

Ergänzung zum Beitrag in FA 1/25, S. 29 ff. „Gleichstrommessung über sieben Dekaden ohne Umschaltung“

Während im Beitrag aus Platzgründen nur die Signalverläufe bei 65 A und bei $63,5 \mu\text{A}$ Laststrom abgebildet sind, folgt hier die Darstellung für alle 18 untersuchten Stromstärken, ergänzt um Erläuterungen zu jedem Bild.

Die Darstellung der Signalverläufe an den vier simultan aktiven Ausgängen erfolgt jeweils in Abhängigkeit vom fließenden Strom.

Messaufbau: Gleichstrom aus einem Bleiakku fließt über einen passend gewählten Lastwiderstand und die MOS-FET-Stromweiche.

Ausgang 1: Verstärkung $\pm 0,1 \text{ V/A}$ mit Oszilloskopkanal 1 (gelb) gemessen

Ausgang 2: Verstärkung $\pm 1 \text{ V/A}$ mit Oszilloskopkanal 2 (blau) gemessen

Ausgang 3: Verstärkung $\pm 10 \text{ mV/mA}$ mit Oszilloskopkanal 3 (rot) gemessen

Ausgang 4: Verstärkung $\pm 100 \text{ mV/mA}$ mit Oszilloskopkanal 4 (grün) gemessen

Die Kontrolle des Stroms erfolgte mit der Stromzange UT203 (Hersteller Uni-trend), ab Bild A5 mit einem Multimeter.

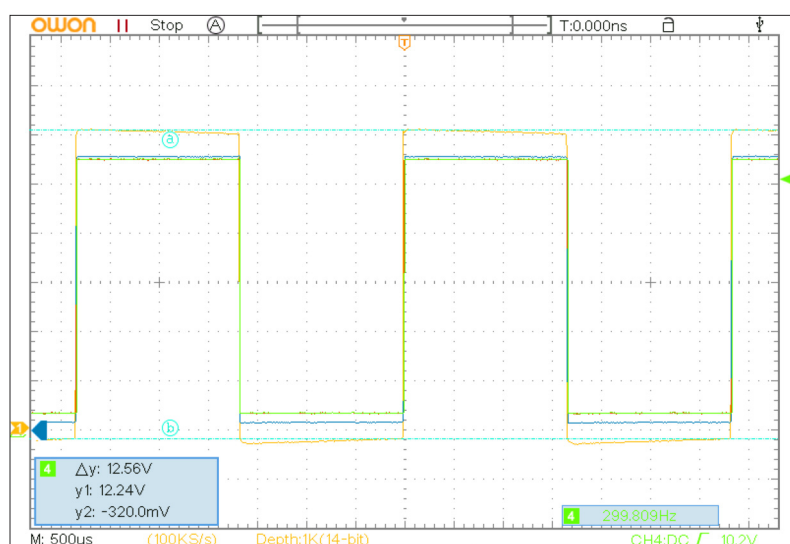


Bild A1:

Es fließen 65 A Gleichstrom. Die Ausgänge 2, 3 und 4 sind mit mehr als $\pm 5 \text{ V}$ übersteuert und werden nicht ausgewertet. Diese Erkennung wird softwaremäßig erfolgen. Ausgang 1 liefert, additiv zu seiner Ruhespannung von $+6 \text{ V}$, ein Rechtecksignal mit $12,56 \text{ V}$ Sprunghöhe bzw. $\pm 6,28 \text{ V}$. Zusammen mit den 65 A Strom und der Verstärkung des Ausgangs 1 von $\pm 0,1 \text{ V/A}$ ist das unter Berücksichtigung der begrenzten Messgenauigkeit der Stromzange ein plausibles Ergebnis.

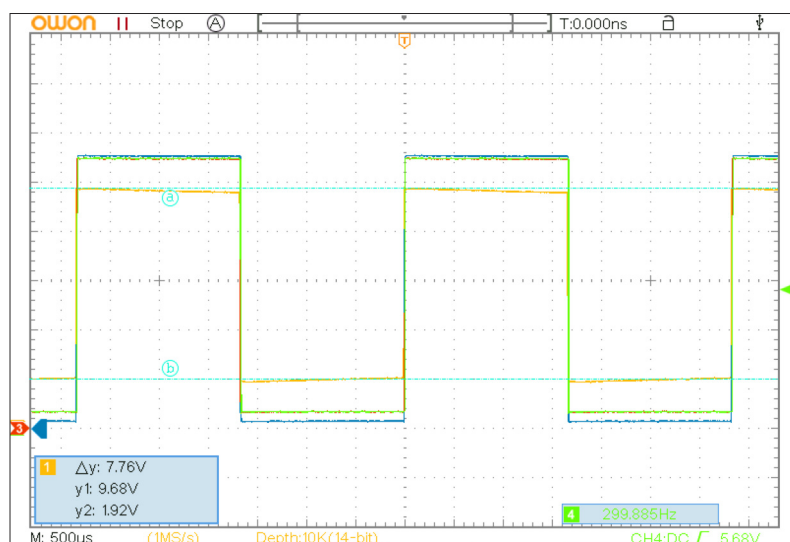


Bild A2:

Es fließen 39 A Gleichstrom. Die Rechtecksignalamplitude von Ausgang 1 ist proportional zurückgegangen, auf $\pm 3,88 \text{ V}$. Auch das entspricht dem Erwarteten. Die bei diesen Messungen visuell vorgenommene Einstellung der Cursors ist in einem kompletten Messgerät durch einen pro Auswertekanal ablaufenden Algorithmus für eine phasensynchrone Signalauswertung zu ersetzen:

- während der High-Phase des Referenzsignals in dichter Folge (Abtastrate 50 kHz bis 100 kHz) Spannungswerte messen, Mittelwert bilden,
- dasselbe während der Low-Phase des Referenzsignals tun,
- Differenz ($\text{Mittelwert}_{\text{high}} - \text{Mittelwert}_{\text{low}}$) errechnen; nach $3,3 \text{ ms}$ liegt bereits ein Messwert für den Gleichstrom vor, wobei das Vorzeichen der Flussrichtung des Stroms entspricht.

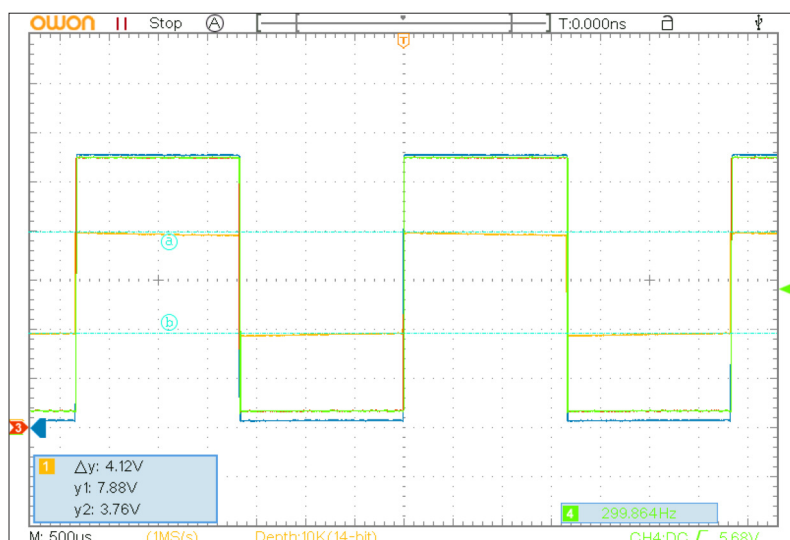


Bild A3:

Es fließen 21 A Gleichstrom. Die Amplitude im Messkanal 1 hat sich auf 4,12 V Sprunghöhe verringert. Diese $\pm 2,06$ V sind ebenfalls mit dem an der Stromzange abgelesenen Messwert von 21 A vereinbar. Die Ausgänge 2, 3 und 4 sind erwartungsgemäß weiterhin völlig übersteuert.

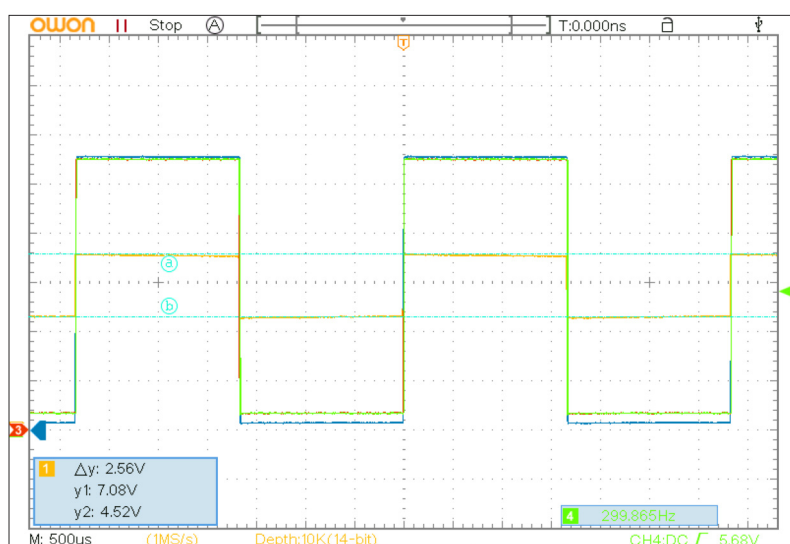


Bild A4:

Es fließen 12,7 A Gleichstrom. Die von Ausgang 1 jetzt abgegebene Rechtecksignalamplitude von $\pm 1,28$ V passt auch hier zu dem unabhängig von der Stromzange ermittelten Messwert von 12,7 A. Wird zur Signalauswertung beispielsweise ein preiswerter A/D-Umsetzer mit 12 Bit Auflösung und 10 V Eingangsbereich eingesetzt, so entspricht die Stufung $10 \text{ V} / 2^{12} = 2,44 \text{ mV}$. Bezogen auf die aktuell gemessenen 2,56 V Sprunghöhe oder Spannungsdifferenz liegt die auflösungslimitierte Messgenauigkeit bei zunächst etwa 0,1 %. Der leichte Dachabfall der Rechtecksignale an den vier Ausgängen, in Verbindung mit der erwähnten Mittelwertbildung, erlaubt theoretisch jedoch eine noch deutlich feinere digitale Auflösung, infolge der durch Überabtastrung gewonnenen Pseudobits.

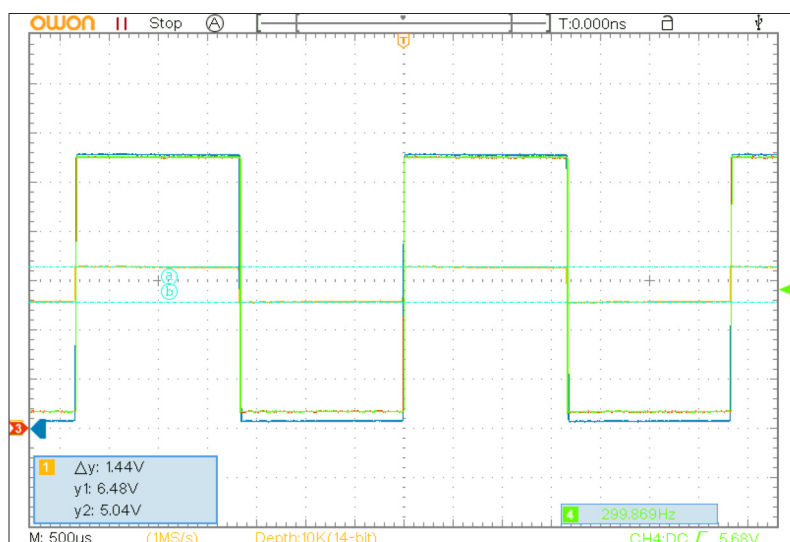


Bild A5:

Es fließen 7,1 A Gleichstrom. Für dieses Bild und die folgenden Oszilloskopbilder wurde die UT203 durch ein in den Stromkreis eingefügtes Multimeter MS 8265 (Hersteller: Mastech) ersetzt. Noch immer ist Ausgang 1 der einzige auswertbare Kanal – er liefert hier $\pm 0,72$ V. Die Ausgänge 2, 3 und 4 sind weiterhin übersteuert. Unterhalb 5 A Strom wird jedoch der 10-fach höher verstärkende Ausgang 2 beginnen, die Aussteuerungsgrenzen zu unterschreiten.

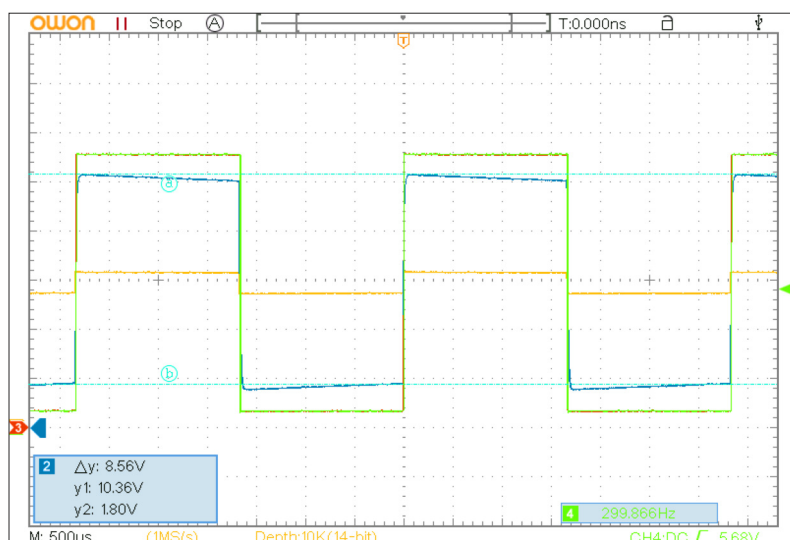


Bild A6:

Es fließen 4,3 A Gleichstrom. Jetzt ist Ausgang 2 aus der Übersteuerung zurückgekehrt und liefert 8,56 V Amplitude. Diese $\pm 4,28V$ ergeben, dividiert durch die hier zehn-fach höhere Verstärkung von $\pm 1 V/A$, einen Gleichstrom von 4,28 A, was unter Berücksichtigung der Einstellgenauigkeit der Cursorsen genau der mittels Multimeter gemessenen Stromstärke entspricht. Ausgang 1 gibt 10 % der Rechteckspannung von Ausgang 2 ab und könnte von der Software eventuell noch zur Plausibilitätskontrolle genutzt werden. Die Kanäle 3 und 4 zeigen weiterhin Übersteuerung an.

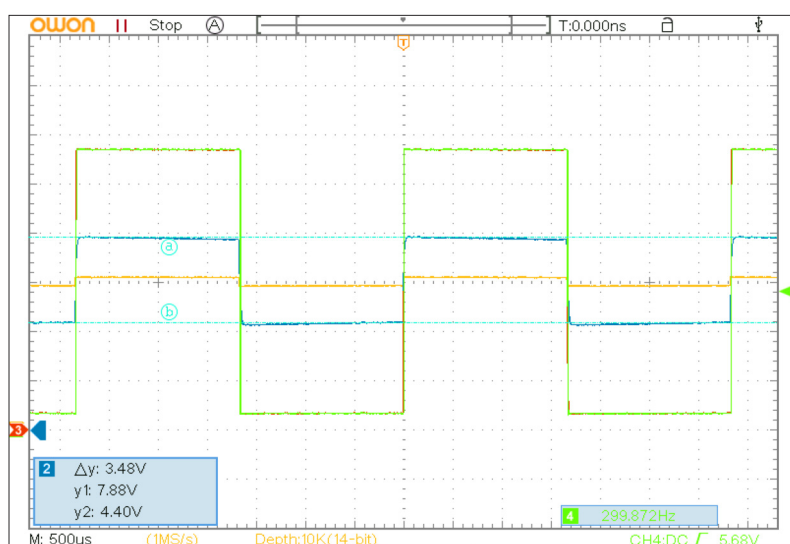


Bild A7:

Es fließen 1,74 A Gleichstrom. Proportional zum verringerten Strom haben sich die Amplituden der sinnvoll nutzbaren Ausgänge 1 und 2 verringert. Auf Kanal 2 sind $\pm 1,74V$ messbar, exakt passend zur unabhängig gemessenen Stromstärke von 1,74 A.

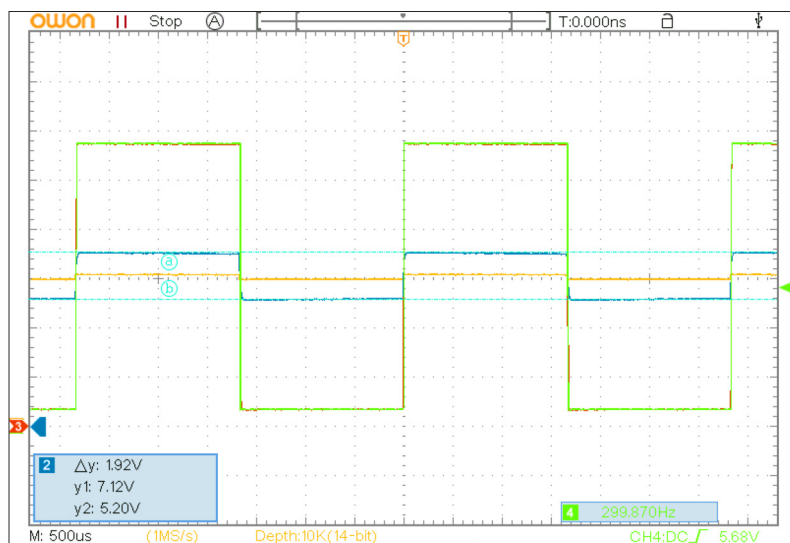


Bild A8:

Es fließen 0,95 A Gleichstrom. Das Ergebnis ist sinngemäß wie zuvor, der Ausgang 2 ist weiterhin derjenige mit der größten gut auswertbaren Amplitude, d. h. einerseits nicht zu klein, andererseits aber noch unterhalb der Aussteuerungsgrenzen von $\pm 5V$ für die nachverstärkten Ausgänge 2, 3 und 4. Die hier mit den Cursorsen markierte Amplitude von $\pm 0,96V$ passt recht genau zum gemessenen Strom von 0,95 A.

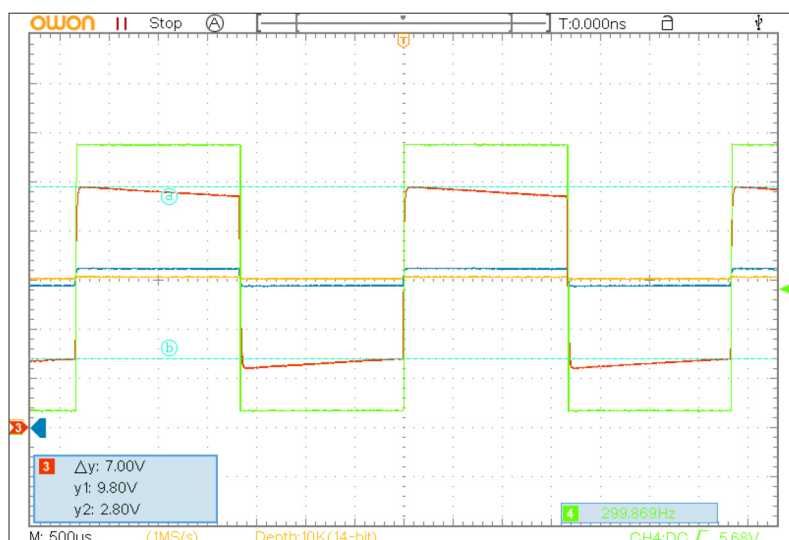


Bild A9:

Es fließen 350 mA Gleichstrom. Mittlerweile ist auch Ausgang 3 nicht mehr übersteuert und gibt eine Rechteckspannung mit 7 V Sprunghöhe ab. Diese $\pm 3,5V$, dividiert durch die Verstärkung des Ausgangs 3 (mit $\pm 10 \text{ mV/mA}$ wiederum 10-fach höher als die von Ausgang 2), entspricht hier genau dem am Multimeter abgelesenen Strom. Jetzt kann der Kanal 2 von der Software optional zur Plausibilitätskontrolle verwendet werden, während die 70 mV in Kanal 1 von dem vorgeschlagenen preiswerten 12-Bit-A/D-Umsetzer schon nicht mehr mit hoher Auflösung messbar sind.

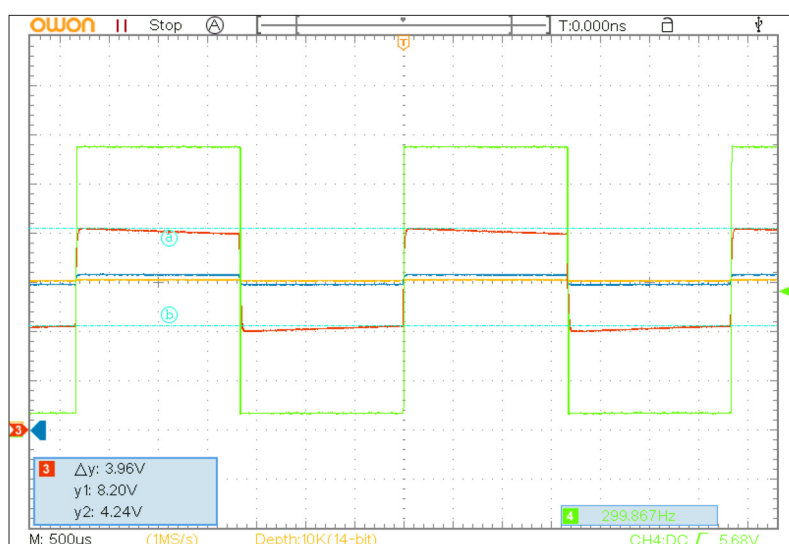


Bild A10:

Es fließen 196 mA Gleichstrom. Die auf Kanal 3 jetzt ablesbaren $\pm 1,98 V$ Rechteckamplitude sind im Rahmen der Ablesegenauigkeit gut vereinbar mit den 196 mA fließendem Strom. Für die Ausgänge 1 und 2 gilt dasselbe wie zuvor. Ausgang 4 ist immer noch übersteuert.

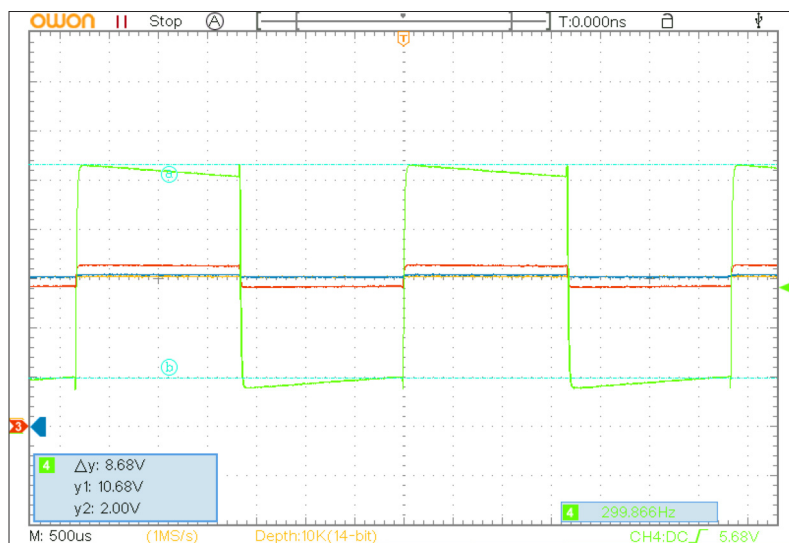


Bild A11:

Es fließen 43,5 mA Gleichstrom. Gegenüber Bild A1 ist der Strom auf knapp 0,1 % zurückgegangen. Erst jetzt ist Ausgang 4 nicht mehr übersteuert und liefert nun das am genauesten auswertbare Messsignal, in Höhe von $\pm 4,34 V$. Anhand der Verstärkung des Ausgangs 4 (mit $\pm 100 \text{ mV/mA}$ 10-fach höher als an Ausgang 3) errechnet sich ein Strom von 43,4 mA, in Übereinstimmung mit dem vom Multimeter unabhängig gemessenen Wert von 43,5 mA.

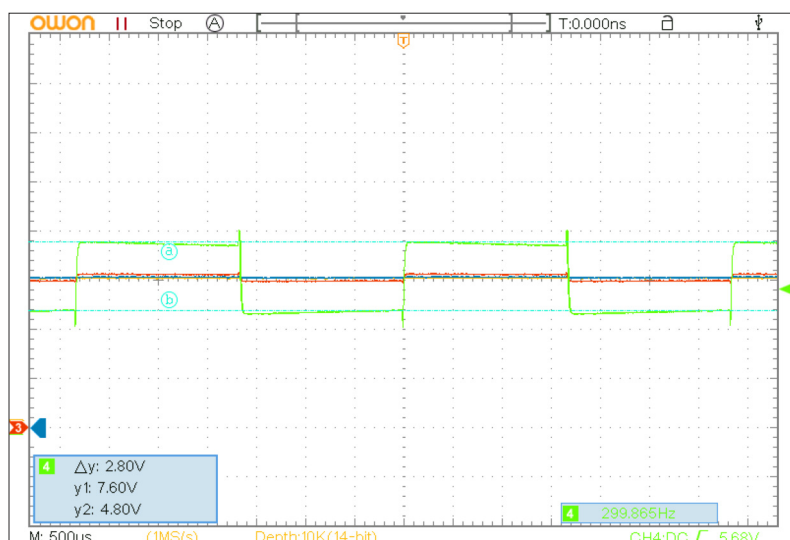


Bild A12:

Es fließen 14 mA Gleichstrom. Die ablesbaren 2,8V Sprunghöhe entsprechen genau dem Erwarteten.

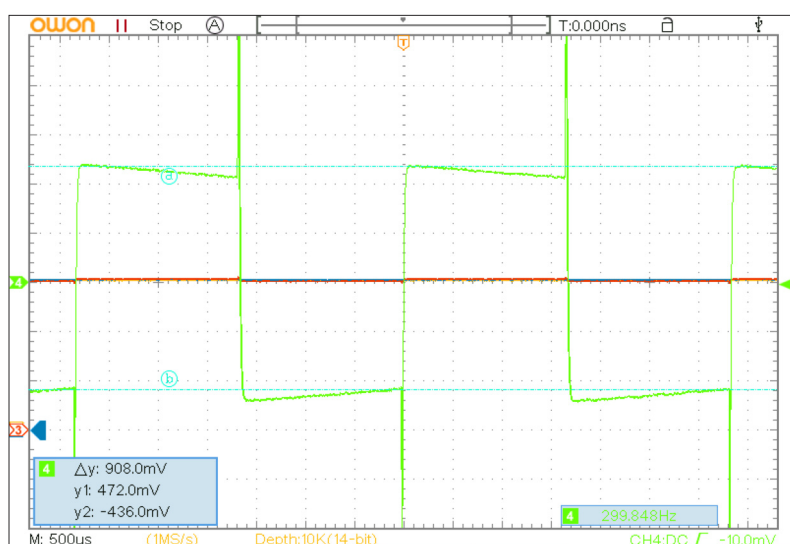


Bild A13:

Es fließen 4,58 mA Gleichstrom. Um die mit sinkendem Strom kleiner werdenden Signale auf dem Oszilloskop weiterhin deutlich darstellen zu können, ist der Kanal 4 für die Bilder A13 bis A18 auf Wechselspannungskopplung geschaltet und jetzt mit 200 mV/Div. empfindlicher eingestellt. Die Null-Linie wurde nun in der Bildschirmmitte platziert. Die mit Cursorsen markierte Sprunghöhe des Rechtecksignals, entsprechend ± 454 mV, ist eine recht genaue Widerspiegelung des gemessenen Gleichstroms. Auf den Kanälen 3, 2 und 1 sind 10 %, 1 % und 0,1 % dieser Amplitude zu registrieren, wegen der dort unveränderten Y-Verstärkung von 2 V/Div. aber auf dem Oszilloskop kaum noch wahrnehmbar.

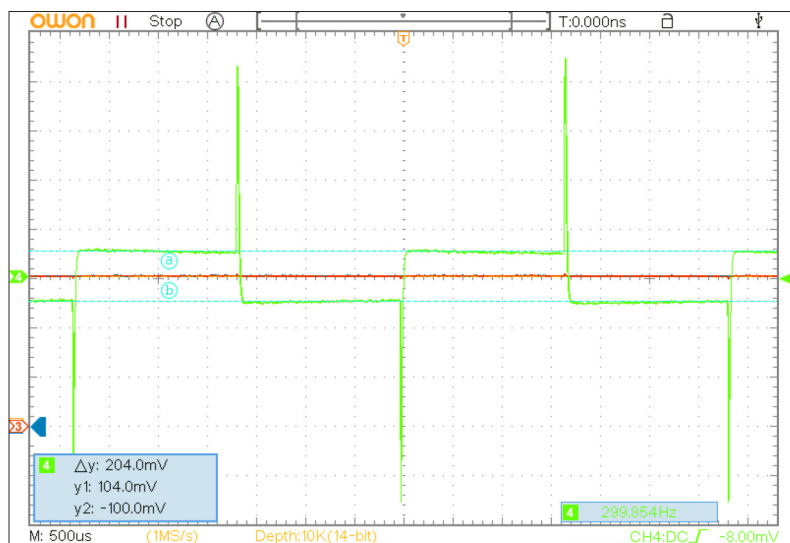


Bild A14:

Es fließen 1,02 mA Gleichstrom. Die Stromstärke bildet sich in der von Ausgang 4 abgegebenen Amplitude des Rechtecksignal von 204 mV bzw. ± 102 mV ab. Bei solch kleinen Pegeln fallen zunehmend die Umschaltpeaks zu Beginn und Ende der Rechteckphasen auf. Diese sind Folge der Gate-Drain-Kapazität der MOSFETs in der Stromweiche, wodurch die Gate-Umschaltsignale differenziert werden. Die in die Drain-Anschlüsse eingestreuten Ladungen tauschen im Mikrosekundenbereich einen zusätzlichen Stromfluss im Laststromkreis vor. Bei der visuell-oszilloskopischen Signalauswertung lassen sich diese Störimpulse leicht erkennen und ignorieren. Erfolgt die Signalauswertung softwaremäßig, so sind anhand des Generatorreferenzsignals einfach die ersten etwa 50 μs bis 100 μs nach jeder Flanke auszublenden, d.h. die während dieser Zeit anfallenden Daten der A/D-Umsetzung von der Mittelwertbildung (vgl. Kommentar zu Bild A2) auszuschließen oder gar nicht erst zu erzeugen.

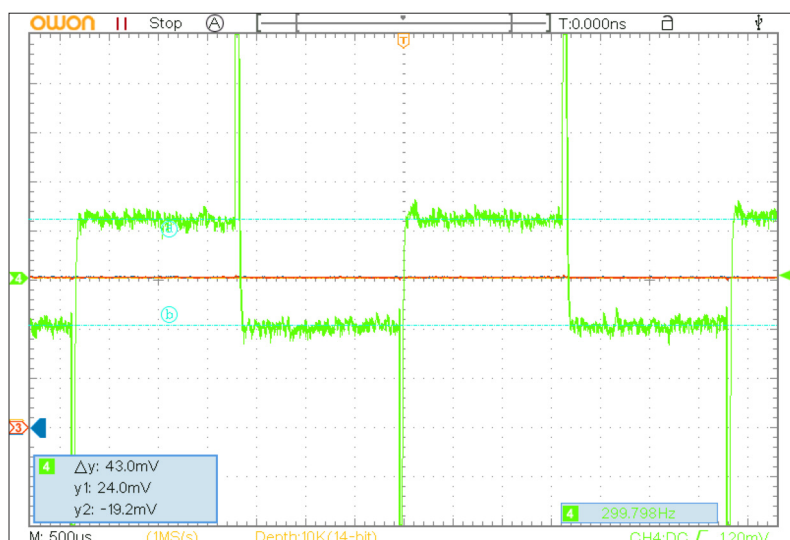


Bild A15:

Es fließen 212 μA Gleichstrom. Der Oszilloskopkanal 4 ist auf 20 mV/Div. eingestellt. Die $\pm 21,5$ mV, dividiert durch die Verstärkung des Ausgangs 4, ergeben 215 μA Gleichstrom, noch immer passend zu dem am Multimeter gemessenen Wert. Das Elektronikrauschen macht sich inzwischen bemerkbar. Die Mittelung über jeweils eine Rechteckhalbperiode ermöglicht aber immer noch einen hohen SNR-Wert, selbst innerhalb der 3,3 ms einer Periode. Seit der Erfassung von Bild A1 wurde das zur Kontrolle mitlaufende Messmittel getauscht (Stromzange durch Multimeter ersetzt). An Letzterem musste zudem einmal die Messbuchse umgesteckt und zweimal der Bereich empfindlicher gestellt werden, jeweils verbunden mit Unterbrechungen des Laststromkreises und Veränderung des Shuntwiderstandes. Währenddessen arbeitete die MOSFET-Stromweiche unverändert und mit konstant niedrigem Einfügewiderstand von etwa 3,2 m Ω .

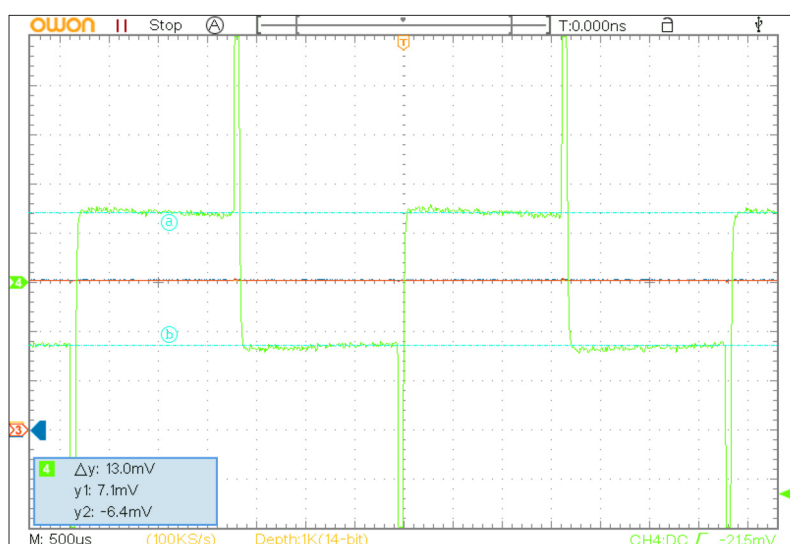


Bild A16:

Es fließen 63,5 μA Gleichstrom. Der Oszilloskopkanal 4 ist auf 5 mV/Div. eingestellt und zwecks Rauschverringern auf *average x 64* geschaltet. Zur Gewinnung der Daten einer Rechteckperiode (Dauer 3,33 ms) sind also insgesamt $64 \cdot 3,33 \text{ ms} = 213 \text{ ms}$ notwendig. Das würde der Aktualisierungsrate eines herkömmlichen Multimeters (3 bis 5 Messungen je Sekunde) entsprechen. Gegenüber Bild 1 beträgt der fließende Strom nur noch ein Millionstel. Trotzdem entsteht ein immer noch sicher auswertbares Messsignal. Prinzipbedingt ist es nicht durch Thermospannungen beeinträchtigt, anders als das bei Gleichstrommessungen mit Hilfe eines Shuntwiderstands der Fall ist. Ein Shunt von 3,2 m Ω (ebenso groß wie der Einfügewiderstand der MOSFET-Stromweiche) würde bei 63,5 μA Stromfluss nur 0,2 μV Messsignal liefern. Das ist bereits weniger als die Eingangsoffsetspannung eines chopperstabilisierten Operationsverstärkers, wie z. B. des Typs LTC2057, LTC2063 oder ADA4522-1. Daher ist bei der herkömmlichen Weitbereichsstrommessung ein Umschalten des Shuntwiderstandes notwendig.

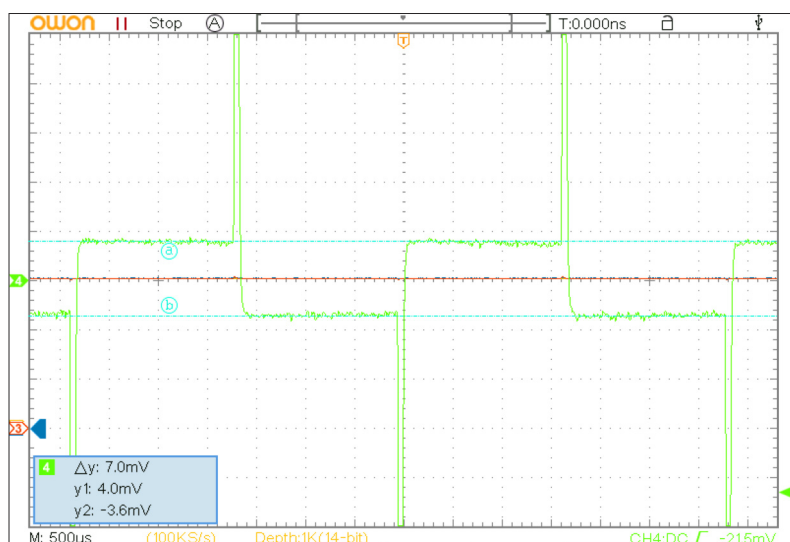


Bild A17:

Es fließen 31,3 μA Gleichstrom. Die Einstellungen am Oszilloskop sind dieselben wie für Bild A16. Mit der Verstärkung des Ausgangs 4 von $\pm 100 \text{ mV/mA}$ wäre eine Rechteckspannung von $\pm 3,13 \text{ mV}$ zu erwarten, entsprechend einer Sprunghöhe von 6,26 mV. Tatsächlich messbar ist mit 7,6 mV reichlich 1 mV mehr. Dies entspricht einem geringfügigen Offsetfehler. Nebenbemerkung: Trotz der bei Bild A4 erwähnten Digit-Auflösung des 12-Bit-A/D-Umsetzers von 2,44 mV kann dieser auch sehr kleine Rechteckamplituden wie hier messen, nämlich durch hohe Abtastrate und anschließende Mittelung. Das analoge Rauschen (vgl. Bild A15) dient dabei als sogenanntes *dithering signal*.

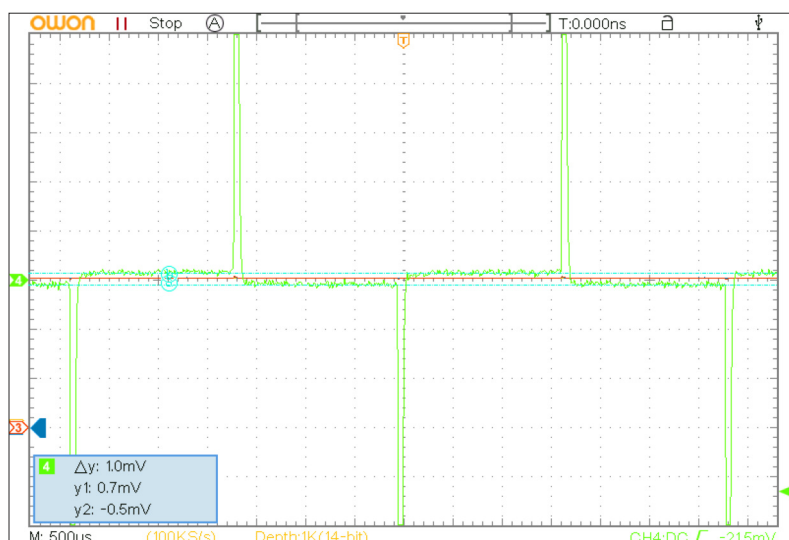


Bild A18:

Laststromkreis geöffnet, der Gleichstrom ist null; die jetzt noch messbaren $\pm 0,6$ mV Rechteckspannung ergeben rechnerisch einen laststrombezogenen Offset von $6 \mu\text{A}$. Verglichen mit einer herkömmlichen Strommessung desselben Einfügewiderstands, d. h. mit einem Shunt von $3,2 \text{ m}\Omega$, entspräche das einer Eingangsoffsetspannung des Messverstärkers von $6 \mu\text{A} \cdot 3,2 \text{ m}\Omega = 19 \text{ nV}$. Versuchsweise wurde der Aufbau nun mit Heißluft um 35°C oberhalb der Raumtemperatur erwärmt. Um die kleine Rechteckamplitude auf dem Oszilloskop besser messen zu können, war dieses auf 1 mV/Div. und $\text{average} \times 128$ geschaltet. Ergebnis: Keine signifikante Veränderung beim Erwärmungs- und folgenden Abkühlvorgang zu bemerken. Grobe Schätzung: Änderung unterhalb $U_{SS} = 0,2 \text{ mV}$. Das entspricht einer Drift des laststrombezogenen Offsets von $\leq 1 \mu\text{A}$ über 35°C oder $< 30 \text{ nA/K}$. Die äquivalente shunt-basierte Strommessung müsste hierfür einen Messverstärker mit 90 pV/K Offsetdrift verwenden. Noch gravierender würden Thermospannungen wirken. Die Paarung Manganin-Kupfer hat als Temperaturkoeffizient etwa $1 \mu\text{V/K}$.

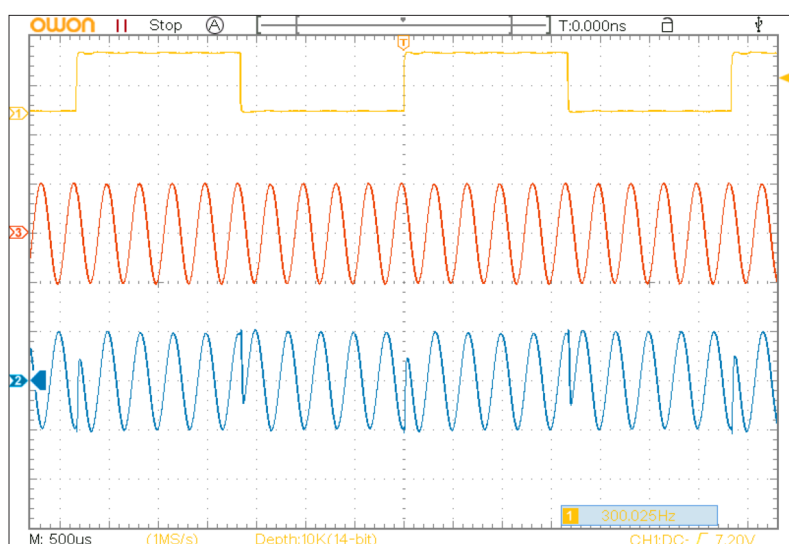


Bild A19:

Messaufbau geändert: Eine Sinusspannung von $\pm 2 \text{ V/3 kHz}$ ohne Gleichanteil, kontrolliert mit Oszilloskopkanal 3 (rot), lässt über die MOSFET-Stromweiche und einen $100\text{-}\Omega$ -Widerstand einen Laststrom von $\pm 20 \text{ mA}$ fließen. Das Signal vom Ausgang 4 (Verstärkung 100 mV/mA) hat die erwartete Amplitude von $\pm 2 \text{ V}$ und ist dargestellt auf Kanal 2 (blau), der zwecks Abtrennung der auf allen vier Kanälen liegenden Ruhespannung von 6 V auf Wechselstromkopplung geschaltet ist. Das MOSFET-Umschalt-signal (auf 300 Hz justiert) ist auf Kanal 1 (gelb) abgebildet. Erkennbar ist, dass während der High-Phasen des Umschalt-signals das Messsignal phasengleich zur Eingangsspannung und während der Low-Phasen um 180° gedreht ist. Die periodische Invertierung sorgt bei der Gleichstrommessung (Bilder A1 bis A18) dafür, dass von Beginn an ein stromproportionales Wechselspannungssignal entsteht, das immun gegen den Gleichstrom-Offset des Messverstärkers ist. Erst nach der softwaremäßigen Synchrongleichrichtung ergibt sich wieder eine Gleichspannung als Endergebnis.

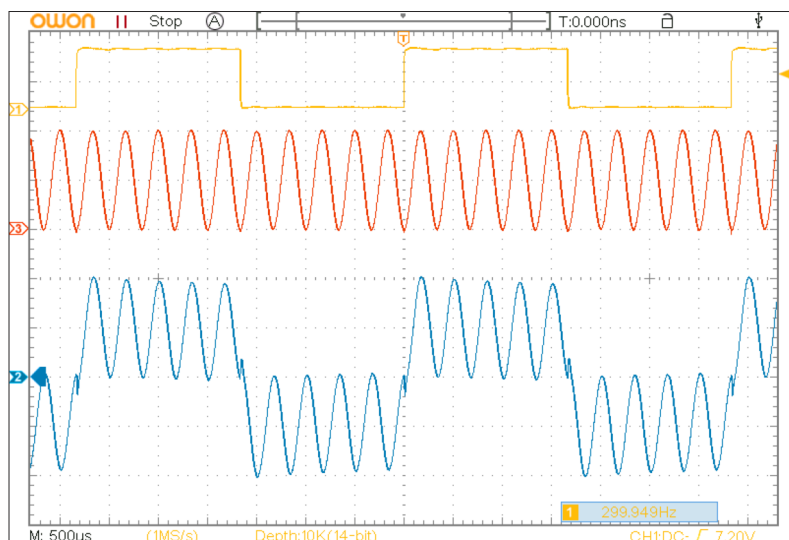


Bild A20:

Dem Signal des Sinusgenerators (Kanal 3, rot) sind zusätzlich 2 V Gleichspannung überlagert, die durch den $100\text{-}\Omega$ -Lastwiderstand 20 mA Gleichstrom treibt. Der Ausgang 4 liefert nun, additiv zur Sinussignalkomponente aus Bild A19, die erwartete $\pm 2 \text{ V}$ Rechteckspannung. Es wäre also auch möglich, die nach der A/D-Umsetzung anfallenden Werte simultan in dreierlei Weise zu verarbeiten:

- Mittelungen während der Umschaltphasen, wie bei Bild A2 beschrieben, zur Ermittlung des Gleichstroms,
- Messung der Wechselstromkomponente, ggf. nach periodischer Phasenumkehr per Software und Errechnung des Effektivstroms aus Gleich- und Wechselanteil,
- Errechnung des FFT-Spektrums; dies kann bis zu etwa 10 kHz erfolgen, denn die -3-dB -Bandbreite der vier Kanäle des Prototyps beträgt etwa 15 kHz .

Ein Amperemeter, dessen Display gleichzeitig den Gleichstrom inklusive Vorzeichen sowie ein Spektrum mit hoher Dynamik anzeigt und das umschaltfrei mit konstant niedrigem Einfügewiderstand arbeitet, könnte ein attraktives Messgerät darstellen.

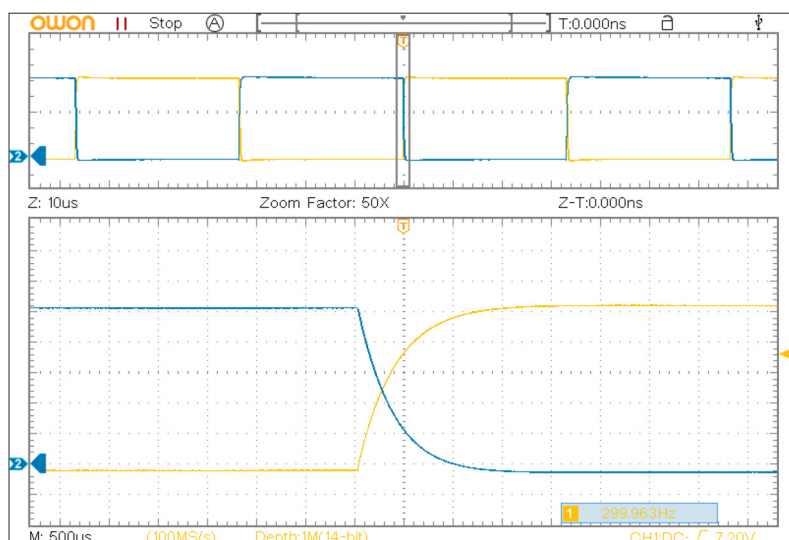


Bild A21:

Hier sind die Gate-Spannungsverläufe der MOSFETs in der Stromweiche dargestellt, abgetastet mit den Kanälen 1 (gelb) und 2 (blau). Der Masseanschluss des Oszilloskops liegt an den miteinander verbundenen Source-Anschlüssen. In der unteren Bildhälfte (zeitgedehnt, 10 μ s/Div.) ist die Überlappung der Ein- und Ausschaltphasen erkennbar: Im Schnittpunkt der Kurven ist U_{GS} mit +5V hoch genug, um vorübergehend beide MOSFETs niederohmig durchsteuern zu lassen, sodass der zu messende Laststrom zu keinem Zeitpunkt unterbrochen wird. Im Low-Zustand ist U_{GS} einige hundert Millivolt unterhalb von null, infolge der Impulsfussklammerung durch die Z-Dioden.

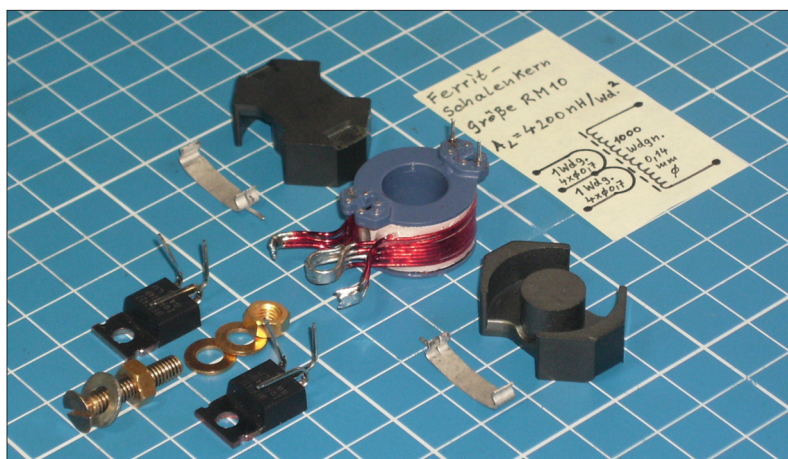


Bild A22:

Zu sehen sind die wichtigsten Bauteile der im Beitrag beschriebenen Stromweiche. Nach dem Aufbringen von 1000 Windungen aus Kupferlackdraht 0,14 mm auf den Wickelkörper von T1 folgte die Primärwicklung aus 2×1 Windung. Jede Windung besteht aus vier parallel geführten Kupferlackdrähten 0,7 mm, um den Drahtwiderstand zu minimieren. Die Mittenanzapfung erhielt eine Öse, passend für die M4-Schraube.

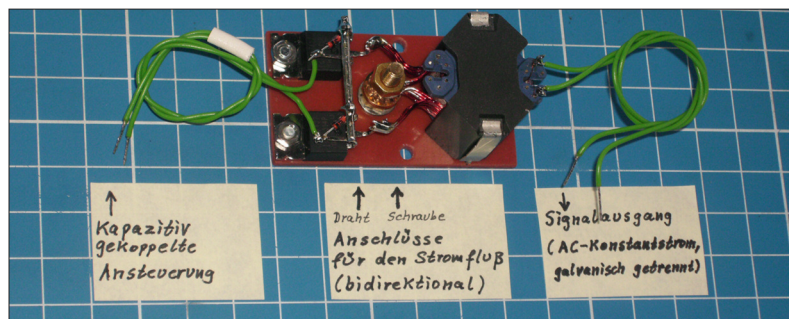


Bild A23:

Stromweiche, fertig montiert; die beiden unbedingt erforderlichen Z-Dioden VD6, VD7 sind freitragend zwischen den Gate- und Source-Anschlüssen der MOSFETs VT1, VT2 angelötet.

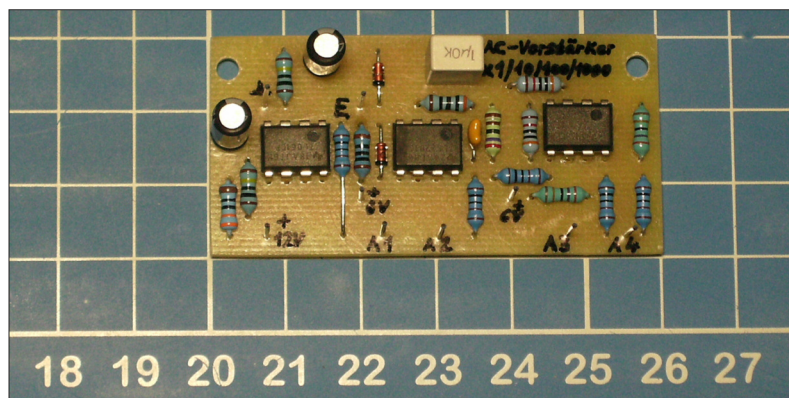


Bild A24

Fertig bestückte Platine des Verstärkers mit seinen vier simultan aktiven Signalausgängen

■ Theoretische Betrachtung zum Rauschen

Nachfolgend werden der Einschaltwiderstand R_{on} der schaltenden MOSFETs und die Wicklungswiderstände des Übertragers T1 vernachlässigt; Offset- und Thermospannungen sind hier ohnehin irrelevant. Für die Auswahl des Messverstärkers wird daher nur dessen Rauschen berücksichtigt. Ein sehr hochwertiger Typ ist z. B. der LT1028 mit den eingangsbezogenen Rauschdichten: $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ und $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, aus denen sich die optimale Quellimpedanz von $1 \text{ k}\Omega$ ergibt. Gegenüber dem thermischen Rauschen eines $100\text{-}\Omega$ -Widerstands, so wie R10 im Mustergerät, würde der LT1028 eine Erhöhung um 2 dB verursachen. Die auf den Laststrom bezogene Messauflösung bei 1 s Messdauer ist dann 16 nA , und man hätte einen umschaltfreien Strombereich von etwa neun Dekaden. Die $100 \text{ }\Omega$ transformieren sich auf die Primärseite entsprechend dem Quadrat des Windungszahlverhältnisses und ergeben theoretisch einen Einfügewiderstand der Stromweiche von $0,1 \text{ m}\Omega$. Bei der klassischen Strommessung mit einem Shuntwiderstand der gleichen Größe, also $0,1 \text{ m}\Omega$, ist dessen thermische Rauschspannungsdichte allein $1,28 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Der LT1028 verursacht in der Relation jetzt ein Zusatzrauschen von 57 dB . Die Laststrom-Messauflösung bei 1 s Messdauer ergibt sich damit zu $10 \text{ }\mu\text{A}$, also 625-fach schlechter als mit der Stromweiche. Um mit einer Shuntwiderstands-basierten Strommessung und dem rauscharmen Verstärker LT1028 ebenfalls die oben genannte Messauflösung von 16 nA zu erreichen, müsste man R_S auf $63 \text{ m}\Omega$ erhöhen, bekäme damit aber wieder einen störend großen Spannungsabfall bei hohem Laststrom.

■ Fazit

Neben der Eliminierung von Fehlern durch Offset- und Thermospannungen bewirkt der Übertrager in der Stromweiche zusätzlich eine Impedanztransformation und ermöglicht dadurch rauschärmere Messungen. emmmf@posteo.de

Tabelle A1: Spannungsabfälle an den Strommessbuchsen verschiedener Multimeter

Messinstrument	I_M	U_E [mV]	R_E [Ω]
Mastech	2 mA	200	100
MS8265	200 mA	500	2,5
(DMM)	10 A	300	0,03
Mastech	50 μA	100	2000
MS7050	5 mA	600	120
(ZI)	50 mA	700	14
	500 mA	750	1,5
	10 A	300	0,03
Tektronix	4 mA	400	100
DMM914	400 mA	840	2,1
(DMM)	10 A	240	0,024
Sanwa	500 μA	50	100
PC5000a	5 mA	500	100
(DMM)	50 mA	80	1,6
	500 mA	800	1,6
	10 A	270	0,027
Unitrend	600 μA	30	50
UT171B	6 mA	300	50
(DMM)	60 mA	70	1,2
	600 mA	700	1,2
	10 A	220	0,022

I_M = eingestellter Messbereich

U_E = Spannungsabfall bei Maximalstrom

R_E = errechneter Einfügewiderstand

DMM = Digitalmultimeter

ZI = Zeigerinstrument

Tabelle A2: Stückliste

R1	33 Ω
R2	68 k Ω
R3	50 k Ω
R4	10 k Ω
R5, R6	470 Ω
R7	330 Ω
R8, R9	1 M Ω
R10	100 Ω
R11, R14,	
R15, R18, R21	1 k Ω
R12	2,7 k Ω
R13	300 Ω
R16, R19	270 k Ω
R17	30 k Ω
R20	30 k Ω
C1	10 nF, MKT
C2	100 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$
C3, C4	100 nF/250 V
C5	3,3 nF
C6	1 μF , MKT
C7, C8	100 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$
VD1	ZPD15
VD2, VD3,	
VD4, VD5	BAT46
VD6, VD7	ZPD12
VD8, VD9	1N4148
VT1, VT2	IRFB7437, $R_{on} = 1,5 \text{ m}\Omega$
IC1	CMOS 4047
IC2	TL061
IC3	TLC2201 o. AD820
IC4	TL062
T1	primär $2 \times 1 \text{ Wdg.}$, sekundär 1000 Wdg., Ferritschalenkern $A_L = 4200 \text{ nH/Wdg}^2$, RM10 ohne Luftspalt

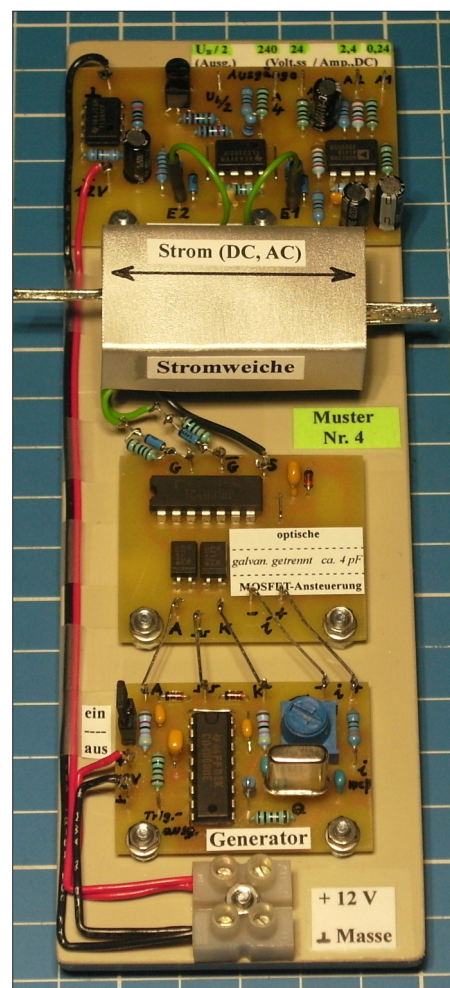


Bild A25: Versuchsmuster mit optisch angesteuerten MOSFETs in der Stromweiche