untere Grenzfrequenz von der Auslegung des Integrators abhängt. Die Wandler sind jeweils für einen bestimmten Frequenzbereich konstruiert, im Allgemeinen 5 Hz bis 100 kHz. Derzeit wird an Spezialausführungen gearbeitet, um eine Bandbreite von mehreren MHz erreichen zu können.

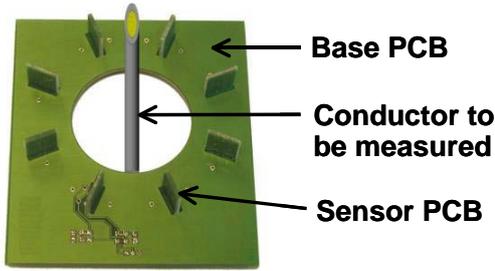


Bild 42: PRiME-Stromwandler



Bild 43: PRiME Sensor-Leiterplatte

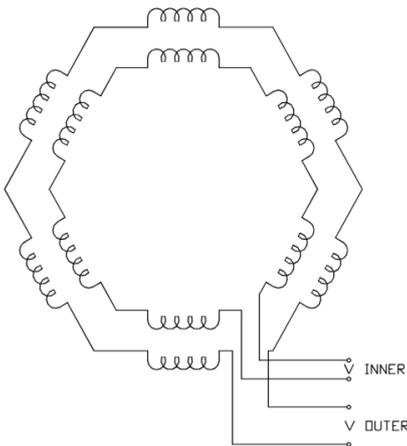


Bild 44: PRiME – zwei konzentrische Spulenschleifen

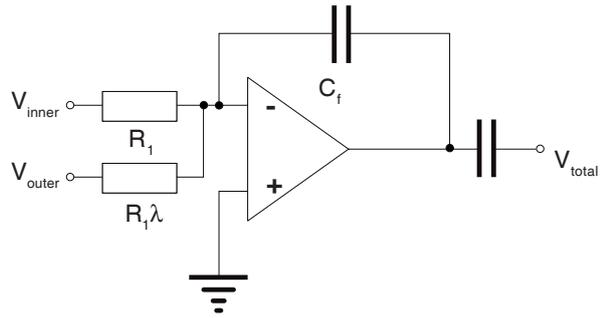


Bild 45: PRiME – Aufbereitung des Spulensignals

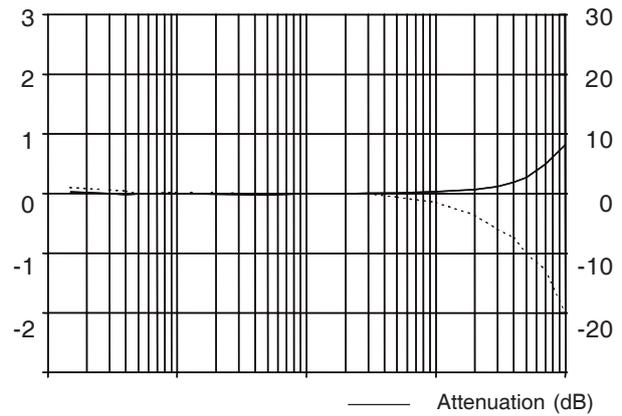


Bild 46: PRiME – Typischer Frequenzgang bis 100 kHz

5.3.3 Vorteile und Einschränkungen der PRiME-Technologie

Vorteile

- Messung von Wechselströmen und gepulsten Gleichströmen
- Weiter Strommessbereich und hohe Überstrombelastbarkeit
- Genauigkeit in Prozent vom Messwert: über den gesamten Messbereich kann mit hoher Genauigkeit gemessen werden
- Große Frequenzbandbreite
- Geringes Gewicht verglichen mit rein transformatorischen Wandlern („CT's)
- Benutzerspezifische Elektronik kann einfach im Wandler auf einer gemeinsamen Platine untergebracht werden.
- Potentialfreies Ausgangssignal (z.B. 4-20 mA) kann ohne weitere Aufbereitung z.B. von einer SPS verwendet werden.

Einschränkungen

- Versorgungsspannung erforderlich, aber mit geringer Stromaufnahme

PRiME-Wandler sind daher besonders für den mobilen Einsatz und die Spannungsüberwachung geeignet, wenn Gewicht und Batterielebensdauer eine Rolle spielen.

Zusätzliche Typen von Spannungswandlern

6 Zusätzliche Typen von Spannungswandlern

LEM hat zwei weitere Spannungsmesstechnologien entwickelt, um Messungen zu realisieren, die sich von Halleffekt- (§ 3.4) oder Fluxgate-(§ 4.4.4) basierten Spannungswandler-technologien unterscheiden.

Die erst genannte „OptiLEM“ bezeichnete Technologie nutzt Lichtwellenleiter zur Übertragung der Spannungsmessdaten und ermöglicht damit eine ausgezeichnete dielektrische Isolierung.

Die zweite „AV-Spannungswandler“ bezeichnete Technologie basiert auf der elektronischen Trennschaltung, die für die galvanische Trennung keine elektromagnetischen Teile mehr benötigt. Das ermöglicht eine kompakte Bauweise. Die beiden Technologien werden im nachfolgenden Kapitel näher beschrieben.

6.1 OptiLEM-Spannungswandler

Der OptiLEM-Spannungswandler stellt ein neues, innovatives Konzept dar, das als optimierte Lösung für die Messung höherer Spannung bei gleichzeitiger galvanischer Trennung entwickelt wurde.

Die wesentlichen Leistungsmerkmale dieses Spannungswandlermodells lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Potentialfreie Spannungsmessung bis zu einer Prüfspannung von 12 kVeff
- Messbereich 100 bis 6000 Volt
- Hohe Genauigkeit (weniger als $\pm 1,5\%$ Gesamtmessabweichung)
- Bandbreite von DC bis 12 kHz
- Geringe Streukapazität zwischen Primär- und Sekundärseite (weniger als 10 pF)
- Niedriger Glimmaussetzspannung (weniger als 10pC bei 5kV)

Die Arbeitsweise der OptiLEM-Spannungswandler ist in Bild 47 dargestellt.

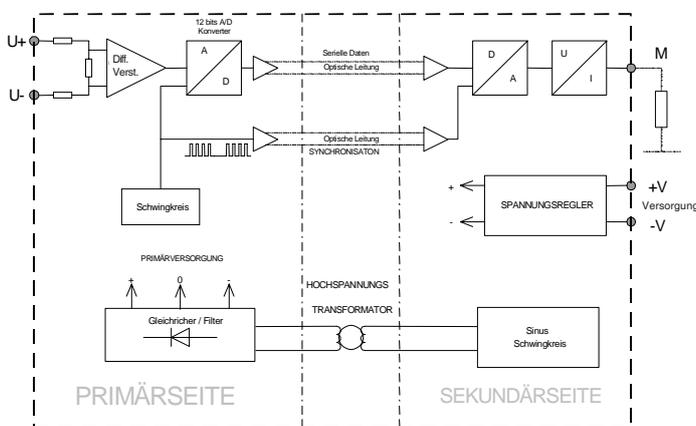


Bild 47: OptiLEM-Arbeitsweise

Die Primärspannung (V_{PN}) wird direkt an die Primärschlüsse des Wandlers ($\pm U$) gelegt. Die Primärspannung wird über ein internes Widerstandsnetzwerk und einige weitere Komponenten heruntergeteilt, so dass ein für die Elektronik verwertbares Signal entsteht.

Das Signal wird einem Differenzverstärker zugeführt, dessen Ausgangssignal digitalisiert und dann über Lichtwellenleiter auf die Sekundärseite übertragen wird. Die dazu erforderlichen Synchronisationssignale werden ebenfalls durch einen Lichtwellenleiter übertragen.

Auf der Sekundärseite wird digitale Signal in ein analoges Signal zurückverwandelt. Der OptiLEM Spannungswandler stellt am Ausgang ein analoges Stromsignal zur Verfügung welches weniger empfindlich auf EMV-Störungen reagiert und zur einfachen Skalierung dient.

Eine sehr wichtige und kritische Funktion des Wandlers ist die Bereitstellung der Versorgungsspannung für die Komponenten der Primärseite. Dazu ist ein effizienter Übertrager erforderlich, der trotz kompakter Abmessungen für die hohen Isolierspannungen zwischen Primär- und Sekundärseite geeignet ist.

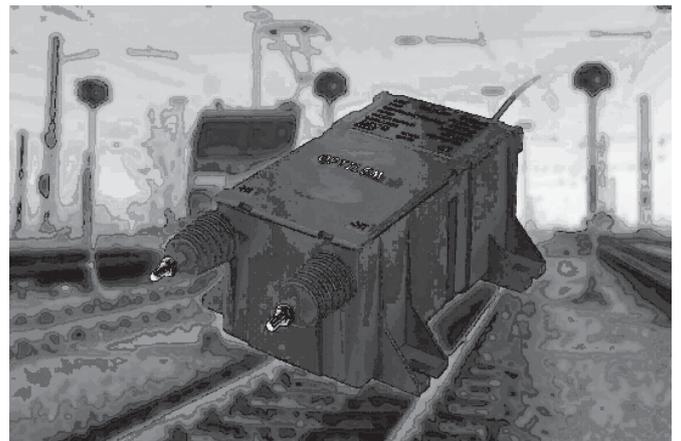


Bild 48: OptiLEM-Spannungswandler

6.2 AV-Baureihe Spannungswandler

6.2.1 Aufbau und Wirkungsweise

Die Arbeitsweise der AV-Spannungswandler wird im Bild 49 dokumentiert.

Die Primärspannung (V_{PN}) wird über ein internes Widerstandsnetzwerk und weitere Komponenten direkt an die Primäranschlüsse des Wandlers ($\pm HT$) gelegt, wobei das Signal einem Trennverstärker zugeführt wird.

Dieser ermöglicht eine präzise und potentialfreie Übertragung der Messdaten von der Primärseite auf die Sekundärseite des Wandlers.

Eine weitere zusätzlich wichtige Funktion des Wandlers ist die Bereitstellung der Versorgungsspannung zur Versorgung der Komponenten auf der Primärseite.

Dazu wurde ein speziell konstruierter Spannungswandler entwickelt, der die erforderliche Isolierspannungen zwischen Primär- und Sekundärseite gewährleistet. Dabei wurde für diesen AV-Wandler nur auf bewährte Elektronikkomponenten, einschließlich des Operationsverstärkers zurückgegriffen.

Das auf diese Weise gewonnene isolierte Ausgangssignal ist ein Strom, der ein exaktes Abbild der Primärspannung darstellt.

6.2.2 Eigenschaften und Kenndaten

Die Wandler des AV-Typs sind Spannungswandler mit Trennverstärker-Technologie, die für Messungen im Spannungsbereich von 50 V bis 1500 V_{eff} entwickelt wurden.

Der Spannungsmessbereich entspricht dem 1,5-fachen der Nennspannung. Jede Art von Gleich-, Wechsel-, Impuls- und komplexe Mischspannungen können gemessen werden. Der Ausgangsstrom ist in jedem Fall ein genaues Abbild der Primärspannung.

Die Frequenzbandbreite reicht von 0 bis 13 kHz. Die Ansprechzeit (bei 10 % und 90 % von V_{Pmax}) liegt zwischen 13 μs bzw. 33 μs . Der Frequenzbereich ist in diesem Fall Model unabhängig, im Gegensatz zu den Spannungswandlern mit Halleffekt Technologie.

Die Linearitätsabweichung bewegt sich im Bereich von $\pm 0,1 \%$, die globale Gesamtgenauigkeit beträgt $\pm 1,7 \%$ bei V_{PN} bei einem Temperaturbereich von $-40^\circ C$ bis $+85^\circ C$.

Der Hauptvorteil der AV-Technologie liegt in den kompakten Abmessungen. Alle Modelle zwischen 50 und 1500 V_{eff} Nennspannung können in der gleichen Größe realisiert werden. Im Unterschied zu Halleffekt-Spannungswandlern wird kein großer Kühlkörper für die erzeugte Verlustleistung benötigt.

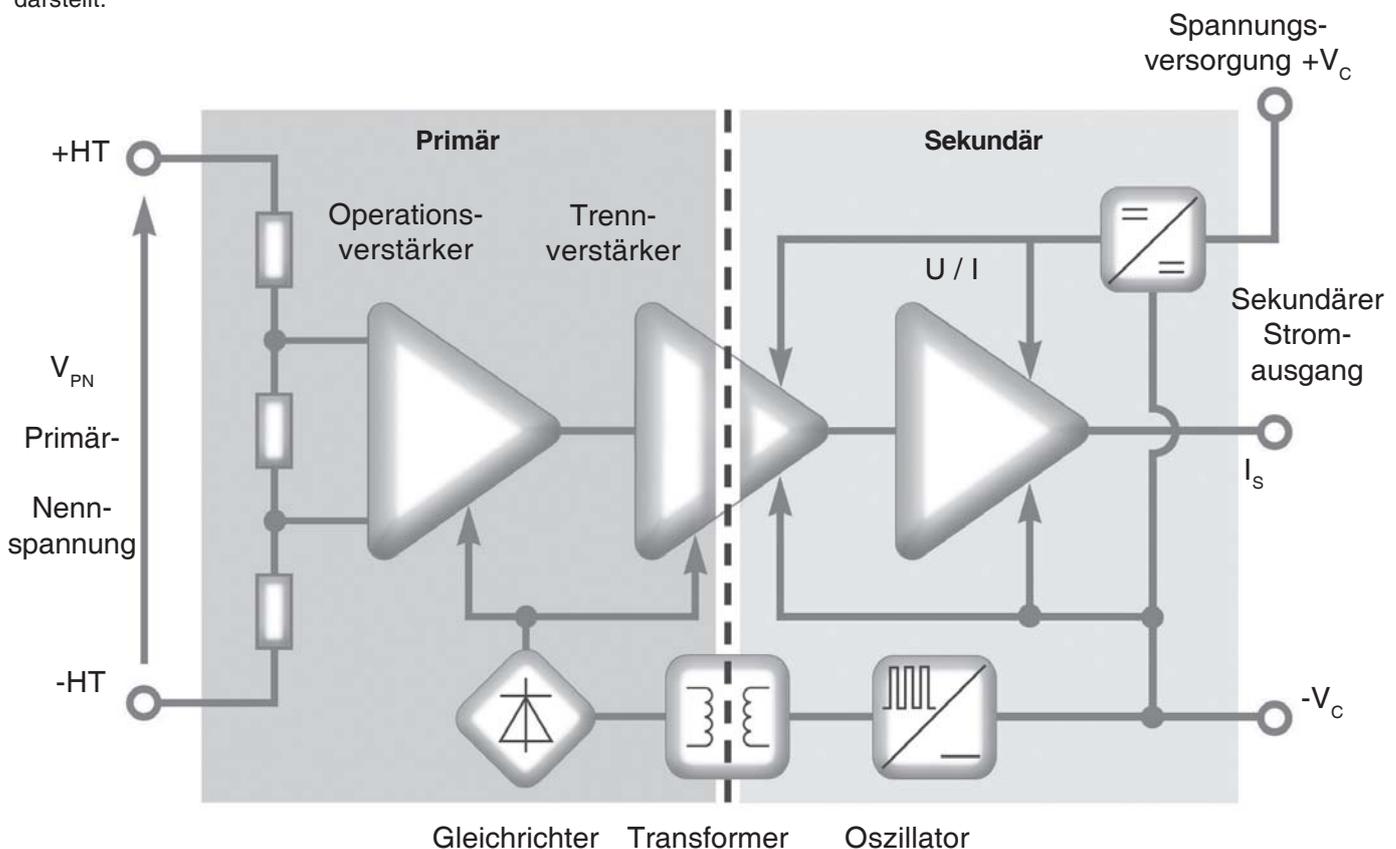


Bild 49: Blockschaltbild des AV-Spannungswandlers

Zusätzliche Typen von Spannungswandlern

Das hat einen deutlich geringeren Platzbedarf zur Folge. Die AV 100-Serie ist nur halb so groß wie die LV 100-Serie (insgesamt ca. 300 cm³). Die Nachteile sind im Vergleich zu CV-Spannungswandlern eine geringere Messgenauigkeit, sowie ein gegenüber CV-Wandlern und einigen Halleffekt-Wandlern eingeschränktes Isolationsverhalten.

Die AV 100-Serie liefert einen Ausgangsstrom von 50 mA bei V_{PN} .

6.2.3 Typische Anwendungen

Spannungswandler des AV-Typs werden hauptsächlich in Fahrstrom-Wechselrichtern verwendet, sind jedoch auch für andere Einsatzzwecke geeignet, z.B für:

- Haupt- und Hilfsbetriebeumrichter
 - Eingangsspannung
 - Gleichspannungs-Zwischenkreis
 - Ausgangsphasen-Motorspannungen
- Chopper
- Batterieladegeräte
- Unterwerke

6.2.4 Berechnungen und Eigenschaften

Berechnung des Messwiderstands R_M

Am Ausgang der AV 100-Serie fließt ein eingepprägter Strom, der mit Hilfe eines Messwiderstands R_M in eine Spannung umgewandelt werden kann.

Dabei darf der zulässige Maximalwert R_{Mmax} nicht überschritten werden. Die maximale Ausgangsspannung hängt von der durch die Spannungsversorgung zur Verfügung gestellten Spannung und dem Spannungsfall der durch die Elektronikschaltung verursacht wird ab.

Für die AV 100-Serie wird R_{Mmax} mit der folgenden Formel berechnet:

$$R_{Mmax} = [(V_{Cmin} - 5,1) / I_{Smax} - 31] \cdot 0,9$$

Dabei ist:

- V_{Cmin} [V] = Mindestwert der Versorgungsspannung
- 5,1 [V] = Interner Spannungsabfall verursacht durch Dioden und Transistoren
- I_{Smax} [A] = Maximaler sekundärer Messstrom = $(V_{Pmax} / V_{PN}) \cdot I_{SN}$
- V_{Pmax} [V] = Maximal zu messende Primärspannung
- 31 (Ohm) = Sekundärer Innenwiderstand
- 0,9 = Sicherheitskoeffizient

Die im Datenblatt angegebenen Werte für R_{Mmax} beziehen sich auf V_{Pmax} .

Unipolare Spannungsversorgung

Für unipolare Spannungsmessungen, kann die AV 100-Serie auch mit einer unipolaren Versorgungsspannung betrieben werden. Diese Spannung muss ausreichend groß sein um die Elektronik zu versorgen – Werte auf Anfrage. Bei einer positiven Versorgungsspannung misst der Wandler nur positive Spannungen, bei einer negativen die negative Spannung

a) Positive unipolare Spannungsversorgung

In dieser Konfiguration muss eine Zener-Diode mit einer Zener-Spannung (V_Z) > 2 Volt dazwischengeschaltet werden, wie in Bild 2 gezeigt. Der maximale Messwiderstand lässt sich wie folgt berechnen:

$$R_{Mmax} = [(+V_{Cmin} - 5,1 - V_Z) / I_{Smax} - 31] \cdot 0,9$$

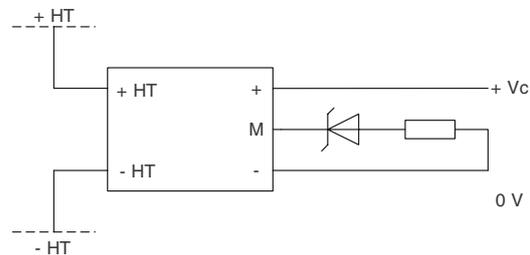


Bild 50: Anschlusschema – positive unipolare

b) Negative unipolare Spannungsversorgung

In dieser Konfiguration muss eine Zener-Diode mit einer Zener-Spannung (V_Z) > 5,1 Volt dazwischengeschaltet werden, wie in Bild 3 gezeigt. Der maximale Messwiderstand lässt sich wie folgt berechnen:

$$R_{Mmax} = [(-V_{Cmin} - 5,1 - V_Z) / I_{Smax} - 31] \cdot 0,9$$

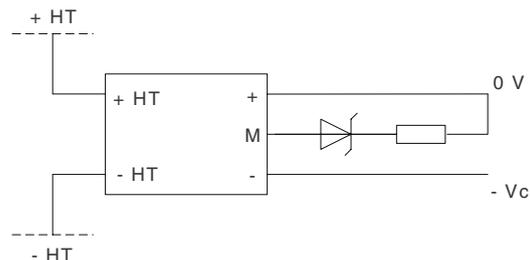


Bild 51: Anschlusschema - negative unipolare Spannungsversorgung

7 Verschiedenes

7.1 Verpolung der Spannungsversorgung

Wird ein Wandler nicht korrekt angeschlossen, kann er unter anderem durch eine verpolte Versorgungsspannung beschädigt werden. LEM empfiehlt daher, je eine Diode in die positive und negative Speiseleitung mit einzufügen. In verschiedenen LEM-Wandlern sind diese Dioden schon ab Werk vorinstalliert.

7.2 Kapazitive Einstreuungen (du/dt)

Bei allen elektrischen Komponenten mit galvanischer Trennung der Primär- und Sekundärkreise besteht die Möglichkeit einer kapazitiven Kopplung zwischen den beiden getrennten Potentialen.

Bei hohen Schaltfrequenzen und entsprechend hoher Spannungssteilheit (schnelle Spannungssprünge auf der Primärseite) kann dies zu elektromagnetischen Störungen führen

Ein Spannungssprung von $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ in Kombination mit einer Koppelkapazität von 10 pF kann einen Störstrom von 100 mA erzeugen. Das entspricht bei vielen LEM-Wandlern dem zweifachen Nennstrom!

Das Problem tritt besonders bei Stromrichtern auf, in denen Halbleiterkomponenten wie z.B. IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) die Eingangsspannung mit Frequenzen im Bereich 10 bis 100 kHz schalten, und damit Spannungssprünge von teilweise über $20 \text{ kV}/\mu\text{s}$ verursachen.

Bild 52 zeigt ein Beispiel für eine durch Spannungsänderungen dV/dt verursachte Störungen: (CH1) Primärspannung mit konstanten 6 kV und Stoßspannungen von $6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (CH2). Signal auf der Sekundärseite eines LAS 50-TP - $16 \text{ A}/\text{div}$ (CH3).

Signal auf der Sekundärseite eines LAH 50-P - $4 \text{ A}/\text{div}$. Zeitmaßstab ist $100 \text{ ns}/\text{div}$. Diese beiden Wandler haben eine Erholungszeit von ca. 400 ns . Der Spitzenstörwert entspricht beim LAS50-TP 50% des Nennstroms und beim LAH 50-P 7% des Nennstroms.

Das Problem der kapazitiven Einstreuungen muss auf zwei verschiedenen Ebenen gelöst werden:

- Die Wandlerauslegung ist so zu optimieren, dass sowohl die kapazitive Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis minimiert als auch eine möglichst kurze Wandlererholungszeit nach einem du/dt -Spannungssprung erreicht wird.
- Der Wandler muss ordnungsgemäß verwendet und optimal in das jeweilige System integriert werden, um dabei die gültigen EMV-Regeln einzuhalten.

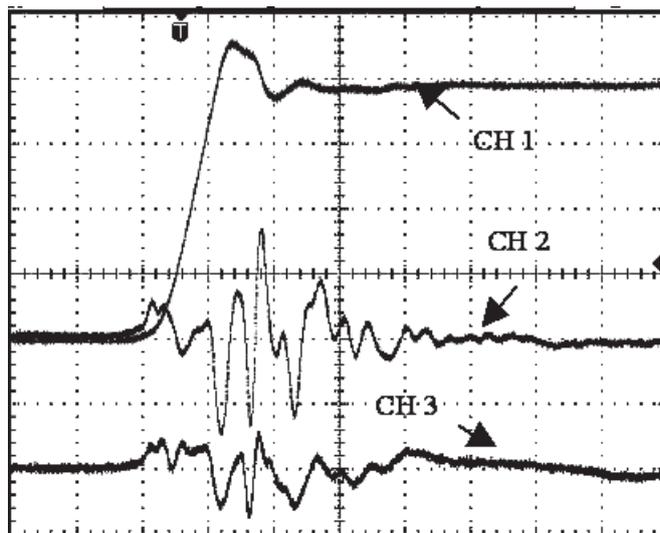


Bild 52 : du/dt -Spannungssprung und Wandlersignal

Zusätzlich sollten dabei folgende Regeln berücksichtigt werden:

- Bei Verwendung langer Kabel an der Sekundärseite des Wandlers empfiehlt es sich, geschirmte Kabel einzusetzen und die Abschirmung an beiden Enden auf Erdpotential zu legen
- Die Messungen sollten soweit möglich, zeitlich auf die kapazitiven Einstreuungen abgestimmt werden. Während eines du/dt -Spannungssprungs sollten keine Strom/Spannungsmessungen durchgeführt werden. Bei einem Stromrichter liegt der Schaltzeitpunkt eines IGBTs und die nachfolgende Stabilisierungsphase des Wandlers bei 400 ns .
- Bei extrem kurzzeitigen Störungen können die Einstreuungen mit Hilfe eines kapazitiven Filters kompensiert werden. Diese Maßnahme geht zu Lasten der Wandlerfrequenzbandbreite, zeigt in vielen Fällen jedoch eine praxisnahe Lösung. In Umgebungen mit hohen Störanteilen (z.B. durch digitale PWM-Stromregelung) ist eine wirksame Filterung notwendig.
- Leiterbahnen: Eine kapazitive Kopplung zwischen den Leiterbahnen von Platinen kann auftreten, wenn sich zwei Schleifen sehr nahe kommen, oder über eine zu lange Strecke nebeneinander verlaufen. Bei LEM-Wandlern kann dieses Problem auf Grund des Verhältnisses von Sekundärkreis und Primärkreis auftreten. Generell besteht die Möglichkeit, eine Abschirmung einzubauen und unter Berücksichtigung der erforderlichen Isolationsstrecken mit einem festen Potential zu verbinden. Beispielsweise wenn sich zwei Leiterbahnen auf unterschiedlichen Lagen der gleichen Leiterplatte befinden, aber parallel zueinander verlaufen.

7.3 Magnetische Einstreuungen

Die Messung kann auch durch externe Magnetfelder negativ beeinflusst werden.

Bei der Strommessung an den Phasen von Frequenzumrichter-Ausgängen liegen die Leiter sehr nahe beieinander.

Die Genauigkeit der Spannungs- oder Strommessungen wird durch die Magnetfelder dieser Leiter beeinträchtigt. Die magnetischen Einstreuungen sind stärker, je geringer die Abstände zwischen den Leitern sind und je höher der Strom und die Frequenz des Fremdstromes sind.

Die relative Position des einstreudenden Leiters zum Sensorelement (z.B. Hall- oder Fluxgate-Zelle) des Wandlers ist hierbei von besonderer Bedeutung.

Die Störungen können auf folgende Weise kompensiert werden:

- (1) Möglichst großer Abstand zwischen Wandler und externem Stromleiter.
- (2) Änderung der Position des Leiters unter Berücksichtigung der Empfindlichkeit des Wandlers auf Fremdfelder.
- (3) Verdrillung der Hin- und Rückleitungen zur Kompensation des Magnetfeldes.
- (4) Gleichmäßige Aufteilung der Stromleiter und symmetrische Verlegung auf beiden Seiten des Wandlers, so dass sich die elektromagnetischen Felder aufheben.
- (5) Magnetische Abschirmung des Wandlers.

LEM führte verschiedene Testreihen zur Überprüfung des Einflusses externer Magnetfelder durch. Die dabei entstandenen Testergebnisse und weitere Hinweise sind auf Anfrage erhältlich.

7.4 Typische fehlerhafte eingestellte Parameter

Die Leistungsfähigkeit eines Wandlers kann durch fehlerhafte eingestellte Parameter erheblich beeinträchtigt werden. Hier sind einige klassische Beispiele aufgeführt.

Messwiderstand

$R < R_{min}$ Gefahr von Überhitzung
 $R > R_{max}$ Einschränkung des Messbereichs

Strom

$I_n > I_{pmax}$ Geringeres Ausgangssignals durch Sättigung des Kerns und bleibender permanenter Offset
 $I_n < I_{pn}$ Beeinträchtigung der Messgenauigkeit

Sekundärspannung

$U_{alim} < U_{alimmin}$ Beeinträchtigung der Messgenauigkeit, falsches Ausgangssignal
 $U_{alim} > U_{alimax}$ Gefahr der Überhitzung

7.5 LEM Wandler in ASIC Technologie

Eine der Lösungen von LEM auf die Kundenforderung nach immer kleineren und genaueren Wandlern ist die Verwendung von ASICs („Application Specific Integrated Circuits“), in denen alle aktiven elektronischen Wandlerkomponenten zusammengefasst worden sind.

Diese Technologie ermöglicht nicht nur deutlich geringere Gehäuseabmessungen, sondern bei richtiger Anwendung, eine Verbesserung der Messgenauigkeit durch Minimierung des Offset und anderer Störeinflüsse.

Durch eine konsequente Mitberücksichtigung der Wandlerumgebung und des di/dt - und du/dt -Verhaltens konnte die EMV-Festigkeit verbessert werden.

LEM bietet inzwischen eine breite Palette ASIC-basierter Wandler an, zu denen auch die Halleffekt-Wandler in Open-Loop-, Closed-Loop- und ETA-Ausführung zählen.

Ansprechzeit t_r

LEM definiert die Ansprechzeit als Zeit zwischen dem Zeitpunkt, zu dem der Primärstrom 90% seines Nennwertes erreicht, und dem Zeitpunkt, zu dem das Ausgangssignal 90% seiner endgültigen Amplitude erreicht.

Anstiegszeit

Antwort auf einen Sprung des Messstroms von 0 auf Nennstrom. Dabei wird die Anstiegszeit des Ausgangssignals von 10 % auf 90 % des Endwertes gemessen.

C-Typen-Kompensationswandler (§ 4.4)

LEM-patentiertere, hochgenaue Kompensations-Wandler mit sehr gutem Frequenzverhalten, die nach dem Fluxgate-Prinzip arbeiten. Die Empfindlichkeit gegenüber Temperaturänderungen wurde auf ein Mindestmaß reduziert. Die Palette der C-Typen-Wandler umfasst die CT- (Stromwandler § 4.4.2), die CD- (Differenzstromwandler § 4.4.3) und die CV-Wandler (Spannungswandler § 4.4.4).

Direktabbildende Stromwandler

Bei den direktabbildenden Stromwandlern liefert das Ausgangssignal am Messausgang des Wandlers ein genaues Abbild des zu messenden Primärstromes. Der Messstrom erzeugt im Luftspalt des Magnetkreises ein Magnetfeld, das von einem Hallgenerator in eine Hallspannung umgesetzt und anschließend verstärkt wird.

Durchflutung (Ampèrewindungen)

Magnetische Größe im Inneren einer Spule, die dem Produkt aus Spulenstromstärke und Windungszahl entspricht.

ETA

Die ETA-Halleffekt-Technologie ist eine Kombination aus direktabbildender und Kompensations-Halleffekt-Technologie. Im Allgemeinen weisen ETA-Wandler bei niedrigen Frequenzen ein „direktabbildendes“ Verhalten und bei hohen Frequenzen ein Kompensations-Verhalten auf (§ 3.3).

Fluxgate

Das Fluxgate-Prinzip ist neben dem Hall-Prinzip eine weitere Möglichkeit, das durch den Primärstrom erzeugte Magnetfeld zu messen und so eine galvanisch getrennte Strommessung zu erhalten. Unsere Entwickler haben eine große Vielfalt von Fluxgate-Varianten realisiert, die unterschiedliche Leistungseigenschaften mit variabler Komplexität aufweisen („Standard-“, C-Typ-, IT-Typ- und „Niederfrequenz-“Fluxgate § 4).

Frequenzbereich, Frequenzbandbreite

Stromwandler von LEM weisen eine obere Grenzfrequenz auf, ab der die Messempfindlichkeit um mehr als 3 dB (1 dB) abfällt. Bei den Wechselstromwandlern (LEM-Flex & PRiME) kommt zusätzlich eine untere Grenzfrequenz von einigen Hertz zum Tragen. Der Frequenzbereich wird durch diese untere (meist 0 Hz) und obere Grenzfrequenz gebildet.

Frequenzgang

Gibt an, wie der Wandlerausgang einer bestimmten Primärsignaländerung folgt (z.B. di/dt für die Strommessung). Der Frequenzgang wird als „Zeitverzögerung“ zwischen dem Primärsignal und dem Messausgang gemessen. Diese Verzögerung wird in Verzögerungszeit, Reaktionszeit und Ansprechzeit unterteilt.

Halleffekt

Dieser Effekt wurde 1879 von dem amerikanischen Physiker Edwin Herbert Hall an der John-Hopkins-Universität in Baltimore entdeckt. Er entsteht durch die Lorentz-Kraft, die auf die bewegten elektrischen Ladungsträger im Leiter einwirkt, wenn diese einem senkrecht zur Stromrichtung verlaufendem Magnetfeld ausgesetzt sind. An den Rändern des Leiters (Plättchens) entsteht eine der Magnet-

flussdichte proportionale Hallspannung V_H . Zu den Wandlern, die das Hall-Prinzip verwenden, gehören die Open-Loop, die Closed-Loop und die ETA-Wandler.

Hallempfindlichkeit

Sie drückt das Verhältnis Hallspannung/Flussdichte aus und wird durch die Hallkonstante K des Werkstoffs, den Steuerstrom I_C und den Kehrwert der Plättchendicke d bestimmt: $S_H = K \cdot I_C / d$.

Hallgenerator

Mit einem Konstantstrom durchflossenes Plättchen aus Metall oder Halbleitermaterial, das eine Hallspannung V_H erzeugt, die zur senkrecht eintreffenden magnetischen Flussdichte B proportional ist.

Hallkonstante

Die Hallkonstante K ist vom Werkstoff des Plättchens abhängig.

Hallspannung

Die Hallspannung V_H entsteht an den Rändern des stromdurchflossenen Plättchens und ist proportional zur senkrecht einwirkenden magnetischen Flussdichte.

Hysterese, magnetische

Die magnetische Hysterese ist durch die Werkstoffeigenschaften des Magnetkreises bestimmt und gibt den Verlauf der magnetischen Flussdichte in Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke an.

Hysteresezyklus

Magnetische Werkstoffe weisen einen sogenannten Hysteresezyklus (B-H-Kurve – Bild 4) auf. Unter Hysteresezyklus versteht man einen vollständigen Magnetisierungs- und Ummagnetisierungsvorgang, der bei $I_P = 0$ beginnt und auch endet. Der Hysteresezyklus wirkt sich für gewöhnlich auf die Wandlergenauigkeit (magnetischer Offset), die Verstärkung (mögliche Sättigungseffekte bei direktabbildenden Wandlern), das Verhalten nach einer Stromüberlastsituation (möglicher Bedarf an Entmagnetisierung), die Erwärmung bei hohen Frequenzen (Hystereseverluste), den Einfluss externer Magnetfelder (lokale Sättigung) und Induktivitätsänderungen in einem Fluxgate-Sensorkopf aus.

IT-Typen-Kompensationswandler

Wandertechnologie mit der höchsten Genauigkeit. Die IT-Typen bauen auf einem Kompensations-Fluxgate-Prinzip auf (§ 4.5).

Kompensations-Stromwandler

Stromwandler, bei dem das vom zu messenden Primärstrom erzeugte Magnetfeld durch ein vom Sekundärstrom erzeugtes Magnetfeld mit entgegengesetzter Richtung kompensiert wird. Der Sekundärstrom ist dann ein genaues Abbild des Primärstromes. Das Übersetzungsverhältnis bestimmt die Größe des Sekundärstromes. Kompensations-Stromwandler bauen entweder auf dem Hall- (§ 3.2) oder auf dem Fluxgate-Prinzip (§ 4) auf.

Magnetische Remanenz

Die magnetische Remanenz ist die bleibende Flussdichte bei nicht vorhandener Feldstärke nach der Magnetisierung.

Magnetischer Offset

Der magnetische Offset hängt mit dem Remanenzmagnetismus zusammen und kennzeichnet die bei Rückkehr auf $I_P = 0$ herrschende magnetische Restflussdichte (Nullpunkt-Verschiebung), die entsprechend der letzten Stromrichtung positiv oder negativ sein kann. Durch die besondere Konstruktion wird er in LEM-Wandlern auf ein Minimum reduziert und wird in den meisten Fällen durch eine Primärstromüberlast verursacht.

Maximaler Messfehler

Der maximale Fehler stellt den ungünstigsten Fall („worst case“) dar und ist gleich der Summe der maximalen Einzelfehler (Linearität, Offset und Temperaturdrift). Der tatsächliche Messfehler ist meist deutlich geringer.

Messwiderstand / Messspannung

Bei Wandlern, die einen Stromausgang besitzen, kann ein Messwiderstand am Wandlerausgang angeschlossen werden, um den Ausgangsstrom in eine Messspannung umzuwandeln. Dieser Messwiderstand wird mitunter auch als Lastwiderstand bezeichnet.

„Niederfrequenz“-Fluxgate

Teil der Fluxgate-Wandler-Palette. Preisgünstige Technik mit begrenzter Bandbreite (§ 4).

Offset-Drift

Temperaturbedingte Nullpunktverschiebung des Ausgangssignals. Die Offset-Drift wird in mV/K angegeben.

Offset-Fehler / -Spannung

Von Null abweichendes Wandler-Ausgangssignal bei einem Primärstrom $I_P = 0$. Die Ursache ist meist elektrischer Natur, kann aber zudem auch magnetisch bedingt sein.

Primär-

Der Begriff „Primär-“ bezieht sich im Allgemeinen auf alle Parameter, die mit dem zu messenden Signal (Strom oder Spannung) verknüpft sind. Beispielsweise ist die Primärwicklung jene Wicklung, die vom gemessenen Primärstrom durchströmt wird.

Primärnennstrom

Der effektive Primärnennstrom (dauerhaft zu messender Strom), für den der Wandler thermisch dimensioniert ist.

Reaktionszeit

Die Reaktionszeit ist die Antwort auf einen plötzlichen Strom- oder Spannungsanstieg und ist definiert als die Zeit in der das Ausgangssignal von 0 auf 10 % seines Endwertes ansteigt.

Sättigbarer Feldsensor

Das Magnetfeldänderungen gegenüber empfindliche Element beim Fluxgate-Prinzip (Bild 25). Der Induktivitätswert des „sättigbaren Feldsensors“ ist abhängig von den Materialeigenschaften des Kerns (Permeabilität). Bei hoher Flussdichte ist der Kern gesättigt und seine Permeabilität und der Induktivitätswert gering. Geringe Flussdichte führt dagegen zu einem hohen Induktivitätswert.

Sekundär-

„Sekundär-“ bezieht sich auf alle Parameter, die mit dem Wandlerausgang verknüpft sind. Die Sekundärseite ist jener Teil, der mit der Sekundärstrom- oder -spannungsversorgung, im Allgemeinen vom Benutzer des Wandlers bereitzustellen, verknüpft ist. Die Sekundärwicklung (welche von der Sekundärstromversorgung versorgt wird) ist jene Wicklung, welche bei Kompensations-Wandlern (geschlossener Regelkreis) für die Nullflussskompensation verwendet wird.

Stromtransformatoren

Bei mittleren bis hohen Frequenzen wirken Kompensations-Wandler durch Verwendung ihrer Sekundärwicklung wie Stromtransformatoren.

Übersetzungsverhältnis

Bei den Kompensations-Wandlern entspricht das Übersetzungsverhältnis dem Verhältnis aus Primärwindungszahl zu Sekundärwindungszahl. Bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:1000 wird z.B. aus einem Primärstrom von 1 A ein Sekundärstrom von 1 mA.

Verzögerungszeit

Die Verzögerungszeit wird bei 10 % der Gesamtänderung gemessen.

Internationale LEM Verkaufs-Niederlassungen

Europa • Naher Osten

Austria

LEM Components
Am Concorde Park 2
A-2320 Schwechat
Tel. +43 1 903 60 10 40
Fax +43 1 903 60 10 42
e-mail: jsc@lem.com

Belarus and Baltic Republics

DACPOL Co. Ltd.
Ul. Pulawska 34
PL-05-500 Piaseczno K.
Warszawy
Tel. +48 22 7500868
Fax +48 22 7035101
e-mail: dacpol@dacpol.com.pl

BeNeLux

LEM Belgium sprl-bvba
Route de Petit-Roeulx, 95
B-7090 Braine-le-Comte
Tel. : +32 67 55 01 14
Fax : +32 67 55 01 15
e-mail : lbe@lem.com

Croatia

Proteus Electric
Via di Noghere 94/1
I-34147 Muggia-Aquillina
Tel. +39 040 23 21 88
Fax +39 040 23 24 40
e-mail:
dino.fabiani@proteuselectric.it

Czech Republic

PE & ED Spol. S.R.O.
Koblovska 101/23
CZ-71100 Ostrava/Koblov
Tel. +420 59 6239256
Fax +420 59 6239531
e-mail: peedova@peed.cz

Denmark

Motron A/S
Torsovej 4
DK-8240 Risskov
Tel. +45 87 36 86 00
Fax +45 87 36 86 01
e-mail: motron@motron.dk

Finland

Etra-Dielectric Oy
Lampputie 2
SF-00741 Helsinki
Tel. +358 207 65 160
Tel. +358 207 65 23 11
e-mail: markku.soitilla@etra.fi

Field Applications Engineer

Dominique Roggo
Tel. +358 40 564 22 91
e-mail: dro@lem.com

France

LEM France Sarl
La Ferme de Courtaboeuf
19 avenue des Indes
F-91969 Courtaboeuf Cedex
Tel. +33 1 69 18 17 50
Fax +33 1 69 28 24 29
e-mail: lfr@lem.com

Germany

Central Office:
LEM Deutschland GmbH
Frankfurter Strasse 74
D-64521 Gross-Gerau
Tel. +49 61 52 930 1 0
Tel. +49 61 52 8 46 61
e-mail: postoffice.ide@lem.com

Hauber & Graf Electronics GmbH

Bavaria / Baden Württemberg
Wahlwiesenstr. 3
D-71711 Steinheim
Tel: +49 7144 28 15 03/04
Fax: +49 7144 28 15 05
e-mail: electronics@hauber-graf.de

Hungary

Orszaczky Trading LTD.
Korányi Sandor U, 28
H-1089 Budapest
Tel. +36 1 314 4225
Tel. +36 1 324 8757
e-mail: orszaczky@axelero.hu

Italy

LEM Italia Srl
via V. Bellini, 7
I-35030 Selvazzano Dentro, PD
Tel. +39 049 805 60 60
Fax +39 049 805 60 59
e-mail: lit@lem.com

Israel

Ofer Levin Technological Application
PO Box 18247
IL- Tel Aviv 6111 81
Tel. +972 3 5586279
Fax +972 3 5586282
e-mail: ol_teap@netvision.net.il

Norway

Holst & Fleischer A/S
Stanseveien 6B
N-0975 Oslo
Tel. +47 2333 8500
Fax +47 2333 8501
e-mail: knut@hf-elektro.no

Poland

DACPOL Sp. z o.o.
Ul. Pulawska 34
PL-05-500 Piaseczno K. Warszawy
Tel. +48 22 7500868
Fax +48 22 7035101
e-mail: dacpol@dacpol.com.pl

Portugal

QEnergy, Lda
Praceta Cesária Verde - 10 S/Cave
P-2745-740 Massamá
Tel. +351 214 309320
Tel. +351 214 309299
Fax +351 214 309299
e-mail: qenergia@qenergia.pt

Romania

SYSCOM -18 Srl.
Protopopescu 10, bl. 4. ap 2 Sector 1
R-011728 Bucharest
Tel. +40 21 310 26 78
Tel. +40 21 310 26 79
e-mail: georgeb@syscom.ro

Russia

Central Office:
TVELEM
Marshall Budiorny Str. 11
170023 Tver / Russia
Tel. +7 822 44 40 53
Fax +7 822 44 40 53
e-mail: tvelem@lem.com

TVELEM

Leningradski Avenue, d. 80
Korp. 32, 3d floor, room 19.
125190 Moscow
Tel. +7 953 63 07 67
Fax +7 953 63 07 67
e-mail: tvelem@lem.com

TVELEM

V.O., 2 linia, 19, Liter „A“
199053 S. Petersburg
Tel. +7 812 323 83 83
Tel. +7 812 323 83 83
e-mail: tvelem@lem.com

Slovenia

Proteus Electric
Via di Noghere 94/1
I-34147 Muggia-Aquillina
Tel. +39 040 23 21 88
Fax +39 040 23 24 40
e-mail:
dino.fabiani@proteuselectric.it

Spain

LEM Components
Apartado 142
E-08500 VIC
Tel. +34 93 886 02 28
Tel. +34 93 886 60 87
e-mail: sltu@lem.com

Sweden

Beving Elektronik A.B.
Jägerhorns väg 8
S-14105 Huddinge
Tel. +46 8 6801 199
Tel. +46 8 6801 188
e-mail: information@bevingelektronik.se

Switzerland

SIMPEX Electronic AG
Binzackerstrasse 33
CH-8622 Wetzikon
Tel. +41 1 931 10 10
Tel. +41 1 931 10 11
e-mail: contact@simpex.ch

LEM SA

8, Chemin des Aulx
CH-1228 Plan-les-Ouates
Tel. +41 22 706 11 11
Tel. +41 22 794 94 78
e-mail: isa@lem.com

Turkey

Özdisan Elektronik Pazarlama
Galata Kulesi Sokak N° 34
TR-80020 Kuledibi / Istanbul
Tel. +90 212 2499806
Tel. +90 212 2436946
e-mail: oabdi@ozdisan.com

Ukraine

"SP DAKPOL" OOO
Maksima Berlinskogo str. 4
UA-04060, KIEV, UKRAINE
Tel. +380 44 501 93 44
Tel. +380 44 456 68 58
e-mail: kiev@dacpol.com

United Kingdom and Eire

LEM UK Ltd
West Lincs Investment Centre
Whitemoss Business Park
Skelmersdale, Lancs WN89TG
Tel. +44 1 695 71 25 60
Tel. +44 1 695 71 25 61
e-mail: luk@lem.com

Afrika • Amerika

Brazil

AMDS4 Imp. Exp. e Com. de
Equip. Electr. Ltda.
Rua Doutor Ulhôa Cintra, 489,
Centro 13800-061 - Moji
Mirim - Sao Paulo - Brazil
Tel. +55 19 3806 1950 / 8509
Fax +55 19 3806 8422
e-mail: jeduardo@amds4.
speedycorp.com.br

Canada

Optimum Components Inc.

7750 Birchmount Road Unit 5

CAN-Markham ON L3R 0B4
Tel. +1 905 477 9393
Fax +1 905 477 6197
e-mail:
mikep@optimumcomponents.com

Chile

ELECTROCHILE
Freire 979 of. 303-304
Quilpué
Tel. +56 32 92 32 22
Tel. +56 32 92 32 22
e-mail: elechile@entchile.net

South Africa

Denver Technical Products Ltd.
P.O. Box 75810
SA-2047 Garden View
Tel. +27 11 626 20 23
Tel. +27 11 626 20 09
e-mail: denvertch@pixie.co.za

U.S.A.

Central Office:
LEM U.S.A., Inc.
6643 West Mill Road
USA Milwaukee, WI 53218
Tel. +1 414 353 07 11
Tel. +1 414 353 07 33
Toll free: 800 236 53 66
Fax +1 414 353 07 33
e-mail: lus@lem.com

LEM U.S.A., Inc.

999, Pennsylvania Ave.
USA-Columbus, OH 43201
Tel. +1 614 298 84 34
Tel. +1 614 540 74 36
Mobile +1 614 306 73 02
e-mail: afg@lem.com

LEM U.S.A., Inc.

27 Rt 191A
PO Box 1207
USA-Amherst, NH 03031
Tel. +1 603 672 71 57
Tel. +1 603 672 71 59
e-mail: gap@lem.com

LEM U.S.A., Inc.

7985 Vance Drive
USA-Annada, CO 80003
Tel. +1 303 403 17 69
Tel. +1 303 403 15 89
e-mail: dlw@lem.com

Asien • Pazifik

Australia and New Zealand

Fastron Technologies Pty Ltd.
25 Kingsley Close
Rowville - Melbourne -
Victoria 3178
Tel. +61 39 763 51 55
Tel. +61 39 763 51 66
e-mail: sales@fastron.com.au

China

Beijing LEM Electronics Co. Ltd
No. 1 Standard Factory
Building B, Airport Industrial
Area, Beijing, China
Post code: 101300
Tel. +86 10 80 48 31 78
Tel. +86 10 80 48 43 03
e-mail: bj@lem.com

India

Globetek
122/49, 27th Cross
7th Block, Jayanagar
IN-Bangalore-560082
Tel. +91 80 2 663 57 76
Tel. +91 80 2 653 40 20
e-mail: globetek@vsnl.com

Japan

NANALEM K.K.
2-1-2 Nakamachi
J-194-0021 Tokyo
Tel. +81 42 725 81 51
Tel. +81 42 728 81 19
e-mail: nle@lem.com

Korea

Youngwoo Ind. Co.
C.P.O. Box 10265
K-Seoul
Tel. +82 2 312 66 88 58
Tel. +82 2 312 66 88 57
e-mail: c.k.park@ygwoo.co.kr

Malaysia

Acei Systems SDN BHD
No. 3, SB Jaya 7
Taman Industri SB Jaya
47000 Sungai Buloh
Selangor, Malaysia
Tel. +60 36157 85 08/55 08
Tel. +60 36157 15 18
e-mail: sssbuh@aceisys.com.my

Singapore

Overseas Trade Center Ltd.
03 - 168 Bukit Merah L. 1
BLK 125/Alexandra Vil
RS-150125 Singapore
Tel. +65 6 272 60 77
Tel. +65 6 278 21 34
e-mail: octpl@signet.com.sg

Taiwan

Tope Co., Ltd.
3F-4, 716 Chung Cheng Road
Chung Ho City, Taipei County,
Taiwan 235, R.O.C
Tel. +886 2 8228 0658
Tel. +886 2 8228 0659
e-mail: tope@ms1.hinet.net

POWERTRONICS CO. LTD

2F, No 138, Sec. 3
Chung-shin Rd, Shing-Tien,
Taipei-Hsien 231,
Taiwan, R.O.C.
Tel. +886 2 2915 7000
Tel. +886 2 2915 3910
e-mail: powertr@ms22.hinet.net

BAC/D, 05.06



LEM Components

8, Chemin des Aulx, CH-1228 Plan-les-Ouates

Tel. +41/22/706 11 11, Fax +41/22/794 94 78

e-mail: isa@lem.com; www.lem.com

Druckschrift CH 24101 D (05.06 • 5 • CDH)

Vertragshändler