

Entwicklung und Evaluierung kosteneffizienter Peak-Detektor-Schaltungen für das Online-Monitoring von Teilentladungen an Mittelspannungskabeln

Felix Grimm¹, Felix Kolodziej¹, Florian Wein¹, Christoph Andres¹, Ulrike Steinmann¹

¹*Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Universitätsplatz 2, 39106 Magdeburg*

Zusammenfassung

Ein flächendeckendes Online-Monitoring von Mittelspannungskabeln mittels Teilentladungsdiagnostik auf Basis induktiver Sensoren wie Hochfrequenz-Stromwandlern erfordert Sensorsysteme, die hochdynamisch und zugleich kosteneffizient sind. Bisherige Lösungen zur Peak-Detektion von Nanosekunden-Impulsen basieren jedoch auf teuren Präzisions-ICs, was die wirtschaftliche Skalierbarkeit im Verteilnetz stark einschränkt. Diese Arbeit präsentiert stattdessen modifizierte, diskrete Peak-Detektor-Topologien auf Basis von Standard-Operationsverstärkern. Die simulativ und messtechnisch validierten Schaltungen übertreffen teure Spezial-ICs in entscheidenden Parametern: Bei geringeren Materialkosten erzielen sie eine signifikant längere Haltedauer sowie eine deutlich niedrigere Detektionsschwelle für stark gedämpfte Signale. Damit schaffen sie die essenzielle Hardware-Basis, um transiente Impulse für kostengünstige Mikrocontroller zuverlässig erfassbar zu machen und großflächige Sensornetzwerke wirtschaftlich zu realisieren.

Keywords: analoge Peak-Detektion, Impulsamplitudenmessung, kosteneffektiv, Nanosekunden-Impuls, Teilentladung, Zustandsüberwachung

1. Einleitung und Motivation

Die fortschreitende Dezentralisierung der Stromerzeugung bedingt zunehmend bidirektionale Lastflüsse in elektrischen Verteilnetzen [1], [2]. Insbesondere die überalterten Mittelspannungskabel mit einer deutschlandweiten Gesamtlänge von rund 530.000 Kilometern [3] werden hierdurch unvorhergesehenen Belastungen ausgesetzt, was das Risiko für spontane Isolationsdurchschläge signifikant erhöht [4], [5]. Zur Gewährleistung der Versorgungssicherheit ist ein Paradigmenwechsel hin zu einer zustandsorientierten Instandhaltung unabdingbar. Die Erfassung von Teilentladungen (TE) hat sich dabei als zuverlässiger Frühindikator für beginnende Isolationsdefekte bewährt [6]. Einer flächendeckenden Skalierung dieses Verfahrens stehen derzeit jedoch die hohen Investitionskosten kommerzieller TE-Messsysteme entgegen, die einen wirtschaftlichen Einsatz an tausenden dezentralen Netzknoten verhindern. Diese Kosten resultieren maßgeblich aus der Natur der TE, bei denen es sich um sehr kurze Stromimpulse im Nanosekundenbereich handelt [6]. Um diese transienten Signale formgetreu zu erfassen, ist eine hohe Messbandbreite bis in den hohen Megahertz-

Bereich erforderlich. Zwar existieren entsprechend hochfrequente Analog-Digital-Wandler (ADCs), die diese Abstraten leisten können, jedoch führt deren Einsatz im kontinuierlichen Online-Betrieb zu immensen Datenmengen. Die Echtzeitverarbeitung, Zwischenspeicherung und Kommunikation dieser hochauflösenden Datenströme, übersteigt die Kapazitäten und Bandbreiten kostengünstiger Mikrocontroller.

Um eine wirtschaftliche Skalierung an tausenden Netzknoten zu ermöglichen, muss die anfallende Datenmenge bereits vor der Digitalisierung drastisch reduziert werden. Zur Umsetzung dieses Ziels können kosteneffiziente Peak-Detektor-Schaltungen (PDCs) als analoge Vorverarbeitungsstufe eingesetzt werden. Diese erfassen lediglich die Maximalamplitude der TE-Impulse und halten sie für die amplitudentreue Abtastung durch handelsübliche, langsamere Mikrocontroller-ADCs bereit. Ziel ist es, den Zielkonflikt aus hoher physikalischer Bandbreite, Messgenauigkeit und Kosteneffizienz aufzulösen, um so die Hardware-Basis für ein flächendeckendes Online-Monitoring zu schaffen.

2. Theoretischer Hintergrund und TE-Erfassung

Gemäß der internationalen Norm IEC 60270 sind TE lokale elektrische Entladungen, welche die Isolation zwischen Leitern nur teilweise überbrücken. Physikalisch handelt es sich dabei um elektrische Micro-Sparks in Isolationssystemen, die unter dem Einfluss hoher elektrischer Felder entstehen [7].

Solche TE-Aktivitäten sind häufig Symptome für herstellungsbedingte Mängel oder umweltbedingte Alterungsprozesse und können langfristig zur vollständigen Zerstörung der Isolation und damit zum Betriebsmittelausfall führen. Jede dieser TE resultiert physikalisch in einem Stromimpuls, der an den Anschlüssen des Prüfobjekts messbar ist [7].

In der messtechnischen Zustandsüberwachung werden diese Ereignisse als transiente Spannungsimpulse erfasst. Sie sind charakterisiert durch extrem kurze Impulsbreiten im Nanosekundenbereich sowie geringe Amplituden von meist unter 1 V. Diese Kombination aus nadelförmiger Signalform und minimaler Signalstärke macht die zuverlässige Detektion und exakte Amplitudenanalyse zu einer komplexen messtechnischen Herausforderung [8]. Die Auskopplung dieser Signale erfolgt dabei vorzugsweise induktiv mittels eines High-Frequency Current Transformers (HFCT), welcher den transienten TE-Stromimpuls in ein proportionales Spannungssignal übersetzt, das als Eingangsgröße für die PDC dient.

Die direkte Digitalisierung transientser TE-Impulse mittels High-Speed-ADCs erfordert kosten- und ressourcenintensive Abstraten im Gigasample-Bereich und scheidet für dezentrale Low-Cost-Monitoringsysteme aus. Preiswerte Standard-Mikrocontroller sind aufgrund ihrer limitierten Abstraten hingegen systembedingt oft nicht in der Lage, derart kurze Impulse im Nanosekundenbereich messtechnisch zu erfassen. Um diese hardwareseitigen Limitierungen der Abtastung zu umgehen, basieren etablierte Messmethoden nach IEC 60270 zumeist auf Quasi-Integrationsverfahren (Bandpassfilterung <1 MHz) [9]. Anstatt den schnellen Puls direkt aufzuzeichnen, wird hierbei durch Integration eine scheinbare Ladung ermittelt, welche anschließend mit einem Kalibrierungsfaktor multipliziert wird [7]. Da eine solche normgerechte Kalibrierung am installierten Kabelstrang jedoch in der Regel eine Anlagenabschaltung erfordert, findet dieses Verfahren vorwiegend in Offline-Messungen Anwendung. Zudem eliminiert die systembedingte Signalintegration die für eine

präzise Isolationsdiagnostik essenzielle Information über den tatsächlichen Spannungsspitzenwert des Ursprungsimpulses [8]. Um dennoch ein autarkes Online-Monitoring zu realisieren, verfolgt diese Arbeit daher einen grundlegend anderen Ansatz: Anstatt das Signal zu integrieren und zu kalibrieren, zielt die Schaltungsentwicklung auf die direkte Erfassung der reinen, hochfrequenten Spannungsimpulse ab [8].

Um diese extrem schnellen Pulse ohne die Generierung immenser Datenmengen zu erfassen, bietet sich die analoge Peak-Detektion (PD) als ressourcenschonende Lösung an. Das Grundprinzip solcher PDCs ist dabei sehr einfach: Eine elementare passive Grundschialtung aus Gleichrichterdiode und Speicherkondensator speichert das Spannungsmaximum theoretisch als Gleichspannung ab (vgl. Abbildung 1). Für TE-Pulse unter 1 V ist diese simple Topologie in der Praxis jedoch ungeeignet, da der Durchlassspannungsabfall der Diode sowie dynamische Rück- und stetige Leckströme größere Messfehler verursachen [8,10].

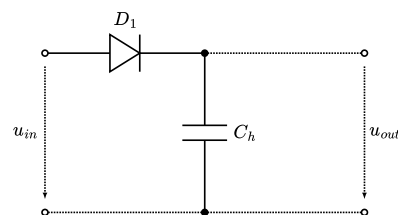


Abb. 1: passive Grundschialtung für PDCs

Aktive Adaptionen zur Kompensation dieser Fehler und deren spezifische Herausforderungen bei Nanosekunden-Impulsen werden von Fritsch et al. [8] detailliert betrachtet.

Gegenwärtige State-of-the-Art-Lösungen zur schnellen Spitzenwerterfassung weisen für ein kostensensibles Online-Monitoring erhebliche Nachteile auf:

- Vollständige Digitalisierung (Gigasample-ADCs & FPGAs): Scheidet für dezentrale Low-Cost-Sensoren aufgrund hoher Hardwarekosten, immensen Datenaufkommens und zu hoher Leistungsaufnahme aus [8].
- Integrierte CMOS-Schaltungen [11],[12],[13]: Bieten zwar höchste Präzision, erfordern jedoch enorme Entwicklungskosten und sind nicht als günstige Standardbauteile am Markt verfügbar [8].
- Spezialisierte SOTA-Bausteine (z. B. OPA615): Verarbeiten Nanosekunden-

Impulse zwar ohne Sättigungseffekte, treiben die Materialkosten pro Sensorknoten im Vergleich zu Standardbauteilen jedoch signifikant in die Höhe [8].

3. Entwicklung und Konfiguration der Peak-Detektor-Topologien

Um einen optimalen Kompromiss aus Kosten, Bandbreite und Messgenauigkeit zu erzielen, werden drei modifizierte, diskrete Topologien sowie eine kommerzielle Referenzschaltung zur TE-Spitzenwerterfassung evaluiert. Da analytische Berechnungen das nichtlineare Hochfrequenzverhalten bei Nanosekunden-Impulsen unzureichend abbilden [8], erfolgt die Dimensionierung iterativ mittels LTSpice-Simulationen. Diese dienen primär der exakten Bauteildimensionierung sowie der prinzipiellen Machbarkeitsprüfung der Schaltungen unter extremen dynamischen Anforderungen.

Modellierung und Simulation

Zur Nachbildung des Spektrums realer TE-Ereignisse in Mittelspannungsnetzen bilden drei synthetische Testimpulse die Basis der simulativen Evaluierung [14] (vgl. Abbildung 2):

- Standard-Impuls (160 mV, 60 ns): Typisches, gut messbares TE-Ereignis.
- Hochfrequenz-Impuls (180 mV, 10 ns): Prüft Bandbreiten- und Slew-Rate-Limitierungen bei extrem schnellen Transienten.
- Dispersions-Impuls (70 mV, 60 ns): Simuliert stark gedämpfte Signale nach längerer Kabellaufzeit.

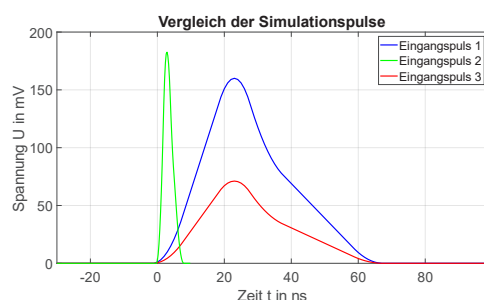


Abb. 2: Vergleich der drei synthetischen Eingangsimpulse für die simulative Untersuchung.

Ergänzende Simulationen unter Rausch- und Impulsfolgen-Bedingungen bestätigten diese Einzelanalysen qualitativ und werden aus Übersichtlichkeits- und Platzgründen nicht detailliert aufgeführt.

Bauteilselektion und spezifische Schaltungskonfiguration

Da in der Literatur empfohlene Schottky-Dioden (z. B. BAS40, BAT17) [8] den geforderten steilen Anstiegszeiten nicht genügten, wurde aufgrund besserer Dynamik und geringerer Vorwärtsspannungsverluste topologieübergreifend die Schottky-Barrierediode RB886CM implementiert. Als Speicherelement kam stets ein 22-pF-Kondensator zum Einsatz, der in Voruntersuchungen die besten Resultate lieferte. Da dieser das Systemverhalten maßgeblich beeinflusst, ist dessen detaillierte Optimierung in künftigen Untersuchungen angedacht (vgl. Ausblick). Die weitere Auslegung gestaltet sich wie folgt:

Schaltung 1: Weiterentwickelter Standard-Peak-Detektor

Diese Topologie ergänzt den klassischen aktiven Spitzenwertgleichrichter um eine zweite Diode im Feedback-Loop. Fällt die Eingangsspannung unter den Wert des Speicherkondensators, schließt diese Diode den Regelkreis. Dies verhindert ein Übersteuern des OPV in die negative Sättigung und minimiert die Einstellzeit. Ein Impedanzwandler entkoppelt abschließend den Speicherkondensator [8,15–17]. In der praktischen Ausführung wird als OPV der AD8047 eingesetzt (vgl. Abbildung 3).

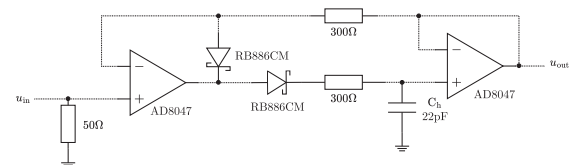


Abb. 3: Schaltplan des weiterentwickelten Standard-Peak-Detektors mit dem OPV AD8047.

Schaltung 2: Improved Active Diode Peak Detection

Zur Minimierung der Speicherkondensator-Entladung (Droop) durch Leckströme nutzt dieser Ansatz das „Ultra-Low Drift Peak Detector“-Prinzip [18]. Eine Bootstrap-Anordnung klemmt das Potenzial vor der Diode in der Haltephase auf das Ausgangsniveau. Die minimierte Sperrspannung reduziert Leckströme drastisch, was lange Haltezeiten erlaubt, jedoch potenziell die Bandbreite limitiert [19]. Die umgesetzte Schaltung nutzt den OPV LMH6642Q. Gegenüber der Literaturvorlage [18,19] wurde ein Feedback-Widerstand entfernt, sodass die Struktur Schaltung 1 ähnelt, jedoch mit serieller Diodenanordnung (vgl. Abbildung 4).

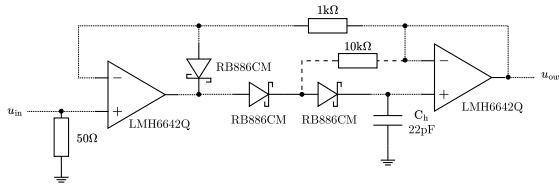


Abb. 4: Schaltplan der Improved Active Diode Peak Detection Topologie unter Verwendung des LMH6642Q.

Schaltung 3: Zweistufige Peak-Erfassung

Im Gegensatz zu den geschlossenen Regelkreisen der vorherigen Topologien trennt dieser Ansatz die Signalverstärkung von der eigentlichen Gleichrichtung. Die Schaltung gliedert sich funktional in einen linearen Vorverstärker, eine nachgeschaltete passive Gleichrichterstufe und einen abschließenden Impedanzwandler. Durch die lineare Vorverstärkung des schwachen TE-Signals auf ein höheres Spannungsniveau wird der relative Messfehler, der durch den nichtlinearen Durchlassspannungsabfall der passiven Diode entsteht, deutlich verringert. Der zentrale Systemvorteil dieser Entkopplung liegt in der hohen Stabilität: Die erste OPV-Stufe arbeitet als reiner Linearverstärker ohne limitierende nichtlineare Schaltelemente im Feedback-Loop. Für die Vorverstärkung sowie die Ausgangsverstärkung wird der OPV LMH6642Q verwendet und entsprechend den Datenblattspezifikationen beschaltet. Durch die Widerstände wird eine sechsfache Vorverstärkung und eine zweifache Ausgangsverstärkung erreicht. Die Schaltung könnte somit bei einer idealen Diode ohne Spannungsabfall eine Verstärkung von zwölf erreichen (vgl. Abbildung 5).

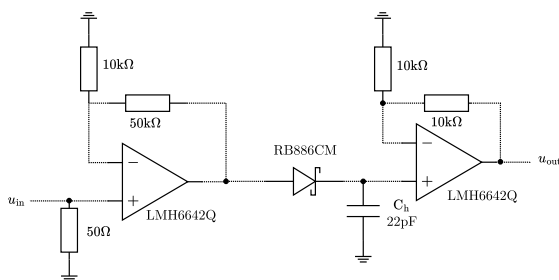


Abb. 5: Schaltplan der zweistufigen Peak-Erfassung mit linearer Vorverstärkung durch den OPV LMH6642Q.

Schaltung 4: Transkonduktanz-basierter Detektor

Als Benchmark für den Stand der Technik dient ein Sampling Operational Transconductance

Amplifier (SOTA). Hier lädt ein Transkonduktanzverstärker den Kondensator stromgesteuert (proportional zur Eingangsspannungsdifferenz). Diese Bausteine sind für Nanosekunden-Impulse optimiert und bieten extrem kurze Reaktionszeiten [8,10,14]. Als Referenz dient der SOTA OPA615, der gemäß Datenblatt die RB886CM-Diode treibt (vgl. Abbildung 6). Da seine hohen Kosten dem Ziel flächendeckender Sensorik widersprechen, dient er als Maßstab, um die Messgenauigkeit der kostengünstigen diskreten Alternativen (Schaltungen 1–3) vergleichend zu evaluieren.

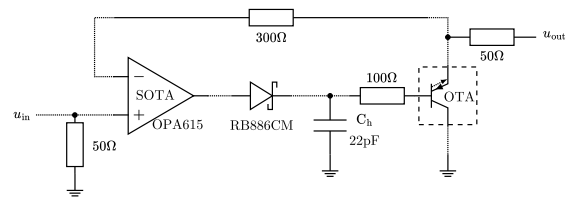


Abb. 6: Schaltplan des Transkonduktanz-basierten Detektors (Referenz) auf Basis des OPA615.

4. Messaufbau und -durchführung

Um die Leistungsfähigkeit und Sensitivität der verschiedenen Spitzenwerterfassungsschaltungen unter reproduzierbaren Bedingungen zu evaluieren, wurde der in Abbildung 7 dargestellte Messaufbau genutzt. Dieser setzt sich grundlegend aus folgenden vier Kernkomponenten zusammen:

(1) Funktions- und Pulsgenerator (RIGOL DG1022Z): Dieses Gerät dient als Signalquelle zur synthetischen Erzeugung der Eingangssignale. Um reale physikalische Bedingungen nachzubilden werden sehr kurze Nanosekunden-Impulse mit variierbaren, geringen Amplituden (< 1 V) generiert.

(2) Labornetzgerät (Aim-TTi CPX200D): Die duale Spannungsquelle stellt die symmetrische Gleichspannungsversorgung für die aktiven Bauelemente, insbesondere die Operationsverstärker, der jeweiligen Messschaltungen bereit.

(3) Evaluierungs-Platine: Hierbei handelt es sich um die eigentliche, zu untersuchende Schaltungstopologie. Die kompakten Platinen fungieren als austauschbare Module im Signalpfad, um einen direkten und unverfälschten Vergleich der verschiedenen Hardware-Designs zu ermöglichen.

(4) Digitales Oszilloskop (Rohde & Schwarz RTB2004): Das Oszilloskop dient der hochauflösenden parallelen Aufzeichnung und Auswertung der Signale. Es erfasst visuell und

messtechnisch simultan den vom Generator eingespeisten Ursprungsimpuls sowie die von der Testschaltung generierte und gehaltene Ausgangsspannung.

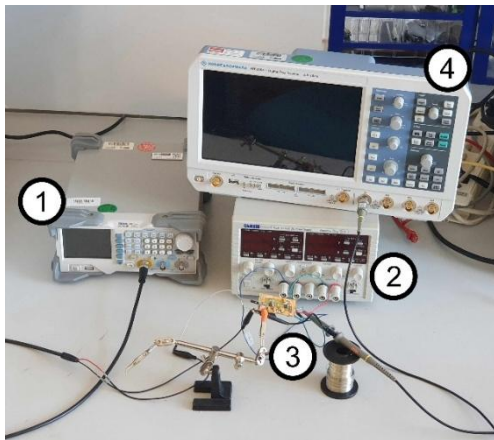


Abb. 7: Instrumentierter Messaufbau zur Evaluierung der PDCs. Ein Pulsgenerator (1) synthetisiert sehr kurze Testimpulse variabler Amplitude und Impulsdauer, welche in die gleichspannungsversorgte (2) Testplatine (3) eingespeist und anschließend mittels Oszilloskop (4) getriggert erfasst werden.

Während der praktischen Evaluierung speist der Pulsgenerator (1) die definierten transienten Stromimpulse direkt in die jeweilige, vom Netzgerät (2) versorgte Testplatine (3) ein. Das Oszilloskop (4) triggert auf die steigende Flanke des Eingangsimpulses und zeichnet das dynamische Verhalten der Schaltung auf. Durch eine Variation der eingespeisten Impulse, wird das Halteverhalten systematisch analysiert. Dabei wird über den Pulsgenerator (1) die Amplitude und Länge der Testimpulse entsprechend angepasst.

5. Messergebnisse und Validierung

Zur Evaluierung der entwickelten Low-Cost-Topologien (Schaltung 1–3) gegenüber der industriellen Referenz (Schaltung 4) wurden die Prototypen mit spezifischen Testimpulsen untersucht, die an reale TE-Ereignisse angelehnt sind [14]. Methodisch basieren diese auf den Signalen der vorangegangenen simulativen Untersuchung, wurden jedoch an die experimentellen Rahmenbedingungen (u. A. Limitationen der Signalgenerierung) adaptiert. Bewertet wurden anschließend die Signaltreue, Haltezeit, Detektionsschwellen und Kosteneffizienz.

Vor der quantitativen Auswertung ist das Ruhespannungsverhalten der Topologien zu berücksichtigen. Einige Schaltungen,

insbesondere Schaltung 2 und in geringerem Maße Schaltung 1, weisen im Ruhezustand einen statischen DC-Offset auf. Da dieser Offset konstant ist und durch einen DC-Filter oder im Rahmen der digitalen Nachverarbeitung durch den ADC softwareseitig trivial entfernt werden kann, wurden die Signale in der grafischen Evaluation um diesen Wert bereinigt und auf eine gemeinsame 0-V-Basislinie normiert. Ob die Ursache dieses Offsets in der Schaltungstopologie selbst, dem Messaufbau oder Effekten der Spannungsversorgung begründet liegt, wurde aufgrund der vernachlässigbaren systemischen Auswirkungen nicht abschließend analysiert.

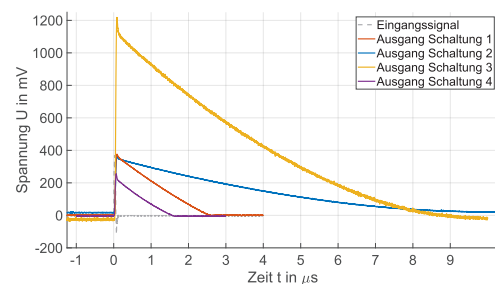


Abb. 8: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 1 (250 mV, 50 ns) (Gesamt)

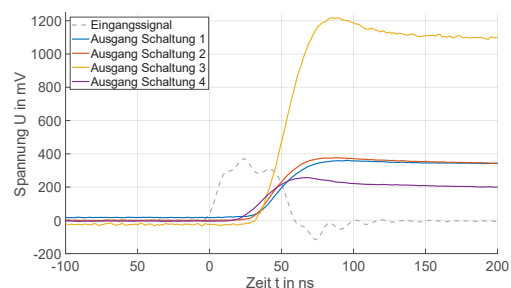


Abb. 9: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 1 (250 mV, 50 ns) (Zoom)

Bei dem Eingangsimpuls 1 (vgl. Abbildung 9) folgen Schaltung 1 und 2 dem Signal hochpräzise. Die Referenzschaltung 4 schafft es nicht die Spannung des Eingangsimpulses nachzubilden, der Ausgangsspannungsspeak entspricht rund 80 % des Eingangsspannungsspeaks. Aufgrund der Topologie hebt Schaltung 3 das Signal durch die Verstärkung auf 1200 mV an. Dies begrenzt theoretisch den Eingangsimpuls in seiner Maximalspannung, da die Eingangsspannung des nachgeschalteten ADC begrenzt ist. Die Verstärkung wurde so gewählt, dass

realistische Impulse maximaler Amplitude detektiert werden können.

In der Haltephase überzeugen Schaltung 2 und 3 mit einer Signaldehnung von 8 μs , wobei Schaltung 2 eine minimale Droop-Rate von nur 43 mV/ μs aufweist. Im Gegensatz dazu entlädt sich Schaltung 4 mit 147 mV/ μs rapide und hält den Peak nur 1,5 μs . Schaltung 1 liegt mit 2,5 μs (144 mV/ μs) im Mittelfeld (vgl. Abbildung 8).

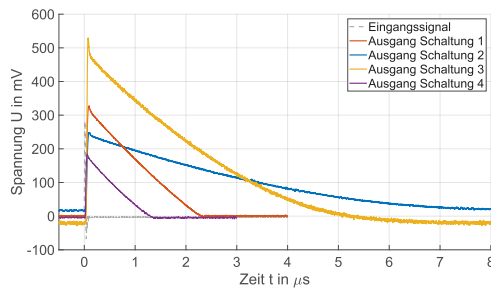


Abb. 10: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 2 (250 mV, 16 ns) (Gesamt)

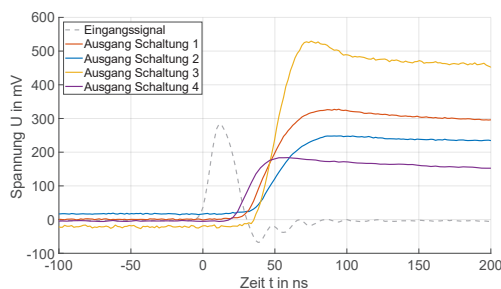


Abb. 11: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 2 (250 mV, 16 ns) (Zoom)

Bei einer reduzierten Impulsbreite von 16 ns (Eingangspuls 2) unterliegen die Schaltungen 1, 2 und 4 noch keiner signifikanten Bandbreitenbegrenzung (vgl. Abbildung 11). Ihr transientes Antwortverhalten entspricht qualitativ dem des Standardimpulses 1. Die Haltedauern verkürzen sich lediglich marginal (um 6–13 %) auf 2,3 μs (Schaltung 1), 7,5 μs (Schaltung 2) und 1,3 μs (Schaltung 4).

Eine merkliche Slew-Rate-Limitierung zeigt ausschließlich die lineare Vorverstärkerstufe von Schaltung 3: Die erfasste Ausgangsamplitude sinkt im Vergleich zum Standardimpuls deutlich von 1200 mV auf 550 mV ab, analog reduziert sich die Haltedauer von 8,0 μs auf 5,0 μs . Der verringerte Spannungspegel ist für die Haltephase dennoch weiterhin ausreichend (vgl. Abbildung 10).

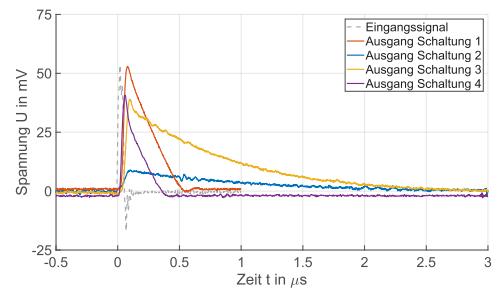


Abb. 12: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 3 (50 mV, 50 ns) (Gesamt) (verschoben)

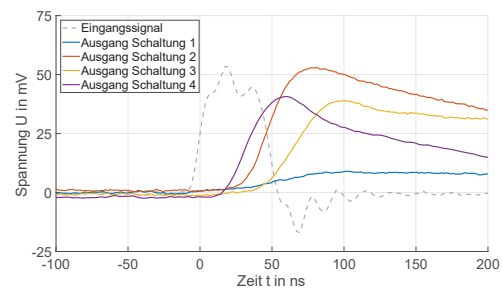


Abb. 13: Ausgangssignale der Platinen mit Eingangsimpuls 3 (50 mV, 50 ns) (Zoom) (verschoben)

Die Untersuchung mit einem stark gedämpften Signal mit geringer Amplitude (Eingangsimpuls 3) offenbart deutliche Limitationen bei allen Topologien. Schaltung 2 ist hier nicht in der Lage, das Signal adäquat zu erfassen und liefert einen Ausgangspeak von ca. 10 mV. Schaltung 1, 3 und die Referenzschaltung 4 können den Peak des Eingangssignals hingegen noch nachbilden. Aufgrund des Spannungsabfalls über der Diode erreicht Schaltung 3 trotz aktiver Verstärkung lediglich eine maximale Ausgangsspannung, die annähernd der Amplitude des Eingangssignals, also eine Verstärkung von rund eins entspricht (vgl. Abbildung 13).

Hinsichtlich der Haltephase zeigt sich ein anderes Bild: Schaltung 2 und 3 schneiden hier mit Haltedauern von 2,0 bis 2,5 μs am besten ab. Während Schaltung 2 den extrem kleinen Peak durch eine weiterhin exzellente Droop-Rate stabil hält, bietet Schaltung 3 in diesem Szenario den besten systemischen Kompromiss aus einer verwertbaren Peak-Spannung und solider Signalhaltezeit. Trotz einer guten initialen Signalerfassung erweisen sich die Schaltungen 1 und 4 in dieser Testreihe als am wenigsten geeignet. Aufgrund hoher Droop-Raten liegen ihre Haltezeiten unter 0,5 μs (vgl. Abbildung 12).

Da die vorangegangenen Versuchsreihen zeigten, dass die evaluierten Topologien bei

geringen Signalamplituden stärker limitiert sind als bei hohen Frequenzanteilen, wurde abschließend die untere Nachweisgrenze untersucht. Als Testsignal diente dabei ein Referenzimpuls mit einer Breite von 100 ns. Das maßgebliche Kriterium ist die minimal erforderliche Eingangsamplitude, bei der die Schaltung das Ausgangssignal für mindestens 1 μ s stabil hält. Diese Haltedauer wurde gewählt, da sie bei der exemplarisch anvisierten Abtastrate eines kostengünstigen Mikrocontroller-ADCs gemäß dem Abtasttheorem eine ausreichende Anzahl an Stützstellen generiert, um den Peak zuverlässig digital erfassen und auswerten zu können.

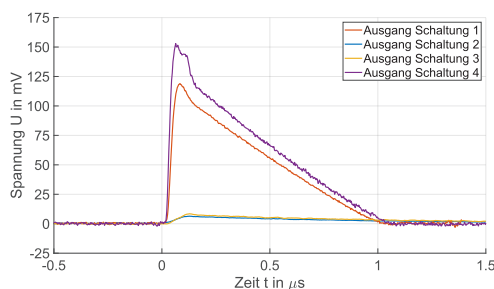


Abb. 14: Ausgangssignale der Platinen mit unterer Grenzspannung (Gesamt) (verschoben)

Die Ergebnisse (vgl. Abbildung 14) bestätigen die Tendenz der Messung der Signale mit kleinen Amplituden deutlich. Die niedrigsten Schwellen zur Detektion weisen Schaltung 3 (10 mV) und Schaltung 2 (25 mV) auf, die in dieser Untersuchung die geringsten Nachweisgrenzen erzielen. Schaltung 1 ordnet sich mit einer Grenzspannung von 90 mV im mittleren Bereich ein. Auffällig ist die Limitierung der Referenzschaltung 4: Mit einer erforderlichen Mindestamplitude des Eingangssignals von 150 mV erweist sie sich für die Erfassung stark gedämpfter Signale als weniger geeignet. Hinsichtlich dieses Parameters wird die Referenz von sämtlichen diskreten Low-Cost-Alternativen deutlich übertroffen.

Abschließender Vergleich

Die primäre Zielsetzung dieser Untersuchung ist die Identifikation eines optimalen Kompromisses aus messtechnischer Performance und ökonomischer Skalierbarkeit für den flächendeckenden Einsatz in Verteilnetzen. Tabelle 1 konsolidiert hierfür die wesentlichen technischen Leistungsparameter aus den vorangegangenen Versuchsreihen und stellt diese den Materialkosten gegenüber (Operationsverstärker und Dioden, bezogen auf prognostizierter Abnahmemengen).

Tabelle 1: Gegenüberstellung der messtechnischen Leistungsparameter und Materialkosten der untersuchten Schaltungstopologien.

Schaltung	Haltedauer (Standard)	Droop-Rate (Standard)	Min. Grenzspannung	Gesamtpreis OPV und Dioden
1	2,5 μ s	144 mV/ μ s	90 mV	9,00 €
2	8,0 μ s	43 mV/ μ s	25 mV	6,50 €
3	5,0 μ s	150 mV/ μ s	10 mV	5,50 €
4	1,5 μ s	147 mV/ μ s	150 mV	11,50 €

Die Gegenüberstellung der untersuchten Topologien zeigt deutliche wirtschaftliche und technische Unterschiede. Die kommerzielle Referenzschaltung 4 stellt mit 11,50 € die kostenintensivste Lösung dar. Aufgrund der höheren Schwelle für die Detektion (150 mV) und der kürzesten Haltedauer (1,5 μ s) erweist sie sich zudem als nachteilig für die Verarbeitung stark gedämpfter Signale durch langsame ADCs. Demgegenüber bieten die diskreten Topologien messbare Vorteile: Schaltung 3 positioniert sich mit 5,50 € als kosteneffizienteste und gleichzeitig Lösung mit der geringsten Schwelle zur Detektion (10 mV), weist jedoch eine stark vom Eingangssignal abhängige Verstärkung auf. Die ausgewogensten Eigenschaften zeigt Schaltung 1: Bei Materialkosten von 9,00 € liefert sie eine mittlere Haltedauer, moderate Schwelle für die Detektion, sowie eine gute Impulsabbildung.

6. Fazit und Ausblick

In dieser Arbeit wurden modifizierte, diskrete PD-Topologien konzipiert und evaluiert, die den Zielkonflikt aus Messgeschwindigkeit und Kosteneffizienz für ein autarkes TE-Monitoring lösen sollen. Die optimierten Standard-OPV-Schaltungen übertreffen teure Spezial-ICs bei kleinen Signalamplituden sowie hinsichtlich der Haltedauer und bilden eine wirtschaftliche Hardware-Basis für großflächige Sensornetzwerke. Zudem birgt die Anpassung des Haltekapazitors weiteres Optimierungspotenzial, um auch aufgrund zu geringer Haltedauer als unzureichend eingestufte Topologien, anwendungsspezifisch zu verbessern.

In der Praxis koppeln induktive HFCT-Sensoren die TE-Signale als Eingangsgröße für die PDCs aus. Für die Anwendbarkeit auf reale Setups ist jedoch kritisch zu reflektieren, dass die Nutzsignale stark durch die überlagerte 50-Hz-

Betriebsspannung sowie Rauschen und Störgrößen maskiert werden können. Die weitere Validierung dieser Erfassungskette erfolgt daher zweistufig: Auf Labortests mit HFCT und Pulskalibrator folgt die praxisnahe Evaluierung an Kabelprüfaufbauten unter echten Stör- und Dispersionsbedingungen. Parallel zur Hardware-Validierung und dem PCB-Design werden die ADC-Abtastung sowie Algorithmen zur Signalmustererkennung auf einem Mikrocontroller implementiert.

Literaturnachweis

- [1] BDEW German Association of Energy and Water Industries, Zukünftige Rolle des Verteilnetzbetreibers in der Energiewende.
- [2] Agora Verkehrswende, Agora Energiewende, Regulatory Assistance Project, Verteilnetzausbau für die Energiewende – Elektromobilität im Fokus.
- [3] B. Bundesnetzagentur, Monitoringbericht 2025, <https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Fachthemen/ElektrizitaetundGas/Monitoringberichte/start.html>.
- [4] C. Mayoux, Degradation of insulating materials under electrical stress, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 7, 590–601 (2000); doi: 10.1109/TDEI.2000.879355.
- [5] G. C. Montanari, L. Simoni, Aging phenomenology and modeling, *IEEE Transactions on Electrical Insulation* 28, 755–776 (1993); doi: 10.1109/14.237740.
- [6] S. Boggs, J. Densley, Fundamentals of partial discharge in the context of field cable testing, *IEEE Electrical Insulation Magazine* 16, 13–18 (2000); doi: 10.1109/57.871416.
- [7] G. C. Stone, A. Cavallini, G. Behrmann, C. Serafino, *Practical partial discharge measurement on electrical equipment*. IEEE Press; Wiley, Piscataway, NJ, Hoboken, New Jersey; 2023.
- [8] M. Fritsch, C. Andres, M. Wolter, Review on peak detect and hold circuits and their applicability in partial discharge detection, *at - Automatisierungstechnik* 72, 1041–1051 (2024); doi: 10.1515/auto-2024-0101.
- [9] IEC International Electrotechnical Commission Std., IEC 60270:2000: High-voltage Test Techniques - Partial Discharge Measurements (2000).
- [10] J. Shu, Y. Du, H. Zhao, K. Liu, J. Qiu, Modeling, Prediction, and Results Correction of PDSH Circuits for Nanosecond Pulse Peak Detection, *Applied Sciences* 13, 12597 (2023); doi: 10.3390/app132312597.
- [11] G. de Geronimo, P. O'Connor, A. Kandasamy, Analog CMOS peak detect and hold circuits. Part 1. Analysis of the classical configuration, *Nuclear Instruments & Methods in Physics Research Section A-accelerators Spectrometers Detectors and Associated Equipment* (2002); doi: 10.1016/S0168-9002(01)02059-9.
- [12] M. Kruiskamp, D. Leenaerts, A CMOS peak detect sample and hold circuit (1994); doi: 10.1109/23.281513.
- [13] H. Zheng, R. Ma, X. Wang, M. Liu, Z. Zhu, A CMOS Peak Detect and Hold Circuit With Auto-Adjust Charging Current for NS-Scale Pulse ToF Lidar Application, *IEEE Transactions on Circuits and Systems Part 1: Regular Papers* (2020); doi: 10.1109/TCSI.2020.3001168.
- [14] M. Fritsch, *Measurement of Partial Discharges on Power Cables*. Otto-von-Guericke University Magdeburg; 2024.
- [15] P. Horowitz, W. Hill, *The art of electronics*. Cambridge University Press, Cambridge, New York; 2024.
- [16] U. Tietze, C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg; 1985.
- [17] L. Vetrivel, B. M. Sivaram, Computer-controlled high-speed peak detector for use with pulsed lasers, *Review of Scientific Instruments* 66, 2394–2399 (1995); doi: 10.1063/1.1145636.
- [18] National Semiconductor (TI), Datasheet LF13741: Monolithic JFET Input Operational Amplifier, <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/115354/NSC/LF13741/654/11/LF13741.html>. Accessed February 15, 2026.
- [19] R. Elliott, Peak Detection Circuits, <https://sound-au.com/appnotes/an014.htm>. Accessed February 15, 2026.