

Stoßspannungs- und Stoßstrommesstechnik

Grundlagen - Messgeräte - Messverfahren

Bearbeitet von
Klaus Schon

1st Edition. 2010. Buch. IX, 285 S. Hardcover

ISBN 978 3 642 13116 5

Format (B x L): 15,5 x 23,5 cm

Gewicht: 608 g

[Weitere Fachgebiete > Technik > Energietechnik, Elektrotechnik](#)

schnell und portofrei erhältlich bei


DIE FACHBUCHHANDLUNG

Die Online-Fachbuchhandlung beck-shop.de ist spezialisiert auf Fachbücher, insbesondere Recht, Steuern und Wirtschaft. Im Sortiment finden Sie alle Medien (Bücher, Zeitschriften, CDs, eBooks, etc.) aller Verlage. Ergänzt wird das Programm durch Services wie Neuerscheinungsdienst oder Zusammenstellungen von Büchern zu Sonderpreisen. Der Shop führt mehr als 8 Millionen Produkte.

1 Kennzeichnung und Erzeugung von Stoßspannungen und Stoßströmen

Bei der Übertragung und Verteilung elektrischer Energie werden Betriebsmittel wie Leistungstransformatoren, Schaltanlagen, Überspannungsableiter, Isolatoren, Energiekabel, Messwandler usw. eingesetzt, die hohen transienten Spannungen und Strömen infolge innerer und äußerer Überspannungen ausgesetzt sind. Sie werden daher vor ihrem Einsatz mit genormten Stoßspannungen oder Stoßströmen auf ihre Zuverlässigkeit geprüft. Je nach Betriebsmittel und dem vorgesehenen Einsatz unterscheidet man zwischen verschiedenen Zeitverläufen der Prüfspannungen und Prüfströme. Die Zeitverläufe sind durch mehrere Parameter mit Toleranzen bei der Erzeugung und Unsicherheiten bei der Messung definiert. Für die Datenauswertung der in der Regel mit Digitalrecordern gemessenen Zeitverläufe kommen teilweise genormte Auswerteverfahren zum Einsatz. Damit werden die in einer umfangreichen Untersuchung experimentell gewonnenen Erkenntnisse hinsichtlich der Bewertung von Scheitelschwingungen, die einer Blitzstoßspannung überlagert sind, in Abhängigkeit von der Schwingungsfrequenz berücksichtigt. Im zweiten Teil des Kapitels werden verschiedene Generatorschaltungen zur Erzeugung von Stoßspannungen und Stoßströmen grundsätzlich beschrieben.

1.1 Parameter von Stoßspannungen

Stoßspannung ist der Oberbegriff für hohe impulsförmige Prüfspannungen, mit denen die Betriebsmittel der Energieversorgung geprüft werden. Neben *Schalt- und Blitzstoßspannungen* mit aperiodischem Zeitverlauf sind auch *schwingende Schalt- und Blitzstoßspannungen* genormt, die bei *Vor-Ort-Prüfungen* mit transportablen Generatoren erzeugt werden. Blitzstoßspannungen sind weiterhin in *volle* und *abgeschnittene Blitzstoßspannungen* unterteilt, wobei die Abschneidung nach unterschiedlich langer Zeit erfolgen kann. Stoßspannungen mit annähernd linearem Spannungsanstieg werden als *Keilstoßspannungen* und solche mit sehr steiler Front als *Steilstoßspannungen* bezeichnet. Die analytische Darstellung von Stoßspannungen erfolgt in Kap. 2.1, die Berechnung des Spektrums in Kap. 2.2.

Die Definitionen für die Impulsparameter von Stoßspannungen unterscheiden sich teilweise von denen, die in der Impulstechnik bei Niederspannung gebräuchlich sind. Dadurch will man den besonderen Bedingungen bei der Erzeugung und Messung von Stoßspannungen Rechnung tragen. Die Festlegung dieser Parameter ist bei theoretischen Untersuchungen mit mathematisch vorgegebenen Funktionen, u. a. bei der Berechnung des Übertragungsverhaltens von Messsystemen mit Hilfe der Faltung, zu berücksichtigen (s. Kap. 3).

1.1.1 Blitzstoßspannung

Mit Blitzstoßspannungen wird die Spannungsfestigkeit von Betriebsmitteln gegenüber äußeren Überspannungen, die infolge Blitzeinwirkung im Versorgungsnetz auftreten können, geprüft. Hierbei unterscheidet man zwischen *vollen* und *abgeschnittenen Blitzstoßspannungen* [1.7, 1.8]. Eine genormte *volle Blitzstoßspannung* steigt innerhalb weniger Mikrosekunden auf ihren Scheitelwert $\hat{u}$ an und fällt anschließend wesentlich langsamer wieder auf null zurück (Abb. 1.1a). Der ansteigende Teil der Stoßspannung wird als *Stirn*, das Maximum als *Scheitel* und der abfallende Teil als *Rücken* bezeichnet. Der Zeitverlauf lässt sich durch Überlagerung zweier Exponentialfunktionen mit unterschiedlichen Zeitkonstanten näherungsweise darstellen (s. Kap. 2.1).

Die *Abschneidung* einer Blitzstoßspannung erfolgt im Prüffeld mit einer *Abschneidefunkenstrecke*, wobei zwischen der *Abschneidung im Rücken* (Abb. 1.1b), *im Scheitel* und *in der Stirn* (Abb. 1.1c) unterschieden wird. Die *genormte abgeschnittene Blitzstoßspannung* weist eine *Abschneidezeit* zwischen 2 μs (Abschneidung im Scheitel) und 5 μs (Abschneidung im Rücken) auf (Abb. 1.1b). Der Spannungsabfall im Rücken soll deutlich schneller als der Spannungsanstieg in der Stirn erfolgen. Der Prüfling wird durch den schnellen Spannungszusammenbruch einer besonders starken Beanspruchung ausgesetzt. Besondere Anforderungen an die Kurvenform abgeschnittener Stoßspannungen können für einzelne Betriebsmittel gesondert festgelegt werden.

In der *Stirn abgeschnittene Blitzstoßspannungen* weisen Abschneidezeiten zwischen 2 μs bis hinunter zu 0,5 μs auf. Bei kurzer Abschneidezeit ist der Zeitverlauf in der Stirn zwischen 0,3 $\hat{u}$ und dem Abschneidezeitpunkt annähernd linear. Liegen die zeitlichen Abweichungen vom linearen Verlauf innerhalb von $\pm 5\%$ der Stirnzeit, spricht man von einer *Keilstoßspannung* mit der *virtuellen Steilheit*:

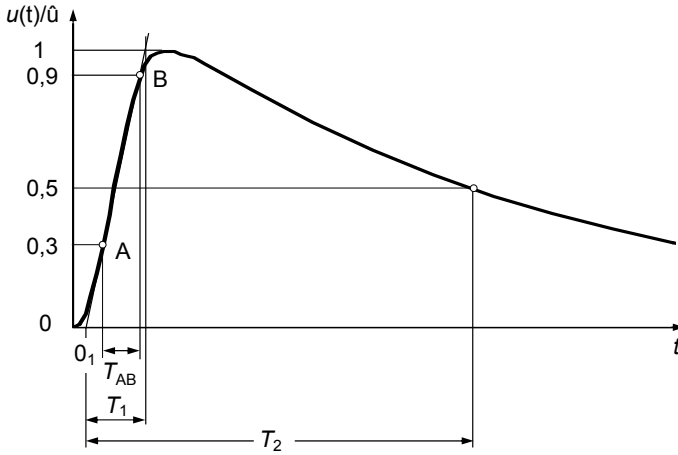
$$S = \frac{\hat{u}}{T_c} \quad (1.1)$$

Die verschiedenen Blitzstoßspannungen werden in den Prüfvorschriften durch folgende Zeitparameter gekennzeichnet:

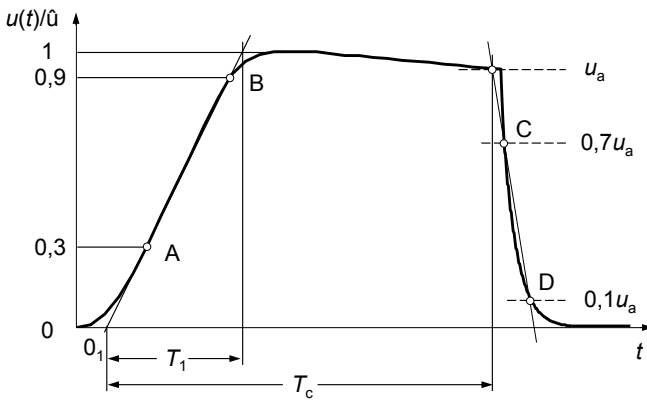
- *Stirnzeit* T_1 und *Rückenhalfwertzeit* T_2 für volle Blitzstoßspannungen,
- *Stirnzeit* T_1 und *Abschneidezeit* T_c für genormte abgeschnittene Stoßspannungen ($2 \mu\text{s} \leq T_c \leq 5 \mu\text{s}$),
- *Abschneidezeit* T_c für in der Stirn abgeschnittene Stoßspannungen ($T_c < 2 \mu\text{s}$),
- *Stirnzeit* T_1 und *virtuelle Steilheit* S für Keilstoßspannungen.

Anfangspunkt bei der Bestimmung der Zeitparameter ist der *virtuelle Nullpunkt* O_1 . Er ist festgelegt als der Zeitpunkt, der dem Punkt A der Stoßspannung bei 0,3 $\hat{u}$ um die Zeit 0,3 T_1 vorangeht (Abb. 1.1a, b, c). Grafisch erhält man O_1 als Schnittpunkt der Stirngeraden durch die Punkte A und B mit der Nulllinie. Die Definition des virtuellen Nullpunktes O_1 ist erforderlich, da der Nullpunkt O der aufgezeichneten Zeitverläufe wegen überlagerter Störspannungen und begrenzter Bandbreite des Messsystems häufig nicht erkennbar ist.

a)



b)



c)

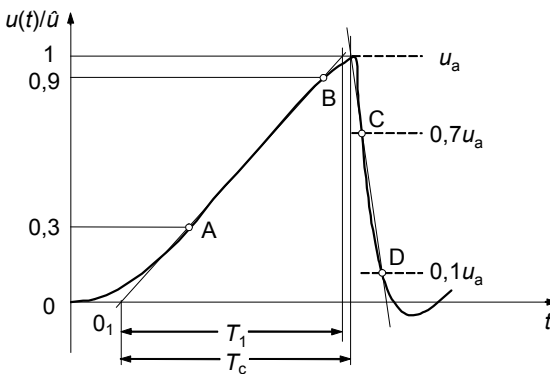


Abb. 1.1. Beispiele für Blitzstoßspannungen mit aperiodischem Zeitverlauf nach [1.7]

a) volle Blitzstoßspannung

b) im Rücken abgeschnittene Blitzstoßspannung

c) in der Stirn abgeschnittene Blitzstoßspannung bzw. Keilstoßspannung

Die *Stirnzeit* T_1 ist die Zeit zwischen dem virtuellen Nullpunkt O_1 und dem Schnittpunkt der Stirngeraden durch A und B mit der Scheitellinie (Abb. 1.1):

$$T_1 = \frac{1}{0,6} T_{AB}, \quad (1.2)$$

wobei T_{AB} das Zeitintervall zwischen den Punkten A bei $0,3\hat{u}$ und B bei $0,9\hat{u}$ in der Stirn der Stoßspannung ist. Für Blitzstoßspannungen ist $T_1 < 20 \mu\text{s}$ definiert, anderenfalls liegt eine *Schaltstoßspannung* vor (s. Kap. 1.1.2).

Die *Rückenhalbwertzeit* T_2 ist die Zeit zwischen dem virtuellen Nullpunkt O_1 und dem Punkt bei $0,5\hat{u}$ im Rücken einer vollen Blitzstoßspannung (Abb. 1.1a).

Die *Abschneidezeit* T_c ist die Zeit zwischen dem virtuellen Nullpunkt O_1 und dem virtuellen Abschneidezeitpunkt, der sich als Schnittpunkt der Geraden durch die Punkte C bei $0,7u_a$ und D bei $0,1u_a$ mit der Horizontalen in Höhe von u_a ergibt. Für eine im Rücken oder im Scheitel abgeschnittene Stoßspannung ist u_a durch den Schnittpunkt der Geraden durch C und D mit der Stoßspannung festgelegt (Abb. 1.1b). Bei einer in der Stirn abgeschnittene Stoßspannung ist u_a gleich dem Scheitelwert $\hat{u}$ (Abb. 1.1c). Die Festlegung auf den virtuellen Abschneidezeitpunkt berücksichtigt, dass der Beginn der Abschneidung nicht immer eindeutig aus dem aufgezeichneten Zeitverlauf ersichtlich ist. Ursache hierfür sind die endliche Dauer der Abschneidung und eine begrenzte Bandbreite des Messsystems, die zu einem abgerundeten Verlauf der aufgezeichneten Stoßspannung im Abschneidebereich führen [1.9]. Weiterhin können sich elektromagnetisch eingekoppelte Störungen, die beim Zünden der Abschneidefunkenstrecke entstehen, im Bereich des Scheitels überlagern. Die Zeitdauer des Spannungszusammenbruchs ist als $T_{CD}/0,6$ definiert, wobei T_{CD} die Zeit zwischen den Punkten C und D ist.

Zur Kennzeichnung einer vollen Stoßspannung werden die Zahlenwerte für die Stirn- und Rückenhalbwertzeit in Mikrosekunden als Kurzzeichen angefügt. Die genormte volle Blitzstoßspannung 1,2/50 hat dementsprechend eine Stirnzeit $T_1 = 1,2 \mu\text{s}$ und eine Rückenhalbwertzeit $T_2 = 50 \mu\text{s}$.

Die Impulsparameter sind in Abb. 1 für glatte Kurvenverläufe angegeben, bei denen der Scheitelwert $\hat{u}$ gleich dem *Wert der Prüfspannung* ist. In der Prüfpraxis kann jedoch der Stoßspannung im Scheitel eine Schwingung überlagert sein, die je nach deren Frequenz das geprüfte Betriebsmittel unterschiedlich stark beansprucht. Die Impulsparameter beziehen sich daher definitionsgemäß auf eine fiktive *Prüfspannungskurve*, die mit einem besonderen Auswerteverfahren aus den aufgezeichneten Daten der Blitzstoßspannung berechnet wird (s. Kap. 1.1.1.2). Mit der entsprechenden Software ist somit ein einheitliches Vorgehen bei der Auswertung von Stoßspannungen mit und ohne Scheitelschwingung beliebiger Frequenz möglich. Als *äquivalente glatte Blitzstoßspannung* wird eine Stoßspannung ohne Scheitelschwingung bezeichnet, deren Prüfspannungswert und Zeitparameter gleich den entsprechenden Werten der berechneten Prüfspannungskurve einer Stoßspannung mit Scheitelschwingung ist. Eine in der Stirn abgeschnittene Stoßspannung ist grundsätzlich als Prüfspannungskurve definiert.

1.1.1.1 Toleranzen und Messunsicherheiten

Bei der Erzeugung von Blitzstoßspannungen sind Abweichungen von den in den Prüfnormen für die Betriebsmittel festgelegten Werten der Impulsparameter zulässig. Die *Toleranzen* für Blitzstoßspannungen betragen [1.7]:

- $\pm 3 \%$ für den Wert der Prüfspannung,
- $\pm 30 \%$ für die Stirnzeit T_1 und
- $\pm 20 \%$ für die Rückenhalbwertzeit T_2 .

Der Grund für die großen Toleranzen der Zeitparameter liegt in der unterschiedlich starken Rückwirkung der Prüflinge auf die Generatorschaltung, wodurch die Kurvenform und damit die Parameter der erzeugten Blitzstoßspannung mehr oder weniger stark beeinflusst werden. Die Elemente des Stoßspannungsgenerators, mit denen die Kurvenform eingestellt wird, brauchen daher bei geringfügig veränderter Last durch den Prüfling nicht jedes Mal neu angepasst zu werden. Für die Abschneidezeit T_c sind keine Toleranzen festgelegt.

Bei der normgerechten Stoßspannungsprüfung eines Betriebsmittels sollen der Wert der Prüfspannung und die Zeitparameter innerhalb festgelegter Grenzwerte der *erweiterten Messunsicherheit* ermittelt werden. Diese betragen [1.8]:

- 3% für den Prüfspannungswert von vollen und abgeschnittenen Blitzstoßspannungen mit Abschneidezeiten $T_c \geq 2 \mu\text{s}$,
- 5% für den Prüfspannungswert von in der Stirn abgeschnittenen Blitzstoßspannungen mit Abschneidezeiten $0,5 \mu\text{s} \leq T_c < 2 \mu\text{s}$ und
- 10% für die Zeitparameter.

Anmerkung: Messunsicherheiten werden ohne Vorzeichen angegeben, sind aber als positive und negative Grenzwerte zu verstehen.

Die *erweiterte Messunsicherheit* ist ein Kennwert, der den Bereich der Werte oberhalb und unterhalb des Messergebnisses charakterisiert, die unter den gegebenen Messbedingungen als möglich mit einer Überdeckungswahrscheinlichkeit von rund 95% angesehen werden (s. Kap. A2). Die Messunsicherheit der Impulsparameter einer am Prüfling anliegenden Stoßspannung setzt sich zusammen aus der Unsicherheit des Messsystems, die im Kalibrierschein für den Maßstabsfaktor und die Zeitparameter als Ergebnis einer umfassenden Kalibrierung angegeben ist, und weiteren Unsicherheitsbeiträgen, die bei der Stoßspannungsprüfung zu beachten sind. Letztere berücksichtigen die aktuellen Bedingungen bei der Spannungsmessung, die von denen bei der Kalibrierung abweichen. Abweichungen können beispielsweise durch eine andere Umgebungstemperatur, abweichende Stoßspannungsform oder Langzeitdrift des Messsystems verursacht sein.

Anmerkung: Die festgelegten Grenzwerte für die erweiterte Messunsicherheit und Toleranz des Prüfspannungswertes von vollen Stoßspannungen sind identisch, was aus messtechnischer Sicht grundsätzlich unbefriedigend ist.

1.1.1.2 Überlagerte Schwingungen

Die im Prüfkreis tatsächlich auftretenden Prüfspannungen können *Schwingungen im Scheitel* und *Schwingungen in der Stirn* aufweisen. Ursache dieser überlagerten Schwingungen sind Induktivitäten und Kapazitäten des Stoßspannungsgenerators und des Prüf- und Messkreises einschließlich der Hochspannungszuleitungen sowie eine nicht optimale Reihenfolge bei der Zündung der Generatorfunkenstrecken oder Reflexionsvorgänge. Um die Schwingungen richtig erfassen zu können, muss das Messsystem eine ausreichend große Bandbreite aufweisen (mindestens 10 MHz bei Stirnschwingungen und 5 MHz bei Scheitelschwingungen). Schwingungen im Prüfkreis müssen klar unterschieden werden von denen, die durch Eigenresonanz des Stoßspannungsteilers bei ungünstiger Konstruktion entstehen können. Treten im Prüfkreis Schwingungen mit der Eigenresonanz des Spannungsteilers auf, werden diese am Ausgang des Spannungsteilers mit verstärkter Amplitude wiedergegeben. Der Spannungsteiler ist dadurch ungeeignet zur Messung der schwingenden Prüfspannung.

Schwingungen im Scheitel von Blitzstoßspannungen erfordern ein besonderes Auswerteverfahren zur Ermittlung des Prüfspannungswertes, der für die Beanspruchung des Betriebsmittels maßgebend ist. Seit längerem ist bekannt, dass die Beanspruchung der Isolierung in Betriebsmitteln von der Frequenz der überlagerten Scheitelschwingung abhängt. Danach beansprucht eine Stoßspannung mit hochfrequenter Scheitelschwingung die Isolierung nicht so stark wie eine Stoßspannung mit niederfrequenter Scheitelschwingung und gleichem Extremwert. In älteren Prüfnormen war daher der Extremwert einer Blitzstoßspannung mit überlagerter Schwingung der Frequenz $f < 500$ kHz als Prüfspannungswert festgelegt, während für $f \geq 500$ kHz der Prüfspannungswert als Scheitelwert $\hat{u}$ der *mittleren Kurve 2* durch die Scheitelschwingung *1* bestimmt wurde (Abb. 1.2).

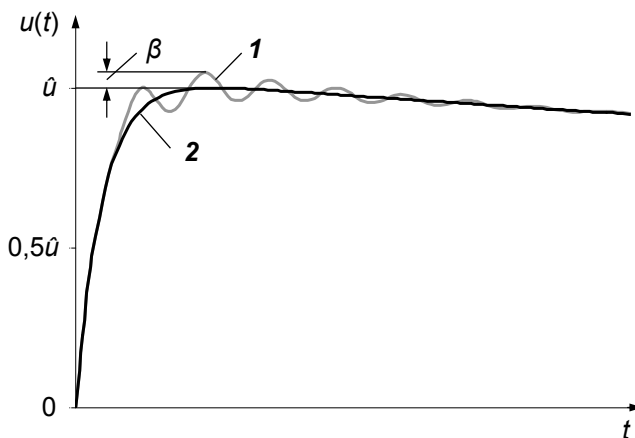


Abb. 1.2. Frühere Auswertung einer Blitzstoßspannung *1* mit hochfrequenter Scheitelschwingung der Frequenz $f \geq 500$ kHz (Prinzip). Durch die schwingende Stoßspannung wurde eine mittlere Kurve *2* gelegt, deren Scheitelwert $\hat{u}$ als Prüfspannungswert festgelegt war.

Der Faktor, mit dem früher die Amplitude der überlagerten Scheitelschwingung zu multiplizieren war, betrug daher entweder $k = 1$ oder $k = 0$ (s. Abb. 1.4b, Kurve *I*). Diese Auswertung ist nicht zuletzt auch aus messtechnischer Sicht unbefriedigend, da die Frequenz der Scheitelschwingung im kritischen Bereich um 500 kHz nicht genau bestimmbar ist. Eine eindeutige Entscheidung, welches Auswerteverfahren zur Anwendung kommen soll, ist somit nicht möglich. Zudem war der Verlauf der mittleren Kurve durch die Scheitelschwingung nicht genau definiert, sondern vom optischen Eindruck des Betrachters abhängig.

Neuere Untersuchungen in mehreren Hochspannungsprüffeldern über die Durchschlagfestigkeit von gasförmigen, flüssigen und festen Isolierungen bei Blitzstoßspannungen mit überlagelter Scheitelschwingung bestätigen grundsätzlich die frequenzabhängige Beanspruchung der Isolierung, jedoch in einer modifizierten Form [1.10]. Bei der Durchführung der umfangreichen Versuchsserien wurden jeweils für gleichartige Probekörper die Durchschlagwerte der Stoßspannungen sowohl ohne als auch mit Scheitelschwingung ermittelt. Das Beispiel in Abb. 1.3 zeigt schematisch die Spannungsverläufe kurz vor dem Durchschlag. Hierbei stellt Kurve *1* die gedämpft schwingende Stoßspannung dar, die durch Überlagerung der glatten Stoßspannung *3* (*Basisspannung*) und der Schwingung *4* erzeugt wurde. Kurve *2* ist die äquivalente glatte Stoßspannung (*Prüfspannung*), die gleichfalls zum Durchschlag des Probekörpers führte wie die schwingende Stoßspannung *1*. Bei den Untersuchungen wurden die Amplitude, Frequenz und Phasenverschiebung der überlagerten Schwingung in weiten Grenzen variiert.

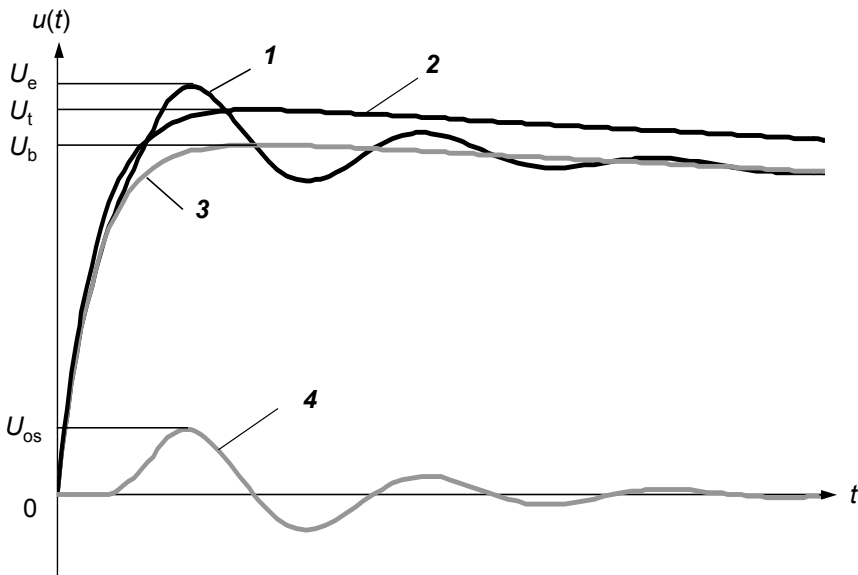


Abb. 1.3. Schwingende Stoßspannung *1* und äquivalente glatte Blitzstoßspannung *2*, die beide nach [1.10] zum Durchschlag des Probekörpers führen. Die schwingende Stoßspannung *1* wurde durch Überlagerung der glatten Stoßspannung *3* mit der Schwingung *4* erzeugt.

Die Ergebnisse der Durchschlagversuche lassen sich für alle untersuchten Isolierungen, Probekörper und Versuchsparameter in einem Diagramm zusammenfassen, das die experimentell ermittelten Werte des k -Faktors über der Frequenz f der Scheitelschwingung zeigt [1.10]. Trotz der Streuung der Werte für die verschiedenen Isolierstoffe ist deutlich erkennbar, dass der k -Faktor und damit der Einfluss der Scheitelschwingung auf den Durchschlag oberhalb von 100 kHz stetig abnimmt und für $f \geq 5$ MHz ganz verschwindet (Abb. 1.4a). Die in der halblogarithmischen Darstellung eingezeichnete, mit dem Logarithmus der Frequenz abfallende Gerade durch die empirisch gewonnenen Werte kennzeichnet den grundsätzlichen Frequenzverlauf des k -Faktors. Anstelle des früher angenommenen abrupten Wechsels der Bewertung von Scheitelschwingungen bei 500 kHz hat sich somit ein gleitender Übergang im Frequenzbereich von 100 kHz bis 5 MHz als richtig erwiesen.

Mit dem frequenzabhängigen k -Faktor gilt für den Scheitelwert U_t der äquivalenten glatten Blitzstoßspannung **2**, die ebenso zum Durchschlag führt wie die schwingende Stoßspannung **1**, der Zusammenhang (Abb. 1.3):

$$U_t = U_b + k(f) \cdot U_{os} = U_b + k(f) \cdot (U_e - U_b) \quad (1.3)$$

wobei U_b den Scheitelwert der Basisspannung **3**, U_{os} die Amplitude der überlagerten Scheitelschwingung **4** und U_e den Extremwert der schwingenden Stoßspannung **1** bezeichnen.

Weitere Untersuchungen befassen sich mit der Ausarbeitung eines Verfahrens mit dem Ziel, die gewonnenen Ergebnisse über den Frequenzeinfluss von überlagerten Scheitelschwingungen in die Prüfvorschriften einzubringen [1.11-1.16]. Eine gute Approximation des grundsätzlichen Verlaufs der experimentell ermittelten k -Faktoren über der Frequenz f der Scheitelschwingung ist – neben dem geradlinigen Kurvenzug in Abb. 1.4a – durch die *Prüfspannungsfunktion*:

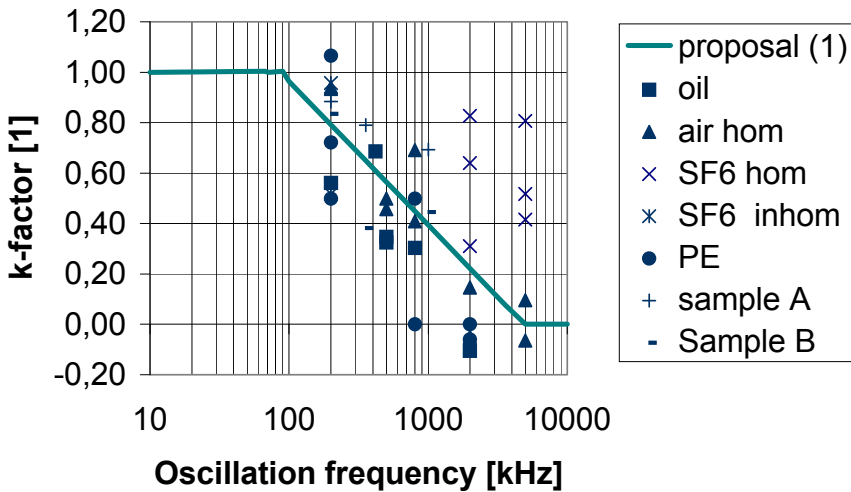
$$k(f) = \frac{1}{1 + 2,2f^2} \quad (1.4)$$

mit f in Megahertz gegeben (Kurve **2** in Abb. 1.4b). Die Prüfspannungsfunktion $k(f)$ mit dem Vorzug der Stetigkeit ersetzt die frühere, mehrere Jahrzehnte lang gültige Bewertung von Scheitelschwingungen nach Kurve **1** in Abb. 1.4b.

Die Prüfspannungsfunktion $k(f)$ ist Grundlage eines genormten Filterungsverfahrens zur Berechnung der *Prüfspannungskurve*, die die wirksame Beanspruchung eines Betriebsmittels durch volle und im Rücken abgeschnittene Stoßspannungen mit überlagerter Scheitelschwingung kennzeichnen soll [1.7]. Hierbei werden die Ergebnisse der Durchschlagversuche mit schwingenden Stoßspannungen in [1.10] auf die Beanspruchung eines Prüflings bei der Spannungsprüfung übertragen. Das Verfahren wird an Hand der Kurvenverläufe in Abb. 1.3 kurz beschrieben. Ausgangspunkt der Auswertung ist der aufgezeichnete Datensatz einer schwingenden Prüfspannung **1**, an die die Basiskurve **3** als glatte Stoßspannung

gemäß Gl. (2.8) angepasst wird. Die Differenz der beiden Kurven **1** und **3** ergibt die überlagerte Schwingung **4**, die mit der Prüfspannungsfunktion $k(f)$ nach Gl. (1.4) gefiltert wird. Durch Überlagerung der gefilterten Schwingung mit der Basisurve **3** erhält man die Prüfspannungskurve, von der der Prüfspannungswert U_t und die Zeitparameter ermittelt werden. Bei einer schwingenden, im Rücken abgeschnittenen Stoßspannung erfolgt die Filterung für die entsprechende volle Stoßspannung, die bei reduziertem Spannungspegel aufgezeichnet wird. Das Ergebnis wird anschließend auf die abgeschnittene Kurvenform im entsprechenden Spannungs- und Zeitformat übertragen.

a)



b)

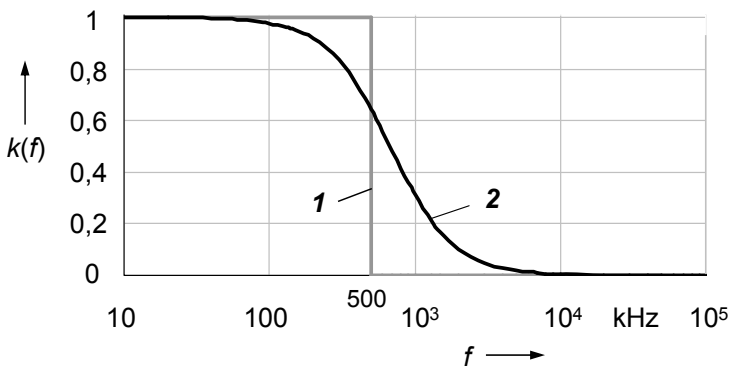


Abb. 1.4. Prüfspannungsfunktion $k(f)$, mit der die Scheitelschwingung einer Blitzstoßspannung gewichtet wird, um die Beanspruchung der Isolierung eines Prüflings zu kennzeichnen

a) Experimentell ermittelte Werte des k -Faktors für feste, flüssige und feste Isolierungen [1.10]

b) Definition der Prüfspannungsfunktion $k(f)$ in den Prüfnormen

1 Verlauf entsprechend früherer Definition mit $k=1$ für $f < 500$ kHz und $k=0$ für $f \geq 500$ kHz

2 Verlauf nach Gl. (1.4) entsprechend der Definition in [1.7]

Anmerkung: Die mit dem Filterungsverfahren berechnete Prüfspannungskurve weist – im Gegensatz zu den experimentellen Untersuchungen in [1.10] mit äquivalenter glatter Stoßspannung entsprechend Kurve 2 in Abb. 1.3 – für Frequenzen bis etwa 10 MHz eine überlagerte Scheitelschwingung mit frequenzabhängiger Amplitude auf.

Als Alternative zu dem umfassenden Filterungsverfahren bietet sich das manuelle Auswerteverfahren an [1.7]. Es liefert eine äquivalente glatte Stoßspannung als Prüfspannungskurve, vergleichbar mit Kurve 2 in Abb. 1.3. Zunächst wird die Basiskurve 3 grafisch als mittlere Kurve durch die aufgezeichnete schwingende Stoßspannung 1 gelegt. Die Differenz der beiden Kurven 1 und 3 ergibt die überlagerte Schwingung 4 mit der Amplitude U_{os} . Aus der Dauer der Halbschwingung im Zeitbereich des Extremwertes von Kurve 1 erhält man die Schwingungsfrequenz f , mit der der Faktor $k(f)$ nach Gl. (1.4) und damit der Prüfspannungswert U_t nach Gl. (1.3) berechnet werden. Die maßstabsgetreu auf den Scheitelwert U_t vergrößerte Basiskurve stellt dann die glatte Prüfspannungskurve entsprechend Kurve 2 in Abb. 1.3 dar, von der auch die Zeitparameter bestimmt werden. Da die grafische Auswertung einer schwingenden Stoßspannung vom subjektiven Empfinden des Bearbeiters abhängt und dadurch einen zusätzlichen Unsicherheitsbeitrag liefern kann, empfiehlt sich die rechnergestützte Datenauswertung mit entsprechender Software. Damit lässt sich die Basiskurve als doppel-exponentieller Zeitverlauf nach Gl. (2.8) berechnen und an die schwingende Stoßspannung anpassen.

Mit beiden Auswerteverfahren werden auch das im Digitalrecorder erzeugte Rauschen (s. Kap. 4.2) und die Stirnschwingungen eliminiert, mit dem Filterungsverfahren allerdings nur vollständig für Schwingungsfrequenzen von 10 MHz und mehr. Die experimentelle Ermittlung der k -Faktoren (s. Abb. 1.4a) wie auch deren näherungsweise Darstellung durch die Prüfspannungsfunktion $k(f)$ nach Gl. (1.4) sind mit Unsicherheiten behaftet. Zur Begrenzung des daraus resultierenden Unsicherheitsbeitrages (s. Kap. A2.2.2) bei der Bestimmung des Prüfspannungswertes und der Zeitparameter ist die Anwendung der Auswerteverfahren auf ein Überschwingen, bezogen auf die Basissspannung, von maximal 10 % begrenzt.

Schwingungen in der Stirn einer Blitzstoßspannung beeinflussen die Ermittlung des virtuellen Nullpunktes O_1 und damit auch der Zeitparameter. Mit den beiden o. a. Auswerteverfahren für Scheitelschwingungen mit $k(f)$ nach Gl. (1.4) lassen sich auch Stirnschwingungen ganz oder teilweise eliminieren. Zur Beseitigung von Stirnschwingungen existieren weitere Rechenverfahren, u. a. die digitale Filterung der aufgezeichneten Daten, Beschneidung des Fourier-Spektrums der schwingenden Blitzstoßspannung oder abschnittsweise Anpassung durch ein Exponentialglied, eine Parabel oder eine Gerade [1.17-1.19]. Als Ergebnis erhält man wie bei der früher üblichen grafischen Auswertung eine durch die Stirnschwingung verlaufende mittlere Kurve, deren Punkte bei $0,3\hat{u}$ und $0,9\hat{u}$ zur Ermittlung von O_1 und T_1 herangezogen werden (Abb. 1.5). Stirnschwingungen finden sich vorwiegend im Anfangsverlauf einer Stoßspannung und beeinflussen dann nur die Bestimmung des Punktes A bei $0,3\hat{u}$. Wenn wie in dem Beispiel in Abb. 1.5 die Auswertung der Stirn bei $0,3\hat{u}$ mehrdeutig ist, wird als einfache Näherungslösung vorgeschlagen, den mittleren der drei Schnittpunkte zu nehmen, d. h. die Berechnung der vollständigen mittleren Kurve erübrigt sich dann [1.20].

Untersuchungen an synthetischen Kurvenverläufen mit und ohne Stirnschwingung zeigen, dass jedes Glättungsverfahren den Impulsverlauf mehr oder weniger stark verfälscht. Die Stirnzeit einer geglätteten Stoßspannung ist daher nicht identisch mit der des Originalverlaufs ohne Stirnschwingung. Mitentscheidend für die Qualität der Glättung ist der Frequenzabstand in den Spektren der Schwingung und der Stoßspannung. Eine hochfrequente Schwingung lässt sich besser durch Filterung entfernen als eine Schwingung, deren Frequenz im charakteristischen Frequenzbereich der Stoßspannung liegt. Bei einer in der Stirn abgeschnittenen Stoßspannung kann sich die überlagerte Stirnschwingung bis zum Scheitel erstrecken. Im Bereich des Scheitels sollte nur sehr behutsam geglättet werden, um eine Verfälschung des Scheitelwertes zu vermeiden.

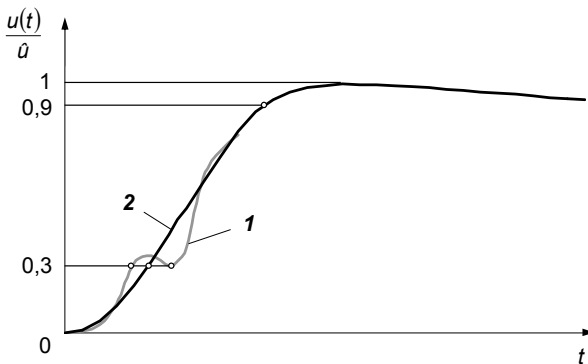


Abb. 1.5. Auswertung einer Blitzstoßspannung mit Schwingung in der Stirn
1 gemessener Originalverlauf mit drei Schnittpunkten bei $0,3\bar{u}$
2 mittlere Kurve durch die Stirnschwingung

1.1.2 Schaltstoßspannung

Bei der Prüfung mit *Schaltstoßspannungen* wird die Beanspruchung des Betriebsmittels durch innere Überspannungen infolge von Schalthandlungen im Netz nachgebildet. Der idealisierte Verlauf einer aperiodischen Schaltstoßspannung ist wie der einer vollen Blitzstoßspannung durch Überlagerung von zwei Exponentialfunktionen festgelegt, wobei die Zeitkonstanten jedoch wesentlich größer sind (s. Kap. 2.1). Schaltstoßspannungen werden neben dem Prüfspannungswert (Scheitelwert) durch zwei Zeitparameter gekennzeichnet, die im Gegensatz zu Blitzstoßspannungen auf den augenscheinlichen Nullpunkt O des Zeitverlaufs bezogen sind (Abb. 1.6). Die durchaus vorhandene Abweichung im Anfangsverlauf von Schaltstoßspannungen ist wegen der größeren Werte der Zeitparameter vernachlässigbar. Die *Scheitelzeit* T_p ist als Zeit zwischen dem Nullpunkt O und dem Zeitpunkt des Scheitels definiert, die *Rückenhalfwertzeit* T_2 als Zeit zwischen O und dem Punkt bei $0,5\bar{u}$ im Rücken der Schaltstoßspannung.

Zusätzlich zu T_p und T_2 sind weitere Zeitparameter definiert. Die *Zeitdauer* T_d ist festgelegt als die Zeit, während der die Spannung größer als $0,9\hat{u}$ ist. Schaltstoßspannungen können im Rücken unter die Nulllinie durchschwingen. In besonderen Fällen kann es daher erforderlich sein, die Zeit T_z zwischen dem Nullpunkt O und dem ersten Nulldurchgang im Rücken der Schaltstoßspannung anzugeben. Weiterhin ist für Schaltstoßspannungen auch die Stirnzeit T_1 nach Gl. (1.2) definiert. Sie dient als Kriterium für die Unterscheidung von Blitz- und Schaltstoßspannungen. Schaltstoßspannungen weisen eine Stirnzeit von mindestens $20\text{ }\mu\text{s}$ auf.

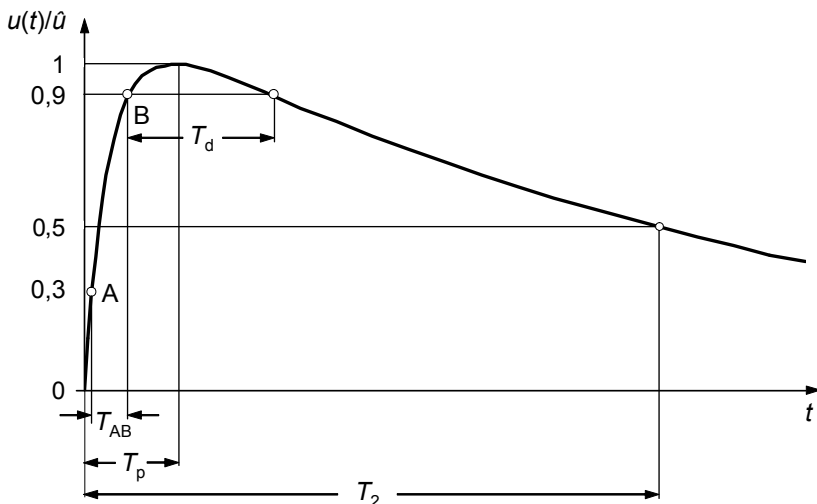


Abb. 1.6. Schaltstoßspannung und deren Impulsparameter (aperiodischer Verlauf)

Schaltstoßspannungen werden durch die Zahlenwerte der Zeitparameter T_p und T_2 gekennzeichnet. Die genormte Schaltstoßspannung 250/2500 hat eine Scheitelzeit $T_p = 250\text{ }\mu\text{s}$ (Toleranz: $\pm 20\text{ }\%$) und eine Rückenhalbwertzeit $T_2 = 2500\text{ }\mu\text{s}$ (Toleranz: $\pm 60\text{ }\%$). Die großen Toleranzen erlauben wiederum die Prüfung unterschiedlicher Betriebsmittel, ohne dass jedes Mal die Elemente des Stoßspannungsgenerators an die veränderte Last angepasst werden müssen. Die zulässigen Messunsicherheiten stimmen mit denen für Blitzstoßspannungen überein und betragen $3\text{ }\%$ für den Prüfspannungswert (Scheitelwert) und $10\text{ }\%$ für die Zeitparameter. Die Messunsicherheit setzt sich zusammen aus der Unsicherheit des anerkannten Messsystems und gegebenenfalls weiteren Unsicherheitsbeiträgen während der Stoßspannungsprüfung (s. Kap. 1.1.1.1).

Die Scheitelzeit T_p scheint auf Grund ihrer Definition eine einfach zu ermittelnde Messgröße zu sein. Bei der automatisierten Datenauswertung können jedoch bereits kleine Digitalisierungsfehler des Recorders oder überlagerte Störungen im zeitlich ausgedehnten Scheitelbereich zu falschen Werten der Scheitelzeit führen. Die in den Prüfvorschriften festgelegte Messunsicherheit für T_p wird dann

nicht eingehalten. Da die Scheitelzeit wegen ihrer Bedeutung in der Prüfpraxis weiterhin als Zeitparameter beibehalten werden soll, erfolgt deren Bestimmung nicht direkt, sondern aus dem Zeitintervall T_{AB} zwischen $0,3\hat{u}$ und $0,9\hat{u}$, multipliziert mit dem Faktor K :

$$T_p = K \cdot T_{AB}. \quad (1.5)$$

Für die Schaltstoßspannung 250/2500 mit doppel-exponentiellem Zeitverlauf nach Gl. (2.8) liefert die Rechnung $T_{AB} = 99,1 \mu s$ und damit $K = 2,523$. Für andere Werte von T_p und T_2 innerhalb der zulässigen Toleranzen der genormten Schaltstoßspannung 250/2500 lässt sich K näherungsweise nach folgender Zahlenwertgleichung berechnen [1.7]:

$$K = 2,42 - 3,08 \cdot 10^{-3} T_{AB} + 1,51 \cdot 10^{-4} T_2, \quad (1.6)$$

wobei für T_{AB} und T_2 der gemessene Zahlenwert in Mikrosekunden einzusetzen ist. Der Fehler bei der Berechnung von T_p mit K nach Gl. (1.6) liegt innerhalb von $\pm 1,5 \%$, was in der Regel bei Prüfungen vernachlässigbar sein dürfte. Für andere Schaltstoßspannungen gilt Gl. (1.6) nicht. Den Faktor $K = T_p/T_{AB}$ erhält man dann aus dem mit Gl. (2.8) berechneten Verlauf einer Schaltstoßspannung, die dieselbe Zeit T_{AB} wie der gemessene Verlauf aufweist. Bei Vor-Ort-Prüfungen mit Schaltstoßspannungen ist einheitlich $K = 2,4$ festgelegt (s. Kap. 1.1.3).

1.1.3 Schwingende Stoßspannungen bei Vor-Ort-Prüfungen

Spannungsprüfungen an Betriebsmitteln der elektrischen Energieversorgung werden nicht nur im Hochspannungslabor, sondern immer öfter direkt am Einsatzort des Betriebsmittels durchgeführt [1.21, 1.22]. Dadurch lassen sich der ordnungsgemäße Aufbau, die fehlerfreie Inbetriebnahme, der einwandfreie Betrieb nach einer Reparatur oder das Langzeitverhalten überprüfen. Für diese *Vor-Ort-Prüfungen* gelten häufig erschwerte Umgebungsbedingungen und andere als die im Prüflabor stationär vorhandenen Erzeugeranlagen und Messeinrichtungen werden benötigt. Neben den aperiodischen Blitz- und Schaltstoßspannungen nach Abb. 1.1a und 1.6 können auch *schwingende Stoßspannungen* verwendet werden. Als Beispiel zeigt Abb. 1.7 eine schwingende Schaltstoßspannung (Kurve 1) und ihre obere Einhüllende (Kurve 2). Durch die überlagerte Schwingung wird nahezu eine Verdoppelung des Scheitelwertes einer glatten Stoßspannung erreicht, so dass der für die Vor-Ort-Prüfung erforderliche transportable Generator entsprechend kleiner ausfallen kann.

Die Bestimmung des Nullpunktes und der Stirnzeit von schwingenden Blitz- oder Schaltstoßspannungen erfolgt in gleicher Weise wie für die entsprechenden aperiodischen Stoßspannungen, d. h. für Blitzstoßspannungen ist der virtuelle Nullpunkt O_1 und für Schaltstoßspannungen der augenscheinliche Nullpunkt O

maßgebend. Die Rückenhalbwertzeit T_2 ist definiert als Zeitabschnitt zwischen O_1 bzw. O und der Zeit, bei dem die obere Einhüllende der schwingenden Stoßspannung auf 50 % des Maximalwertes abgefallen ist (Abb. 1.7). Die Scheitelzeit T_p einer Schaltstoßspannung bei Vor-Ort-Prüfungen ergibt sich aus der Zeit T_{AB} entsprechend Gl. (1.5) mit einem einheitlich festgelegten Wert $K = 2,4$.

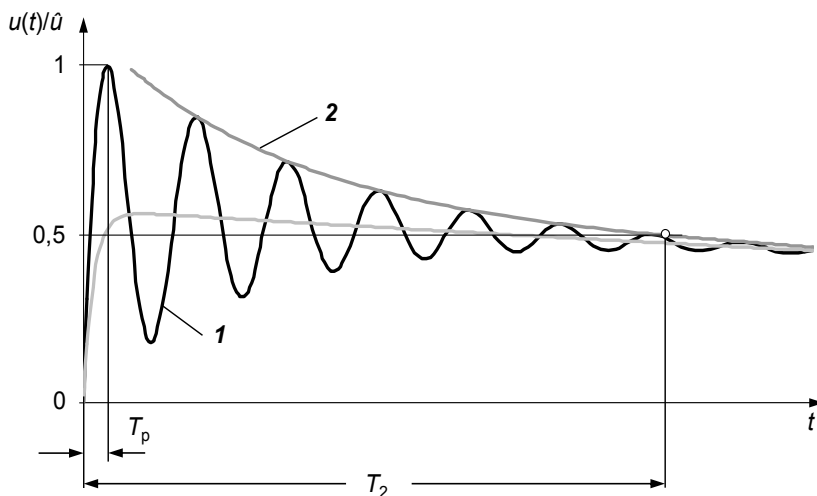


Abb. 1.7. Schwingende Schaltstoßspannung **1** für Vor-Ort-Prüfungen. Die obere Einhüllende **2** ist für die Bestimmung der Rückenhalbwertzeit T_2 maßgebend.

Wegen der erschwerten Umgebungsbedingungen gelten für die bei Vor-Ort-Prüfungen erzeugten aperiodischen und schwingenden Blitz- und Schaltstoßspannungen größere Toleranzen und teilweise auch größere Messunsicherheiten als für die im Hochspannungsprüffeld erzeugten Prüfspannungen. Die Toleranzgrenzen für den Prüfspannungswert der erzeugten Blitz- und Schaltstoßspannungen betragen $\pm 5\%$. Für Blitzstoßspannungen liegen die zulässigen Werte der Stirnzeit zwischen $0,8\ \mu\text{s}$ und $20\ \mu\text{s}$, Rückenhalbwertzeit zwischen $40\ \mu\text{s}$ und $100\ \mu\text{s}$ und Schwingungsfrequenz zwischen $15\ \text{kHz}$ und $400\ \text{kHz}$. Schaltstoßspannungen sind durch Scheitelzeiten zwischen $20\ \mu\text{s}$ und $400\ \mu\text{s}$, Rückenhalbwertzeiten zwischen $1000\ \mu\text{s}$ und $4000\ \mu\text{s}$ und Schwingungsfrequenzen zwischen $1\ \text{kHz}$ und $15\ \text{kHz}$ festgelegt. Die maximal zulässigen erweiterten Messunsicherheiten bei Vor-Ort-Prüfungen betragen 5% für den Wert der Prüfspannung, 10% für die Zeitparameter und 10% für die Schwingungsfrequenz [1.21].

1.1.4 Steilstoßspannung

Sehr steil ansteigende Spannungen entstehen beispielsweise beim Trennerschalten in SF_6 -Anlagen. Die Normung der bei Prüfungen eingesetzten *Steilstoßspannungen* ist nicht einheitlich, sondern den zuständigen Komitees für die einzelnen Be-

triebsmittel überlassen. Mit konventionellen Stoßspannungsgeneratoren in induktivitätsarmer Ausführung mit ca. $1 \mu\text{H}$ je Stufe lassen sich Steilheiten von maximal $2,5 \text{ kV/ns}$ erzielen. Stoßspannungen mit größeren Steilheiten werden mit einem Stoßspannungsgenerator in Verbindung mit einem *Nachkreis* oder einem explodierenden Draht erzeugt (s. Kap. 1.3.3). Bei entsprechender Ausführung der Schaltung lassen sich Steilstoßspannungen mit Steilheiten von bis zu 100 kV/ns entsprechend einer Anstiegszeit von 5 ns bei 500 kV erzeugen.

Abb. 1.8 zeigt schematisch die Ausgangsspannung u_1 eines Stoßspannungsgenerators und die am Ausgang des Nachkreises entstehende Steilstoßspannung u_2 . Bei optimaler Abstimmung zwischen den Elementen des Stoßspannungsgenerators, Schaltelementes und Nachkreises setzt u_2 im Zeitpunkt des Scheitels von u_1 ein. Der Verlauf im Rücken hängt vom Schaltungsaufbau des Generators und vom Prüfling einschließlich des Spannungsteilers ab. Durch Induktivitäten der Schaltungselemente im Prüfkreis und infolge von Reflexionsvorgängen können sich der Steilstoßspannung hochfrequente Oszillationen überlagern. Bei Anschluss einer Streifenleiteranordnung an den Nachkreis lassen sich impulsförmige elektromagnetische Felder zwischen den Elektroden erzeugen. In dieser Anordnung werden Geräte und komplexe Systeme hinsichtlich ihrer *elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)* geprüft [1.2, 1.23, 5.5].

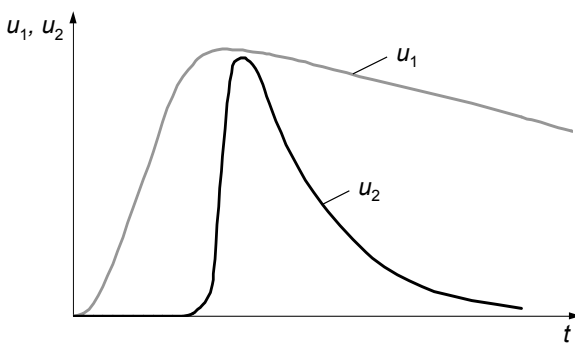


Abb. 1.8. Steilstoßspannung u_2 am Ausgang des Nachkreises zu einem Stoßspannungsgenerator mit der Ausgangsspannung u_1 (nach [1.2])

1.2 Parameter von Stoßströmen

In Analogie zu den Stoßspannungen werden impulsförmige Ströme mit großer Amplitude als *Stoßströme* bezeichnet, mit denen die Wirkung von Blitz- und Kurzschlussströmen bei der Prüfung von Betriebsmitteln nachgebildet wird. Der Zeitverlauf von Stoßströmen kann je nach dem vorgesehenen Prüfzweck sehr unterschiedlich sein. Grundsätzlich lassen sich Stoßströme mit exponentiellem und rechteckförmigem Zeitverlauf unterscheiden. Im weiteren Sinne gehören zu den

Stoßströme auch Kurzschlusswechselströme, die eine begrenzte Anzahl von Schwingungen mit Netzfrequenz und überlagertem transientem Gleichanteil aufweisen. Stoßströme werden durch ihren Scheitelwert und mehrere Zeitparameter charakterisiert. Außerdem können die Impulsladung und der Energieinhalt von Bedeutung sein. Die analytische Darstellung von Stoßströmen erfolgt in Kap. 2.3 und Kap. 2.5, die Berechnung des Spektrums in Kap. 2.4.

1.2.1 Exponential-Stoßstrom

Der *Exponential-Stoßstrom* weist einen relativ schnellen, annähernd exponentiellen Anstieg bis zum Scheitel auf, dem ein eher langsamer Abfall auf null folgt. Je nach Schaltung des Generators und Prüflings verläuft der Abfall entweder exponentiell oder wie eine stark gedämpfte Sinusschwingung (Abb. 1.9). Im letzteren Fall ist mit einem Durchschwingen des Stoßstromes unter die Nulllinie zu rechnen.

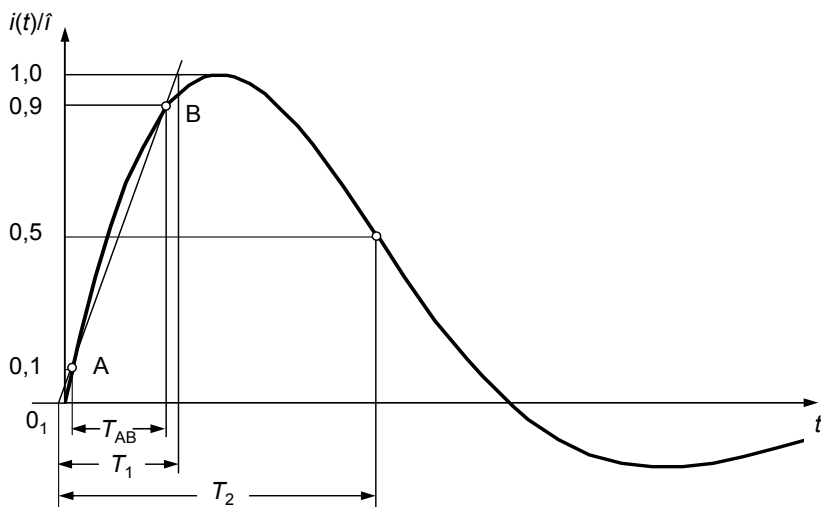


Abb. 1.9. Beispiel für einen Exponential-Stoßstrom mit durchschwingendem Rücken

Die Kenngrößen eines Exponential-Stoßstromes sind neben dem Scheitelwert $\hat{i}$ als Wert des Prüfstromes die Stirnzeit T_1 und Rückenhalbwertszeit T_2 . Beide Zeitparameter sind auf den virtuellen Nullpunkt O_1 bezogen, der sich durch den Schnittpunkt der Stirngeraden mit der Nulllinie ergibt. Im Gegensatz zu Stoßspannungen verläuft bei Stoßströmen die Stirngerade durch die Punkte A bei $0,1\hat{i}$ und B bei $0,9\hat{i}$. Die Stirnzeit berechnet sich zu:

$$\boxed{T_1 = 1,25 T_{AB}}, \quad (1.7)$$

wobei T_{AB} die Zeit zwischen den beiden Punkten A und B ist. Die Zeit T_{AB} entspricht somit der im Niederspannungsbereich üblichen Definition für die *Anstiegszeit* T_a eines Impulses (s. Kap. 3.5). Die Rückenhalbwertszeit T_2 ist festgelegt als die Zeit zwischen dem virtuellen Nullpunkt O_1 und dem Zeitpunkt, bei dem der Stoßstrom auf 50 % seines Scheitelwertes abgefallen ist [1.24]. Exponential-Stoßströme werden durch Angabe ihrer Stirnzeit und Rückenhalbwertszeit in Mikrosekunden gekennzeichnet. Beispielsweise hat der Stoßstrom 8/20 eine Stirnzeit $T_1 = 8 \mu\text{s}$ und eine Rückenhalbwertszeit $T_2 = 20 \mu\text{s}$. Die Toleranzgrenzen bei der Erzeugung des Stoßstromes 8/20 betragen $\pm 10 \%$ für den Scheitelwert und jeweils $\pm 20 \%$ für die Zeitparameter. Für andere Impulsformen können die Toleranzangaben abweichen. Die Grenzwerte der erweiterten Messunsicherheit sind 3 % für den Scheitelwert und 10 % für die Zeitparameter.

Das Unterschwingen eines Exponential-Stoßstromes unter die Nulllinie soll nicht mehr als 30 % des Scheitelwertes betragen. Andernfalls besteht die Gefahr, dass das geprüfte Betriebsmittel durch das Unterschwingen mit entgegen gesetzter Polarität beschädigt wird. Die Berechnungen in Kap. 2.3 zeigen, dass die Bedingung für das maximale Unterschwingen im einfachen Stoßstromkreis nach Abb. 1.16 nur für $T_2 > 20 \mu\text{s}$ eingehalten wird. Das Unterschwingen muss gegebenenfalls durch eine entsprechende Abschnideeinrichtung begrenzt werden.

Die *Ladung* eines Stoßstromes $i(t)$ ist definiert als das Zeitintegral über den Absolutbetrag des Zeitverlaufs:

$$Q = \int_0^{\infty} |i(t)| dt. \quad (1.8)$$

Die obere Integrationsgrenze wird so gewählt, dass die restliche, nicht erfasste Ladung vernachlässigbar ist. Eine weitere Messgröße ist das *Joulesche Integral* als Zeitintegral des Stromquadrats:

$$W = \int_0^{\infty} i^2(t) dt, \quad (1.9)$$

mit dem der maximal erlaubte Energieumsatz in einem Prüfling oder Messwiderstand berechnet wird. Die in den Prüfnormen für ein Betriebsmittel festgelegten Werte für Q und W dürfen nicht unterschritten werden, d. h. die untere Toleranzgrenze ist null.

1.2.2 Rechteck-Stoßstrom

Den typischen Verlauf eines *Rechteck-Stoßstromes*, auch als *Langzeit-Stoßstrom* bezeichnet, zeigt Abb. 1.10. Er ist durch den Prüfstromwert $\hat{i}$ und den Zeitparameter T_d gekennzeichnet [1.24]. Als Prüfstromwert ist der Maximalwert des Stromes

einschließlich einer überlagerten Schwingung festgelegt. Rechteck-Stoßströme weisen häufig eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Dachschräge auf. Der Zeitparameter T_d ist festgelegt als die Zeit, in der die Stromstärke ständig größer als $0,9\hat{i}$ ist. Diese Definition kann zu Missverständnissen führen, wenn dem Rechteckstrom entsprechend Abb. 1.10 Schwingungen überlagert sind, die den Wert bei $0,9\hat{i}$ unterschreiten. Bemessungswerte für T_d sind $500\text{ }\mu\text{s}$, $1000\text{ }\mu\text{s}$ und $2000\text{ }\mu\text{s}$ oder längere Zeiten bis $3200\text{ }\mu\text{s}$. Wegen der langen Scheiteldauer stellt die Prüfung mit Rechteck-Stoßströmen eine starke Belastung des Prüflings dar.

Als zusätzlicher Zeitparameter dient die *Gesamtdauer* T_t , während der die Stromstärke größer als $0,1\hat{i}$ ist. Hierbei gilt die Forderung $T_t \leq 1,5 T_d$. Damit ist indirekt eine Anforderung an die Anstiegszeit festgelegt; weitere Anforderungen gibt es nicht. Zur Kennzeichnung des Zeitverlaufs von Rechteck-Stoßströmen werden die Werte T_d/T_t angegeben.

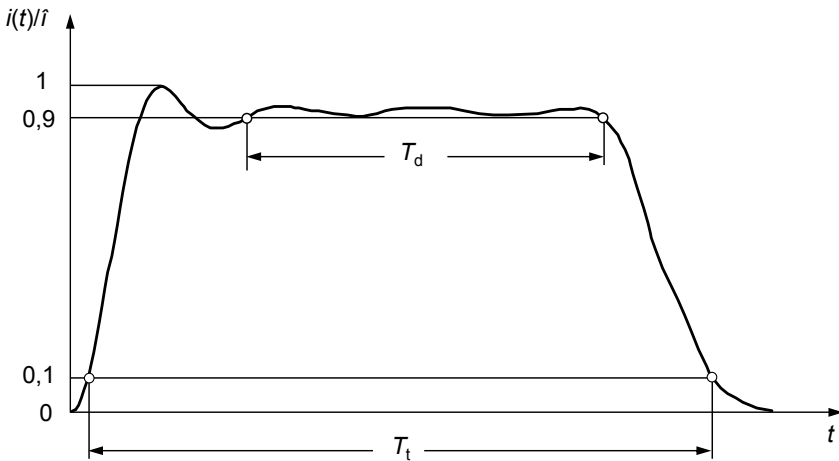


Abb. 1.10. Beispiel für einen Rechteck-Stoßstrom mit überlagerten Schwingungen

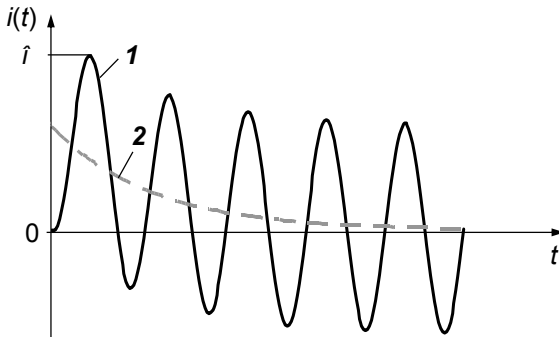
Als obere Toleranz bei der Erzeugung von Rechteck-Stoßströmen sind jeweils $+20\%$ für $\hat{i}$ und T_d festgelegt, als Untergrenze gilt 0. Ein mögliches Unterschwingen des Rechteck-Stoßstromes unter die Nulllinie darf 10% des Prüfstromwertes $\hat{i}$ nicht überschreiten. Für die Ladung nach Gl. (1.8) und das Joulsche Integral nach Gl. (1.9) gelten wiederum null als untere Toleranzgrenze. Die zulässigen Messunsicherheiten betragen 3% für den Scheitelwert und 10% für die Zeitparameter.

1.2.3 Kurzschlusswechselstrom

Kurzschlusswechselströme entstehen bei Kurzschlüssen im Versorgungsnetz und dauern gewöhnlich nur einige Perioden an. Der *Schaltwinkel* ψ kennzeichnet den Zeitpunkt, zu dem der Kurzschluss beginnt, im Vergleich zum Nulldurchgang der Netzspannung. Er bestimmt maßgebend den Zeitverlauf des Kurzschlusswechsel-

stromes. Im Allgemeinen ergibt sich ein unsymmetrischer Verlauf, der durch einen netzfrequenten Wechselstrom mit überlagertem transientem Gleichstromanteil gekennzeichnet ist (Abb. 1.11a). Im Extremfall erreicht der Scheitelwert $\hat{i}$ des Kurzschlusswechselstromes infolge des überlagerten Gleichanteils nahezu die doppelte Amplitude des stationären Wechselstromes. Die maximale Stromstärke kann dadurch mehrere 100 kA betragen. Nach exponentiellem Abklingen des Gleichstromanteils eilt der Kurzschlussstrom der Spannung um den *Phasenwinkel* φ nach, der durch den Widerstand und die Induktivität des Kurzschlusskreises gegeben ist. Bei bestimmten Schalt- und Phasenverhältnissen entsteht ein symmetrischer Kurzschlussstrom ohne Gleichanteil (Abb. 1.11b).

a)



b)

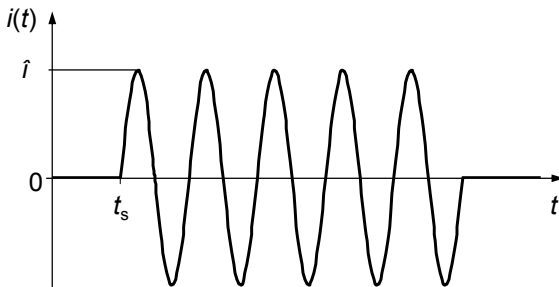


Abb. 1.11. Beispiele für Kurzschlusswechselströme

- a) unsymmetrischer Kurzschlusswechselstrom I mit transientem Gleichanteil 2
b) symmetrischer Kurzschlusswechselstrom

In den Prüfnormen sind neben dem *wahren Effektivwert*:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (1.10)$$

weitere Effektivwerte des Kurzschlussstromes definiert [1.24]. Der *symmetrische Effektivwert* ergibt sich aus der Differenz der oberen und unteren Einhüllenden des

Kurzschlussstromes, dividiert durch $2\sqrt{2}$. Als *konventioneller Effektivwert* der Wechselstromkomponente wird die Differenz zwischen dem Scheitelwert einer Halbschwingung und dem Mittel der beiden benachbarten Scheitelwerte mit entgegen gesetzter Polarität genommen, dividiert durch $2\sqrt{2}$ (*Drei-Scheitel-Verfahren*). Als Toleranzgrenzen bei der Erzeugung von Kurzzeitwechselströmen sind $\pm 5\%$ für den Scheitel- und Effektivwert festgelegt. Die erweiterte Messunsicherheit darf 5% nicht überschreiten.

1.3 Erzeugung von Stoßspannungen und Stoßströmen

Das Grundprinzip der überwiegend eingesetzten Generatorschaltungen zur Erzeugung von Stoßspannungen und Stoßströmen besteht darin, dass ein Speicherkondensator langsam aufgeladen und bei einem voreingestellten Spannungswert über einen Hochspannungsschalter schnell auf ein Netzwerk und den Prüfling entladen wird. Mit dem Netzwerk wird die Kurvenform des Spannungs- oder Stromimpulses bestimmt, die allerdings von dem angeschlossenen Prüfling gleichfalls beeinflusst wird. Das eingesetzte Messsystem ist daher direkt am Prüfling und nicht am Generatorausgang anzuschließen (s. Kap. 5 und 6). Die Bauelemente der Generatoren sind möglichst induktivitätsarm und für eine hohe Impulsbelastung ausgelegt. Neben den Generatorschaltungen mit kapazitivem Speicher kommen auch andere Möglichkeiten in Betracht, z. B. induktive Speicher zur Erzeugung von Stoßströmen oder Transformatoren zur Erzeugung von Schaltstoßspannungen.

1.3.1 Generatoren für Blitz- und Schaltstoßspannungen

Zur Erzeugung von Blitz- und Schaltstoßspannungen dienen hauptsächlich zwei Grundschaltungen (Abb. 1.12). Beiden Schaltungen gemeinsam ist der Stoßkondensator C_s , der von einem gleichgerichteten Wechselstrom über den Ladewiderstand R_L relativ langsam auf die Spannung U_0 aufgeladen wird. Erreicht U_0 die Zündspannung der Kugelfunkenstrecke FS, schaltet diese durch und C_s entlädt sich in kurzer Zeit über den Entladekreis, der durch den Belastungskondensator C_b , Dämpfungswiderstand R_d und Entladewiderstand R_e gebildet wird. Nicht eingezeichnet sind die unvermeidlichen Induktivitäten der Schaltungselemente und deren Zuleitungen. Sie lassen sich im Ersatzschaltbild zusammenfassen und durch eine in Serie mit R_d liegende Induktivität berücksichtigen. An C_b kann die Stoßspannung $u(t)$ abgegriffen und dem Prüfling zugeführt werden. Dessen Impedanz wirkt auf den Schaltkreis zurück und beeinflusst mehr oder weniger die Kurvenform der erzeugten Stoßspannung. Während R_d hauptsächlich für die Aufladung von C_b und damit für die Stirnzeit T_1 der Stoßspannung entscheidend ist, wirkt sich R_e auf die Entladung von C_b und damit auf die Rückenhalbwertszeit T_2 aus.

Die beiden Schaltungen in Abb. 1.12 unterscheiden sich voneinander durch die Lage des Entladewiderstandes R_e , der in Schaltung A hinter und in Schaltung B

vor dem Dämpfungswiderstand R_d angeordnet ist. Die Zündspannung, bei der die Kugelfunkenstrecke durchschaltet, wird durch den Abstand der beiden Kugeln eingestellt. Dadurch ist auch der Scheitelwert der erzeugten Stoßspannung $u(t)$ vorgegeben. Nach der Entladung von C_s und C_b erlischt der Zündfunke, die Schaltfunkenstrecke FS öffnet und C_s kann wieder von der Gleichspannungsquelle über R_L aufgeladen werden. Die Höhe der Gleichspannung U_0 bzw. die Ladestromstärke bestimmt die Zündhäufigkeit der Schaltfunkenstrecke und damit die Impulsrate. Bei kleinen Stoßgeneratoren bis 10 kV sind anstelle der Kugelfunkenstrecke bevorzugt elektronische Schalter im Einsatz. Der Zusammenhang zwischen den Schaltungselementen und der Kurvenform der erzeugten Blitz- oder Schaltstoßspannung wird in Kap. 2.1 hergeleitet.

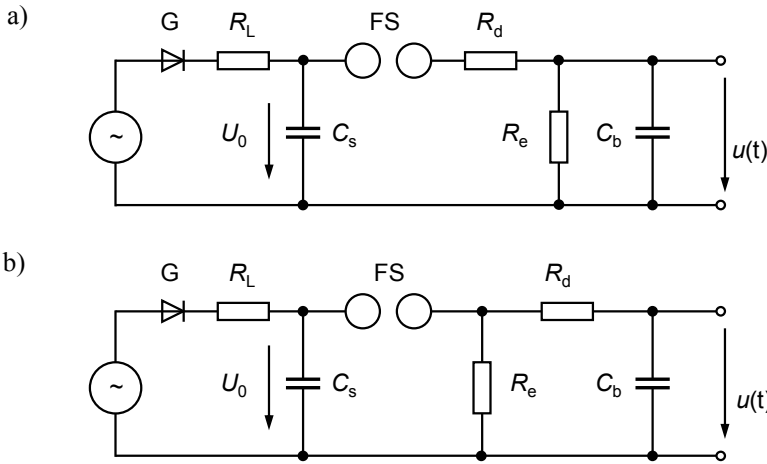


Abb. 1.12. Einstufige Grundschaltungen zur Erzeugung von Stoßspannungen

a) Grundschaltung A

b) Grundschaltung B

Die maximal im Stoßkondensator C_s gespeicherte *Energie*:

$$W = \frac{1}{2} C_s U_0^2 \quad (1.11)$$

kennzeichnet die Leistungsfähigkeit des Stoßspannungsgenerators. Der *Ausnutzungsgrad* η ist als Quotient aus dem Scheitelwert $\hat{u}$ der erzeugten Stoßspannung und der Ladespannung U_0 definiert:

$$\eta = \frac{\hat{u}}{U_0} = f\left(\frac{C_s}{C_b}\right). \quad (1.12)$$

Zur Erzielung eines großen Ausnutzungsgrades und damit großen Scheitelwertes muss $C_s \gg C_b$ sein. In der Schaltung B nach Abb. 1.12b mit $C_s = 5C_b$ ergibt sich

z. B. $\eta \approx 0,8$ für eine Blitzstoßspannung 1,2/50. Der Ausnutzungsgrad von Schaltung B ist grundsätzlich größer als der von Schaltung A und für Blitzstoßspannungen größer als für Schaltstoßspannungen. Angaben zum Ausnutzungsgrad einer Stoßspannungsanlage werden als Diagramme vom Hersteller mitgeliefert.

Die einstufigen Grundsaltungen nach Abb. 1.12 werden für Stoßspannungen bis maximal 300 kV realisiert. Mit der *Vervielfachungsschaltung* nach E. Marx lassen sich relativ kompakte Generatoren für Blitz- und Schaltstoßspannungen – im englischsprachigen Raum auch als *Marx-Generatoren* bezeichnet – mit Ladespannungen von bis zu 10 MV aufbauen. Abb. 1.13 zeigt das Prinzip eines mehrstufigen Stoßspannungsgenerators in der Schaltung B, der aus einer Anzahl n gleicher Grundsaltungen aufgebaut ist. Das Prinzip der Vervielfachungsschaltung besteht darin, dass die einzelnen Stoßkondensatoren C_s' jeder Stufe zunächst langsam auf U_0' aufgeladen und beim Zünden der Schaltfunkenstrecken schlagartig in Reihe geschaltet werden, so dass sich die einzelnen Stufenspannungen addieren zur Summenladespannung nU_0' . Der äußere Belastungskondensator C_b wird dann über die Reihenschaltung aller Dämpfungswiderstände R_d' aufgeladen und über alle R_e' und R_d' wieder entladen. Im Vergleich zu der einstufigen Schaltung nach Abb. 1.12b gilt $R_e = nR_e'$, $R_d = nR_d'$, $C_s = C_s'/n$ und $U_0 = nU_0'$.

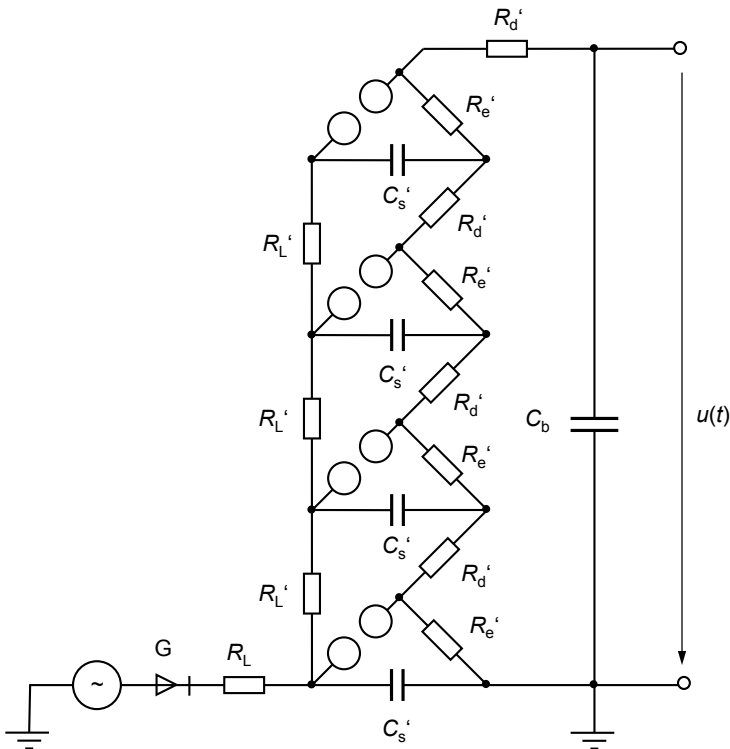


Abb. 1.13. Vervielfachungsschaltung von Grundsaltung B nach E. Marx zur Erzeugung von Stoßspannungen von mehreren Megavolt

Andere Vervielfachungsschaltungen mit einer Modifikation oder Kombination beider Grundsaltungen sind ebenfalls im Einsatz. Stoßspannungsgeneratoren werden in der Regel mit austauschbaren Sätzen für die Widerstände und Kondensatoren zur Erzeugung von Blitz- und Schaltstoßspannungen geliefert. Beim Ladevorgang können äußere Entladungen auftreten, die durch unterschiedliche Maßnahmen unterdrückt werden. Abb. 1.14 zeigt zwei unterschiedliche Ausführungen von Stoßspannungsgeneratoren mit einer Summenladespannung von rund 3 MV. Die einzelnen Generatorstufen sind deutlich erkennbar. Während Stoßspannungsgeneratoren in der Regel aus rechteckförmig aufgebauten Einzelstufen mit metallischem Rahmen bestehen (Abb. 1.14a), haben die Einzelstufen des Generators in Abb. 1.14b eine dreieckförmige Grundfläche mit isolierenden Seitenplatten [1.25].

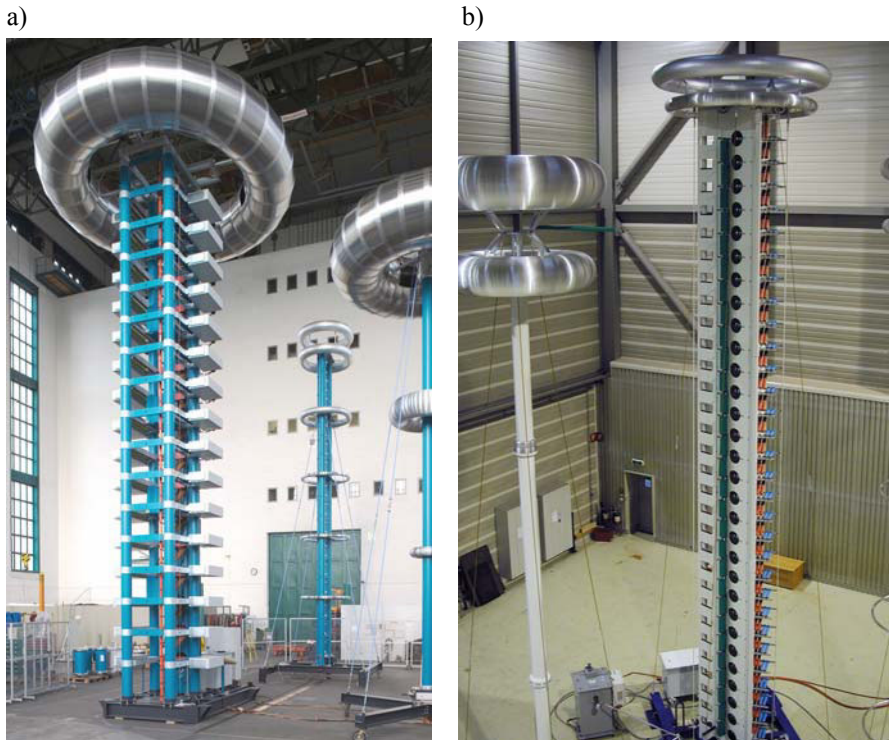


Abb. 1.14. Zwei Ausführungen von Stoßspannungsgeneratoren

a) Summenladespannung 3,2 MV, 320 kJ (HIGHVOLT Prüftechnik Dresden GmbH)

b) Summenladespannung 3 MV, 300 kJ (Haefely Test AG)

Wichtige Voraussetzung für das einwandfreie Funktionieren der Vervielfachungsschaltung ist das sichere und zeitlich abgestufte Zünden der übereinander angeordneten Kugelfunkentrecken. Hierzu wird die unterste Funkentrecke mit einer geringfügig reduzierten Schlagweite betrieben, so dass sie etwas eher als die

anderen Funkenstrecken durchzündet. Dies kann auch durch eine getriggerte Hilfsentladung erreicht werden. Beim Durchzünden der untersten Funkenstrecke liegt an der darüber liegenden Funkenstrecke kurzzeitig die doppelte Spannung an, die zum schnellen Durchzünden führt. Entsprechend werden die anderen Funkenstrecken gezündet. Weiterhin ist wichtig, dass durch Photoemission beim Zünden einer Funkenstrecke ausreichend viele Anfangselektronen zum raschen Zünden der darüber liegenden Funkenstrecke erzeugt werden.

Mit steigender Stufenzahl eines Stoßspannungsgenerators kann es vorkommen, dass eine oder mehrere Funkenstrecken nicht zünden. Insbesondere bei kleinen Ladespannungen von weniger als 20 % der maximalen Summenladespannung ist ein sicheres Durchzünden nicht immer gewährleistet. Abhilfe bringt die gesteuerte Triggierung aller Funkenstrecken, die entweder elektrisch oder optisch mit potenzialfreien Laserquellen in besonders ausgeführten Generatoren erzielt wird. Stoßspannungsgeneratoren mit getriggerten Funkenstrecken sind erforderlich bei kombinierten Wechsel- und Stoßspannungsprüfungen, wobei die Stoßspannung bei definierter Phasenlage der Wechselspannung ausgelöst wird. Die Reproduzierbarkeit der Stoßspannung hängt auch ganz wesentlich von der Stabilität der Lade Gleichspannung ab [1.26]. Beim Zünden der Funkenstrecken entstehen elektromagnetische Felder, die auf die Messeinrichtung einwirken und das Messergebnis beeinflussen können. Die Störeinflüsse lassen sich durch Schirmung der Messeinrichtung nur bedingt unterbinden (s. Kap. 5.1 und 6.1).

Die Polarität der erzeugten Stoßspannung wird durch einfaches Umpolen des Gleichrichters G in Abb. 1.13 gewechselt. Nach einem Spannungsstoß oder bei Abbruch des Ladevorgangs können gefährlich hohe Restladungen auf den Kondensatoren verbleiben. Es genügt dann nicht, nur die Kondensatoren der untersten Stufen kurzzeitig zu erden, da diese sich anschließend wieder aufladen. Bei neueren Bauarten von Stoßspannungsgeneratoren werden nach dem Abschalten die Restladungen aller Kondensatoren automatisch über ein umlaufendes Metallband zur Erde abgeleitet. Die Stoßhäufigkeit eines Generators bei maximaler Ladespannung wird vom Hersteller auf ein oder zwei Stöße je Minute begrenzt, um die eingesetzten Bauelemente thermisch nicht zu überlasten.

Dem Belastungskondensator C_b sind der Prüfling und die Stoßspannungsmesseinrichtung parallel geschaltet. Deren Kapazitäten einschließlich der Streukapazitäten addieren sich zu C_b und können dadurch die Kurvenform der Stoßspannung beeinflussen. Gegebenenfalls müssen die Widerstände R_c und R_d in Abb. 1.13 angepasst werden, um die zulässigen Toleranzen für die Stirnzeit und Rückenhalbwertzeit einzuhalten. Der Einfluss unterschiedlicher Prüflingskapazitäten auf die Zeitparameter wird klein gehalten, wenn der Generator mit einem möglichst großen C_b betrieben wird.

Der Belastungskondensator C_b in Abb. 1.13 – ebenso wie der Entladewiderstand R_c in der vergleichbaren Schaltung A – wird gelegentlich mit einem Nieder Spannungsteil versehen und dann als kapazitiver bzw. ohmscher Stoßspannungsteiler eingesetzt. Damit lässt sich zwar die Generatorausgangsspannung, jedoch nicht die am Prüfling anliegende Stoßspannung messen. Hierfür ist die Reihenfolge Generator – Prüfling – Messteiler festgelegt (s. Kap. 5.1). Auch ist das dynami-

sche Verhalten des mit C_b gebildeten Spannungsteilers in der Regel ungenügend, da die erforderlichen Kapazitäten im Hoch- und Niederspannungsteil nur mit Kondensatoren realisiert werden können, die große Induktivitäten aufweisen.

Die bereits in der Grundsaltung des Stoßspannungsgenerators vorhandene Neigung zu Schwingungen durch Induktivitäten der Bauelemente und des zum Belastungskondensator C_b parallel liegenden Prüflings ist in der Vervielfachungsschaltung nach Abb. 1.13 noch verstärkt. Lange Hochspannungszuleitungen vom Generator zum Prüfling tragen ebenfalls zu der gedämpften Schwingung bei, die sich der Stoßspannung im Scheitel überlagert und dadurch die Beanspruchung des Prüflings erhöht. Insbesondere bei Blitzstoßspannungen mit kurzer Stirnzeit ist mit einem Überschwingen im Scheitel zu rechnen, da sich wegen des verringerten Dämpfungswiderstandes R_d die Induktivitäten im Prüfkreis stärker auswirken. Ein nicht optimales Zünden der einzelnen Generatorstufen führt bei kleiner Belastungskapazität C_b zu einer gedämpften Schwingung in der Stirn der Stoßspannung mit einer Frequenz oberhalb von 1 MHz.

Die verstärkte Beanspruchung des Prüflings durch ein Überschwingen der Blitzstoßspannung im Scheitel wird zwar bei der Datenauswertung durch die frequenzabhängige Prüfspannungsfunktion $k(f)$ berücksichtigt (s. Kap. 1.1.1), jedoch ist es natürlich besser, die Schwingungsneigung durch geeignete Schaltungsmaßnahmen von vornherein zu unterbinden. Zur Reduzierung der Schwingung kann der Stoßspannungsgenerator durch verschiedene Kompensationsschaltungen ergänzt werden [1.27-1.29]. Allerdings ist damit häufig eine Verlängerung der Stirnzeit der Stoßspannung verbunden, was nicht immer toleriert werden kann. Weiterhin ist zu bemerken, dass ein ausgeprägtes kurzzeitiges Überschwingen im Scheitel eine erhöhte Anforderung an die dynamischen Eigenschaften des Messsystems stellt. Bei unzureichender Bandbreite des Messsystems wird das Überschwingen nicht richtig erfasst, so dass der Maximalwert der Prüfspannung zu klein angegeben wird.

Bei der Stoßspannungsprüfung von Induktivitäten mit $L_b < 40$ mH, wie sie z. B. die Niederspannungswicklung eines Leistungstransformators darstellt, wird der Rücken der Blitzstoßspannung stark verformt und die Rückenhalbwertzeit beträgt weniger als 40 μ s, also weniger als die zulässige untere Toleranzgrenze. Sogar ein Durchschwingen der Blitzstoßspannung unter null ist möglich. In der Regel reicht die Spannung einer Generatorstufe zur Prüfung aus. Mit einer parallel zum Dämpfungswiderstand R_d (s. Abb. 1.12b) geschalteten Induktivität $L_d = 400$ μ H lässt sich die Rückenhalbwertzeit wieder erhöhen. Bei noch kleineren Induktivitäten mit $L_b < 4$ mH bringt eine Induktivität $L_d < 100$ μ H parallel zu R_d und ein zusätzlicher Widerstand $R_b = R_d L_b / L_d$ parallel zum Belastungskondensator C_b Abhilfe [1.2, 1.30-1.32].

Der Einfluss der Prüflinglast und der Schaltungselemente auf die Kurvenform der erzeugten Stoßspannung kann mit unterschiedlichen Verfahren und Software zur Berechnung linearer Schaltkreise theoretisch untersucht werden mit dem Ziel, die Generatorschaltung zu optimieren [1.33-1.38]. Der umgekehrte Weg, für vorgegebene Werte der Zeitparameter T_1 und T_2 die entsprechenden Schaltungselemente des Stoßspannungsgenerators zu berechnen, wird in [1.39] behandelt.

Schaltstoßspannungen lassen sich auch mit Prüftransformatoren erzeugen, die mit einem Spannungssprung erregt werden. Auf die Niederspannungswicklung wird in der einen Schaltung die Netzwechselspannung im Scheitel, in einer anderen Schaltung die Ladung eines Kondensators geschaltet. Die auf der Hochspannungsseite des Transformators entstehenden Schaltstoßspannungen weisen meist andere als die genormten Zeitverläufe auf, insbesondere sind die Scheitel- und Rückenhalbwertzeiten länger. Bei entsprechender Beschaltung der Prüftransformatoren entstehen schwingende Schaltstoßspannungen [1.2, 1.5, 1.40].

Schwingende Stoßspannungen für Vor-Ort-Prüfungen werden in der Regel mit Stoßspannungsgeneratoren erzeugt, bei denen der Dämpfungswiderstand R_d in der Grundschialtung nach Abb.1.12b durch eine Induktivität ersetzt oder ergänzt ist. Durch die überlagerte Schwingung ist der Maximalwert nahezu doppelt so groß wie der Scheitelwert einer aperiodischen Stoßspannung, die mit der gleich großen Ladespannung erzeugt wird [1.2, 1.5].

1.3.2 Erzeugung von abgeschnittenen Stoßspannungen

Abgeschnittene Stoßspannungen lassen sich mit Hilfe einer parallel zum Belastungskondensator C_b des Stoßspannungsgenerators angeschlossenen *Kugelfunkenstrecke* erzeugen. Für ein reproduzierbares Abschneiden im Rücken von Stoßspannungen ist eine getriggerte Funkenstrecke erforderlich [1.1]. In der Stirn abgeschnittene Stoßspannungen können ohne Triggerung erzeugt werden, wenn die Kugelfunkenstrecke mit UVC-Licht bestrahlt ist. Durch die UVC-Bestrahlung der Durchschlagstrecke entstehen ausreichend viele Anfangselektronen zum Zünden der Funkenstrecke, wodurch die Reproduzierbarkeit der Abschneidung verbessert wird [1.41]. Die so erzielte Reproduzierbarkeit dürfte für die meisten Anwendungen, unter anderem auch zur Kalibrierung der Messsysteme mit abgeschnittenen Stoßspannungen, ausreichend sein. Zur Erzielung unterschiedlicher Steilheiten der Stoßspannung mit gleichem Scheitelwert muss der Abstand der Kugelfunkenstrecke nachgestellt werden. Die atmosphärischen Umgebungsbedingungen beeinflussen ebenfalls den Scheitelwert (s. Kap. 5.2).

Zur Erzeugung abgeschnittener Stoßspannungen von mehr als 600 kV wird der Einsatz einer Mehrfachfunkenstrecke vorgeschlagen [1.4, 1.42]. Sie besteht aus n Kugelfunkenstrecken, die übereinander angeordnet sind und über einen parallel geschalteten n -stufigen Spannungsteiler aus Widerständen oder Kondensatoren die gleiche Potenzialdifferenz erhalten. Die Zündung der Mehrfachfunkenstrecke wird eingeleitet durch Triggerung der untersten zwei oder drei Funkenstrecken. Beim Durchzünden entstehen Überspannungen im Spannungsteiler, wodurch die oberen Funkenstrecken ebenfalls sicher durchzünden. Die Triggerung kann elektronisch oder mit Laserimpulsen erfolgen. Zur Erzielung eines sehr schnellen Spannungszusammenbruchs werden gasgefüllte Kugelfunkenstrecken oder Mehrfachplattenfunkenstrecken verwendet.

1.3.3 Erzeugung von Steilstoßspannungen

Mit konventionellen Stoßspannungsgeneratoren in niederinduktiver Ausführung lassen sich Stoßspannungen mit Steilheiten von maximal 2,5 kV/ns erzeugen. Größere Steilheiten sind wegen der unvermeidlichen Eigeninduktivitäten der Generatorelemente von mehr als 1 μH je Stufe und der Zuleitungen nicht direkt zu erzielen. Zur Erzeugung von Steilstoßspannungen mit deutlich größeren Steilheiten wird der Stoßspannungsgenerator in Verbindung mit einem *Nachkreis* betrieben [1.43-1.46]. In der Prinzipschaltung nach Abb. 1.15 ist C_1 der Belastungskondensator des Stoßspannungsgenerators **1** mit einer Kapazität von 1...2 nF. Im Nachkreis **2** stellt L die unvermeidliche Ersatzinduktivität der Zuleitungen und der Schaltungselemente dar, die in Reihe zum Widerstand R_1 liegt. Bei Erreichen des Scheitelwertes der Stoßspannung u_1 zündet die Funkenstrecke FS durch, wodurch der Kondensator C_2 des Nachkreises mit einer Kapazität von $(0,1 \dots 0,2)C_1$ schnell aufgeladen und anschließend über die Last R_2 wieder entladen wird.

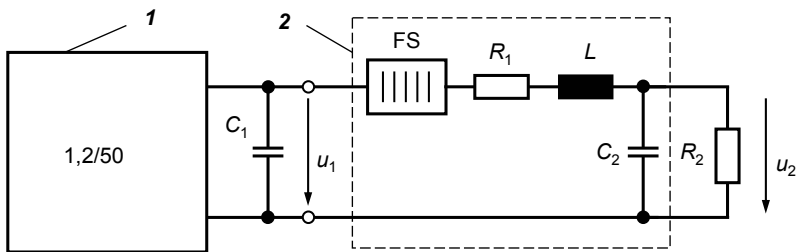


Abb. 1.15. Erzeugung von Steilstoßspannungen mit einem Stoßspannungsgenerator **1** und dem Nachkreis **2** mit Mehrfach-Plattenfunkenstrecke FS

Der Ladevorgang und damit die Steilheit der Ausgangsspannung u_2 hängt außer vom Widerstand R_1 von der Induktivität L des Nachkreises und der Durchzündzeit der Funkenstrecke FS ab. Um L möglichst niedrig zu halten, werden induktionsarme Bauteile wie Keramik Kondensatoren und Massewiderstände im Nachkreis verwendet. Als Funkenstrecke dienen mit Druckgas betriebene Kugelfunkenstrecken oder Mehrfach-Plattenfunkenstrecken. Der Abfall im Rücken der Steilstoßspannung wird durch den Lastwiderstand R_2 bestimmt. Mit Hilfe einer schnellen Abschneidefunkenstrecke am Ausgang des Nachkreises lassen sich auch Steilstoßspannungen mit annähernd rechteckförmigem Zeitverlauf erzeugen. In der Prüfpraxis haben sich verschiedene Varianten der Prinzipschaltung nach Abb. 1.15 entwickelt. Bei sorgfältigem Aufbau lassen sich Anstiegszeiten der Steilstoßspannung bis hinunter zu einigen Nanosekunden und Steilheiten in der Größenordnung von 100 kV/ns erzielen.

Steilstoßspannungen können ebenfalls mit explodierenden Drähten als Schalter erzeugt werden [1.47]. Zur Erzeugung sehr großer Steilstoßspannungen liegt der Kupferdraht am Ausgang eines Stoßspannungsgenerators und wird durch eine Blitzstoßspannung explosionsartig zum Schmelzen gebracht. In Verbindung mit

den Kreisinduktivitäten und -kapazitäten entsteht eine Steilstoßspannung, deren Scheitelwert und Zeitparameter durch die Länge und den Durchmesser des Drahtes bestimmt sind. Der Scheitelwert der durch die Drahtexplosion erzeugten Steilstoßspannung kann dabei ein Mehrfaches der Summenladespannung des Generators betragen. Die maximal erreichbare Spannungsteilheit beträgt 10 kV/ns. Die Anordnung mit dem explodierenden Draht wird auch dazu benutzt, einen Stoßstrom mit steilem Anstieg in einen Prüfling zu kommutieren, der parallel zum Draht und dem Stoßspannungsgenerator liegt.

In Prüfanordnungen zum Nachweis der elektromagnetischen Verträglichkeit elektronischer Geräte oder zur Untersuchung der Abschirmwirkung von Elektronikschaltschränken ist an den Nachkreis in Abb. 1.15 ein horizontaler Streifenleiter angeschlossen, so dass zwischen dem Streifenleiter und der Erde ein pulsformiges elektromagnetisches (EMP-) Feld entsteht. Die Streifenleiteranordnung kann je nach Einsatz große Dimensionen aufweisen, so dass sich ganze Baugruppen bis hin zum Verteilerschrank der Energieversorgung oder Kraftfahrzeuge prüfen lassen [1.48]. Mit derartigen EMP-Generatoren werden Anstiegszeiten des elektromagnetischen Feldes von einigen Nanosekunden erzielt, die vergleichbar denen bei nuklearen Höhenexplosionen (NEMP) sind [1.49]. Die größten Anlagen dieser Art finden sich naturgemäß im militärischen Bereich.

1.3.4 Generatoren für Exponential-Stoßströme

Zur Erzeugung von Exponential-Stoßströmen im Prüflabor dient in der Regel eine Schaltung mit einem kapazitiven Energiespeicher C , der auf eine vorgegebene Spannung U_0 aufgeladen und über einen Schalter, in der Regel ein Thyristor oder eine getriggerte Funkenstrecke, schlagartig auf den Prüfling P über den Widerstand R und die Induktivität L entladen wird (Abb. 1.16). Am eingebauten Messwiderstand R_m kann die dem Stoßstrom $i(t)$ proportionale Messspannung $u_m(t)$ abgegriffen werden. Der Zeitverlauf des erzeugten Stoßstromes ist außer durch R , L und C auch durch R_m und die Prüflingsimpedanz vorgegeben (s. Kap. 2.3).

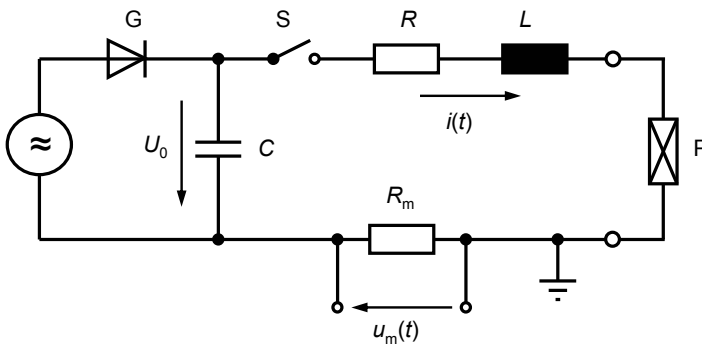


Abb. 1.16. Prinzipschaltbild eines Generators mit kapazitivem Energiespeicher C zur Erzeugung von Exponential-Stoßströmen

Die Prüfnormen sehen eine Vielfalt unterschiedlicher Impulsformen vor. Durch entsprechende Wahl der Einschübe in Tischgeräten oder Umschalten der Bauelemente in größeren Anlagen lassen sich Stoßstromgeneratoren verhältnismäßig leicht den Erfordernissen anpassen. Die Berechnung der gewünschten Zeitverläufe und der Bauelemente erfolgt mit Hilfe verschiedener Verfahren [1.50, 1.51]. In [1.52] wird ein Verfahren unter Einsatz kommerzieller Software beschrieben, mit dem sich die Kreiselemente eines modular aufgebauten Stoßstromgenerators für eine vorgegebene Impulsform berechnen lassen. Sind die charakteristischen Daten des Prüflings nicht bekannt, können diese ebenfalls mit dem Rechenverfahren bestimmt werden. Die sonst zeitraubenden experimentellen Vorarbeiten zur Anpassung der Kreiselemente an die gewünschte Impulsform entfallen dadurch.

Im Einsatz sind kompakte Tischgeräte mit Scheitelwerten von einigen 10 kA bis hin zu räumlich ausgedehnten Stoßstromanlagen mit 200 kA und mehr. Die maximale Ladespannung U_0 von Tischgeräten und Anlagen reicht von 10 kV bis 200 kV. Stoßstromgeneratoren für sehr große Stromstärken sind modular mit mehreren parallel geschalteten Stoßkondensatoren aufgebaut, die im Teil- oder Ganzkreis angeordnet sind (Abb. 1.17).

Anmerkung: Die Ausgangsklemmen des Stoßstromgenerators müssen zur Vermeidung gefährlich hoher Leerlaufspannungen über den niederohmigen Prüfling oder, wenn die Stoßstromanlage außer Betrieb ist, über einen Kurzschlussbügel verbunden sein.

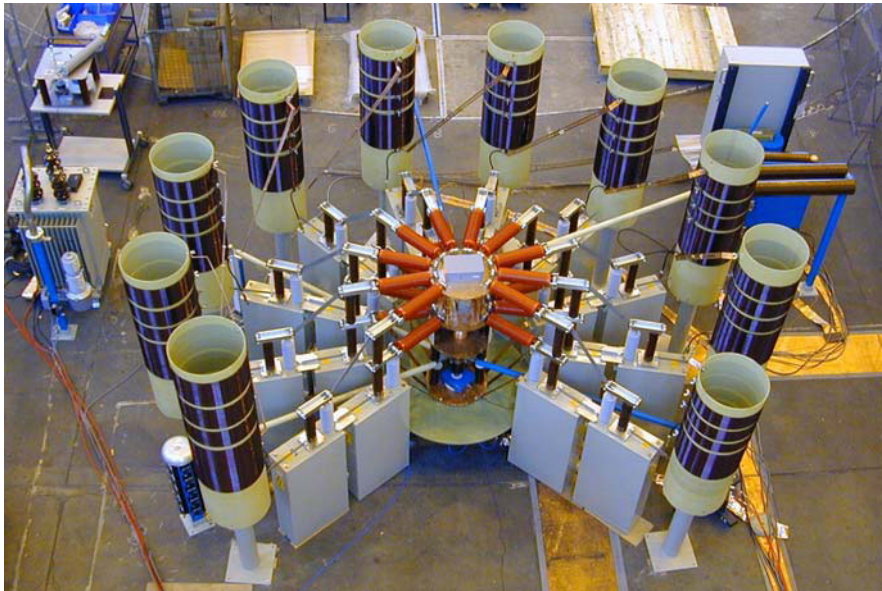


Abb. 1.17. Ausführung eines 200-kA-Stoßstromgenerators (100 kV, 250 kJ) in modularer Bauweise (HIGHVOLT Prüftechnik Dresden GmbH)

Grundsätzlich lassen sich auch Stoßspannungsgeneratoren so umbauen, dass sie im Kurzschlussbetrieb Stoßströme erzeugen [1.53]. Die erreichbaren Stromstärken

liegen unter den subjektiv erwarteten Werten, z. B. 40 kA bis 70 kA für einen Stromimpuls 8/20 je nach Kapazität der Stoßkondensatoren C_s eines 2-MV-Stoßspannungsgenerators.

Der Zeitverlauf und damit die Impulsparameter des Exponential-Stoßstromes werden von den Impedanzen des Gesamtkreises einschließlich des angeschlossenen Prüflings, der Messeinrichtung und der Zuleitungen bestimmt. Abb. 1.18 zeigt die Beeinflussung der Zeitparameter T_1 und T_2 bei erhöhtem Widerstand R_p des Prüflings P im Entladekreis eines als Tischgerät ausgeführten 20-kA-Stoßstromgenerators mit einer Ladespannung von 10 kV in der Schaltung nach Abb. 1.16. Der gleiche Effekt wird auch durch einen erhöhten Messwiderstand R_m verursacht. Während bei einem Kurzschluss der Generatorausgangsklemmen, also $R_p = 0$, ein Stoßstrom 8/20 erzeugt wird, nimmt mit zunehmendem R_p die Stirnzeit ab und die Rückenhalbwertszeit wird verlängert. Außerdem erhöht sich mit steigendem Widerstand dessen Spannungsabfall und der Generator kann nicht mehr die spezifizizierte maximale Stromstärke erzeugen. Bei Kenntnis der Werte von C und L im Ersatzschaltbild ist der Einfluss des Widerstandes auf T_1 und T_2 auch berechenbar (s. Kap. 2.3).

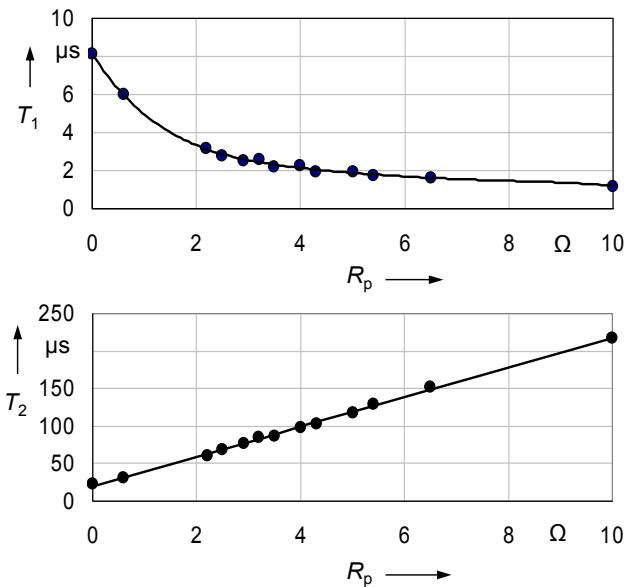


Abb. 1.18. Beeinflussung der Zeitparameter T_1 und T_2 von Stoßströmen durch den Lastwiderstand R_p im Entladekreis des Stoßgenerators nach Abb. 1.16

Der Rücken der in der Schaltung nach Abb. 1.16 erzeugten Stoßströme besteht aus einer mehr oder weniger ausgeprägten Schwingung, die teilweise auch unterhalb der Nulllinie verlaufen kann (Abb. 1.9). Das Unterschwingen mit entgegengesetzter Polarität beträgt bei einem Stoßstrom 8/20 rund ein Drittel des Stromhauptscheitels (s. Kap. 2.3). Ein Unterschwingen in dieser Größenordnung ist bei

der Prüfung von Ableitern und anderen Betriebsmitteln unerwünscht. Durch Erhöhen des Dämpfungswiderstandes R in Abb. 1.16 wird zwar das Unterschwingen reduziert, andererseits verringert sich jedoch auch der Scheitelwert.

Eine wirkungsvolle Verbesserung bei schwingenden Stoßströmen bringt die *Crowbar-Technik* (Abb. 1.19). Damit lassen sich sehr große Stromimpulse erzeugen, die im Rücken exponentiell ohne Schwingung abfallen. Wesentliches Element der erweiterten Generatorschaltung ist die getriggerte *Crowbar-Funkenstrecke* CFS mit dem Funkenstreckenwiderstand R_{CR} [1.54, 1.55]. Die angegebenen Schaltkreiselemente L_1 , R_1 und L_2 , R_2 berücksichtigen die Eigeninduktivitäten und Leitungswiderstände der Generatorschaltung und des Prüflings. Die Crowbar-Funkenstrecke ist zunächst geöffnet, und der auf U_0 aufgeladene Kondensator C entlädt sich nach Zünden der Funkenstrecke FS zum Zeitpunkt $t = 0$ über die Schaltkreiselemente und den Prüfling P wie in der Schaltung von Abb. 1.16. Der Strom durch den Prüfling steigt an (Abb. 1.20). Zum Zeitpunkt des Stromscheitels $t = t_p$ wird die Crowbar-Funkenstrecke mit Hilfe der Triggerfunkenstrecke TF gezündet, wodurch der Kreis mit L_2 , R_2 und dem Prüfling P über den Funkenstreckenwiderstand R_{CR} kurzgeschlossen wird. Zur Scheitelzeit t_p steckt in $L_2 \gg L_1$ nahezu die gesamte, ehemals in C gespeicherte Energie, die sich nun über den Prüfling entlädt. Nach Erreichen des Scheitels nimmt der Stoßstrom exponentiell mit der Zeitkonstanten $L_2/(R_{cr} + R_2)$ ab; ein Unterschwingen tritt hierbei nicht auf (Kurve 2 in Abb. 1.20).

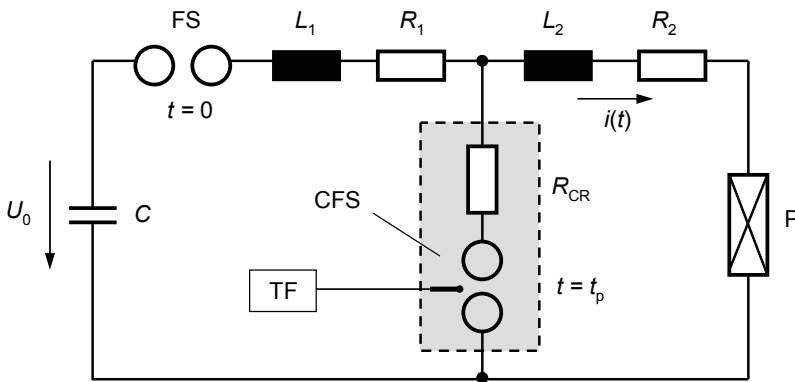


Abb. 1.19. Stromimpulsgenerator mit Crowbar-Funkenstrecke CFS zur Vermeidung des Durchschwingens im Rücken von Stoßströmen

Exponential-Stoßströme lassen sich auch mit induktiven Energiespeichern erzeugen. Hierbei wird eine Spule mit Gleichstrom über einen Ladekreis mit zunächst geschlossenem Schalter, der parallel zum Prüfling liegt, aufgeladen und dann schlagartig durch Öffnen des Schalters in den Prüfling kommutiert. Als schnelle Kommutierungsschalter dienen Lichtbogenschalter oder Drähte, die bei großer Stromstärke explosionsartig verdampfen und den Ladekreis unterbrechen [1.2, 1.47, 1.56]. Zur Simulation multipler Blitzeinschläge werden Stoßstromgene-

ratoren eingesetzt, die eine schnelle Sequenz von Stoßströmen mit unterschiedlichen Impulsformen und beiden Polaritäten erzeugen können [1.57, 1.58].

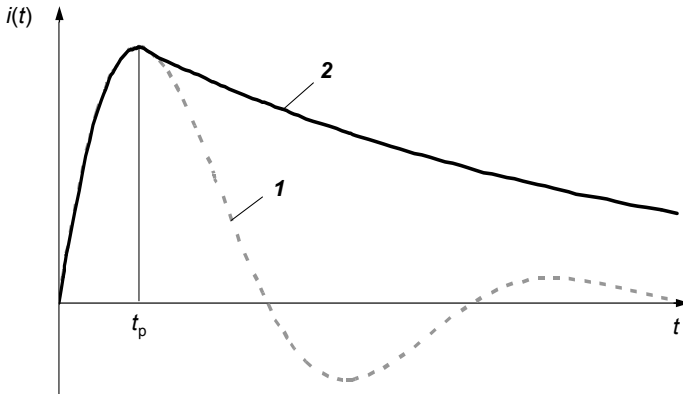


Abb. 1.20. Impulsverlauf 1 ohne Crowbar-Funkenstrecke und Impulsverlauf 2 mit Crowbar-Funkenstrecke (schematisch)

1.3.5 Erzeugung von Rechteck-Stoßströmen

Die Prinzipschaltung eines Generators zur Erzeugung von *Rechteck- (Langzeit-) Stoßströmen* mit einer Dauer von mehr als $1\ \mu\text{s}$ für Ableiterprüfungen zeigt Abb. 1.21. Die in Serie geschalteten LC-Glieder bilden einen n -stufigen *Kettenleiter*. Die parallel liegenden Kondensatoren C' werden von der gleichgerichteten Wechselspannung auf die Gleichspannung U_0 aufgeladen und über eine getriggerte Funkenstrecke FS auf den Abschlusswiderstand R_1 und den Prüfling P entladen. Für den Abschlusswiderstand des homogenen Kettenleiters gilt:

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.13)$$

mit $L = nL_i$ und $C = nC'$. Gegebenenfalls ist der ohmsche Anteil des Prüflings P bei R_1 in Gl. (1.13) zu berücksichtigen. Die Scheiteldauer T_d des Rechteck-Stoßstromes nach Abb. 1.10 berechnet sich näherungsweise zu:

$$T_d \approx 2 \frac{n-1}{n} \sqrt{LC} . \quad (1.14)$$

Aus Gl. (1.13) und Gl. (1.14) lassen sich L und C für den geforderten Rechteck-Stoßstrom mit der Dauer T_d berechnen. Numerische Berechnungen für einen Generator mit $n = 8$ Gliedern zeigen, dass eine unsymmetrische Ausführung des

Kettenleiters vorteilhaft ist, um eine möglichst rechteckförmige Impulsform ohne großes Über- und Unterschwingen am Anfang und Ende zu erzielen. Die Werte für die einzelnen Induktivitäten $L_1 \dots L_n$ unterscheiden sich deutlich, während die Teilkapazitäten C' des Kettenleiters konstant bleiben [1.1, 1.59].

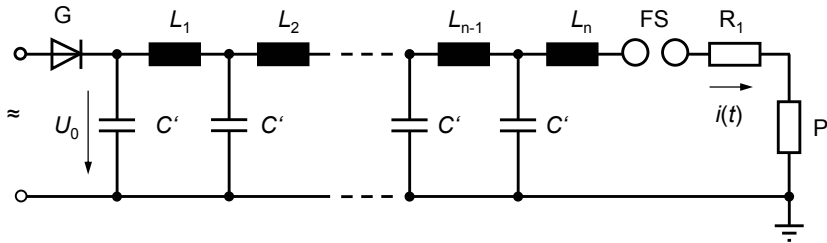


Abb. 1.21. Prinzipschaltbild eines Generators für Rechteck-Stoßströme

1.3.6 Erzeugung von Kurzschlusswechselströmen

Kurzschlusswechselströme zur Prüfung von Betriebsmitteln der Energieversorgung lassen sich im Hochleistungsprüffeld mit leistungsstarken Maschinensätzen bis zu den höchsten Stromstärken von mehreren 100 kA erzeugen. Der Kurzschlussstrom ist bei der Prüfung von Leistungsschaltern auf wenige Perioden bzw. Halbschwingungen begrenzt, so dass die maximale Prüfdauer im Bereich von 1 s liegt [1.2, 1.24]. Die Vorgänge lassen sich mit dem einfachen Ersatzschaltbild in Abb. 1.22 beschreiben.

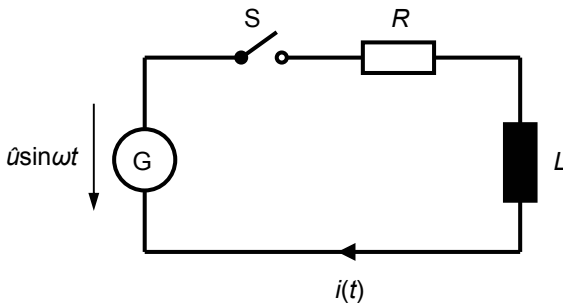


Abb. 1.22. Ersatzschaltbild der Prüfanordnung mit Generator G zur Erzeugung von Kurzschlusswechselströmen

Der Kurzschlusskreis ist durch den Widerstand R und die Induktivität L des Prüflings und der Anschlussleitungen nachgebildet. Zum Schaltzeitpunkt $t = t_0$ wird die Wechselspannung mit dem Augenblickswert $u(t_0) = \hat{u} \sin \psi$ auf den Kurzschlusskreis geschaltet, wobei ψ der Schaltwinkel ist (s. Kap. 2.5). Unter Annah-

me einer starren Wechselspannung, die unverändert mit $\hat{u}\sin(\omega t + \psi)$ am Prüfling ansteht, fließt für eine vorgegebene Dauer bzw. Periodenanzahl ein Kurzschlusswechselstrom $i(t)$ nach Gl. (2.36). Im stationären Betrieb eilt der Kurzschlussstrom der Wechselspannung wegen der induktiven Last um den Phasenwinkel φ nach. Je nach Schaltwinkel ψ ist dem stationären Kurzschlusswechselstrom eine mehr oder weniger große Gleichkomponente überlagert, die exponentiell mit der Zeit abklingt (Abb. 1.11a). Der Kurzschlusswechselstrom mit überlagerter Gleichkomponente, durch die der Scheitelwert bis auf den doppelten Wert erhöht wird, stellt eine besonders starke Belastung des Prüflings dar. Kurzschlusswechselströme mit geringeren Stromstärken können auch mit einem statischen Generator erzeugt werden, der von einem Digital-Analog-Wandler mit der gewünschten Kurvenform angesteuert wird.

Literatur zu Kapitel 1

- [1.1] Beyer, M., Boeck, W., Möller, K., Zaengl, W.: Hochspannungstechnik. Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1986
- [1.2] Kind, D., Feser, K.: Hochspannungsversuchstechnik. Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig/Wiesbaden, 5. Aufl., 1995
- [1.3] Kuchler, A.: Hochspannungstechnik. Grundlagen – Technologie – Anwendungen. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 3. Aufl., 2009
- [1.4] Schwab, A. J.: Hochspannungsmesstechnik. Messgeräte und Messverfahren. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2. Aufl., 1981
- [1.5] Kuffel, E., Zaengl, W. S.: High Voltage Engineering – Fundamentals. Pergamon Press Oxford New York Toronto Sydney Paris Frankfurt, 1984
- [1.6] Aßner, A. M.: Stoßspannungs-Meßtechnik. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 1974
- [1.7] IEC 60060-1: High-voltage test techniques - Part 1: General definitions and test requirements (Entwurf FDIS 2010)
- [1.8] IEC 60060-2: High-voltage test techniques - Part 2: Measuring systems (Entwurf FDIS 2010)
- [1.9] Schon, K.: Korrektur des Scheitelwertes von Keilstoßspannungen unter Berücksichtigung des genauen Abschneidezeitpunktes. etz-Archiv Bd. 5 (1983), S. 233-237
- [1.10] Berlijn, S.: Influence of lightning impulses to insulating systems. Diss. TU Graz, 2000
- [1.11] Simón, P., Garnacho, F., Berlijn, S. M., Gockenbach, E.: Determining the test voltage factor function for the evaluation of lightning impulses with oscillations and/or overshoot. IEEE Trans. PWRD, Vol. 21 (2006), S. 560-566
- [1.12] Li, Y., Rungis, J.: Evaluation of parameters of lightning impulses with overshoots. 13. ISH Delft (2003), S. 514
- [1.13] Li, Y., Rungis, J.: Analysis of lightning voltage with overshoot. 14. ISH Beijing (2005), Beitrag B-08
- [1.14] Berlijn, S., Garnacho, F., Gockenbach, E.: An improvement of the evaluation of lightning impulse test voltages using the k-factor. 13. ISH Delft (2003), Beitrag 743
- [1.15] Hällström, J., et al.: Applicability of different implementations of K-factor filtering schemes for the revision of IEC 60060-1 and -2. 14. ISH Beijing (2005), Beitrag B 32

- [1.16] Lewin, P. L., Tran, T. N., Swaffield, D. J., Hällström, J.: Zero phase filtering for lightning impulse evaluation: A K-factor filter for the revision of IEC 60060-1 and -2. IEEE Trans. PWRD, Vol. 23 (2008), S. 3-12
- [1.17] Schon, K.: Digital filtering of hv lightning impulses. IEEE Panel Session „Digital Techniques in HV Tests“, Long Beach, California (1989)
- [1.18] Sato, S., Harada, T.: Lightning impulse parameter determination by means of moving average method. 13. ISH Delft (2003), Beitrag Nr. 807
- [1.19] Li, Y., Rungis, J.: Precision digital filters for high voltage impulse measuring systems. IEEE Trans. PWRD, Vol. 14 (1999), S. 1213-1220
- [1.20] Gockenbach, E.: A simple and robust evaluation procedure for high-voltage impulses. IEEE Intern. Symposium on Digital Techniques in High Voltage Measurement. Toronto (1991), Session 3
- [1.21] DIN EN 60060-3 (VDE 0432 Teil3): Hochspannungs-Prüftechnik - Teil 3: Begriffe und Anforderungen für Vor-Ort-Prüfungen (2006)
- [1.22] Hauschild, W.: Der künftige IEC-Standard IEC 60060-3 „Hochspannungsprüfungen vor Ort“ und seine Bedeutung für die off-line Diagnostik. ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Köln (2004), ETG-FB 97, S. 35, VDE Verlag Berlin Offenbach
- [1.23] Feser, K.: EMV – eine aktuelle Herausforderung für Wissenschaft und Technik. etz 110 (1989), S. 800-806
- [1.24] IEC 62475: High current test techniques – General definitions, test requirements and measuring systems (Entwurf CDV 2010)
- [1.25] Wolf, J., Gamlin, M.: A new modular design for a new generation of impulse voltage generators. 13. ISH Delft (2003), Beitrag 797
- [1.26] Stolle, D., Peier, D.: Reproducibility of Marx generators. 5. ISH Braunschweig (1987), Beitrag 61.04
- [1.27] Yao, Z. G.: The standard lightning impulse waveforming in a test system including long HV lead. 5. ISH Braunschweig (1987), Beitrag 63.15
- [1.28] Lakshmi, P. V., Sarma, S., Singh, B. P., Tiwari, R. K.: Determination of tuning parameters for reducing the overshoot during impulse test of power transformer. 13. ISH Delft (2003), Beitrag 87
- [1.29] Schwenk, K., Gamlin, M.: Load range extension methods for lightning impulse testing with high voltage impulse generators. 14. ISH Beijing (2005), Beitrag B-78
- [1.30] Glaninger, P.: Stoßspannungsprüfung an elektrischen Betriebsmitteln kleiner Induktivität. 2. ISH Zürich (1975), S. 140-144
- [1.31] Feser, K.: Auslegung von Stoßgeneratoren für die Blitzstoßspannungsprüfung von Transformatoren. Bull. SEV 69 (1978), S. 973-979
- [1.32] Papachristos, G., Woschnagg, E.: Norm- und Schaltstoßspannungsprüfung von Transformatoren und Kompensations-Drosselspulen. Digitale Berechnung der Spannungswellenform und Diagramme zur Dimensionierung des Stoßkreises. Bull. SEV 65 (1974), S. 721-731
- [1.33] Etzel, O., Helmchen, G.: Berechnung der Elemente des Stoßspannungskreises für die Stoßspannungen 1,2/50, 1,2/5 und 1,2/200. ETZ-A 85 (1964), S. 578-582
- [1.34] Vondenbusch, A.: Ein allgemeines Berechnungsverfahren für Stoßschaltungen mit drei voneinander unabhängigen Energiespeichern. ETZ A 80 (1959), S. 617-622 (Diss. RWTH Aachen, 1968)
- [1.35] Heilbronner, F.: Firing and voltage shape of multistage impulse generators. IEEE Trans. PAS-90 (1971), 2233-2238
- [1.36] Del Vecchio, R. M., Ahuja, R., Frenette, R.: Determining ideal impulse generator settings from a generator-transformer circuit model. IEEE Trans. PWRD, Vol. 17 (2002), S. 1
- [1.37] Schufft, W., Hauschild, W., Pietsch, R.: Determining impulse generator settings for various test cases with the help of a www-based simulation program. 14. ISH Beijing (2005), Beitrag J58
- [1.38] Heinemann, R.: PSPICE – Einführung in die Elektroniksimulation. Carl Hanser Verlag München, 2004

- [1.39] Sato, S.: Automatic determination of circuit constants fulfilling the given impulse time parameters. 15. ISH Ljubljana (2007), Beitrag T10-313
- [1.40] Kind, D., Salge, J.: Über die Erzeugung von Schaltspannungen mit Hochspannungsprüftransformatoren. ETZ-A 86 (1965), S. 648-651
- [1.41] DIN EN 60052 (VDE 0432 Teil 9): Spannungsmessungen mit Standard-Luftfunkenstrecken (2003)
- [1.42] Feser, K., Rodewald, A.: Eine triggerbare Mehrfachabschneidefunkenstrecke für hohe Blitz- und Schaltstoßspannungen. 1. ISH München (1972), S. 124-131
- [1.43] McDonald, D. F., Benning, C. J., Brient, S. J.: Subnanosecond risetime multikilovolt pulse generator. Rev. Sci. Instr. 36 (1965), S. 504-506
- [1.44] Kärner, H.: Erzeugung steilster Stoßspannungen hoher Amplitude. Bull. SEV 58 (1967), S. 1096-1110
- [1.45] Feser, K., Modrusan, M., Sutter, H.: Steep front impulse generators. 3. ISH Mailand (1979), Beitrag 41.06
- [1.46] Dams, J., Dunz, T., Kuchler, A., Schwab, A.: Design and operation of a Terawatt pulse-power generator. 5. ISH Braunschweig (1987), Beitrag 61.02
- [1.47] Kind, D., Salge, J., Schiweck, L., Newi, G.: Explodierende Drähte zur Erzeugung von Megavolt-Impulsen in Hochspannungsprüfkreisen. ETZ-A 92 (1971), S. 46-51
- [1.48] Feser, K.: MIGUS – EMP-Simulator für die Überprüfung der EMV. etz 108 (1987), S. 420-423
- [1.49] Ruedy, T., Bertuchoz, J., Wamister, B.: Entstehung und Wirkung des NEMP. Bull. SEV/VSE 71 (1980), S. 905-923
- [1.50] Modrusan, M.: Normierte Berechnung von Stoßstromkreisen für vorgegebene Impulsströme. Bull. SEV 67 (1976), S. 1237-1242
- [1.51] Schwab, A., Imo, F.: Berechnung von Stoßstromkreisen für Exponentialströme. Bull. SEV/VSE 68 (1977), S. 1310-1313
- [1.52] Körbler, B., Pack, S.: Analysis of an impulse current generator. 12. ISH Bangalore (2001), Beitrag 7-22
- [1.53] Zhao, G., Zang, X.: EMTP analysis of impulse voltage generator circuit. 14. ISH Beijing (2005), Beitrag A-11
- [1.54] Zischank, W.: A surge current generator with a double-crowbar spark gap for the simulation of direct lightning stroke effects. 5. ISH Braunschweig (1987), Beitrag 61.07
- [1.55] Pietsch, R., Baronick, M., Kubat, M.: Impulse current test system with crowbar gap extension for surge arrester testing. 15. ISH Ljubljana (2007), Beitrag T10-745
- [1.56] Salge, J., Peier, D., Brilka, R., Schneider, D.: Application of inductive energy storage for the production of intense magnetic fields. 6th Symposium on Fusion Technology, Aachen (1970)
- [1.57] Feser, K., Modrusan, M., Sutter, H.: Simulation of multiple lightning strokes in laboratory. 3. ISH Mailand (1979), Beitrag 41.05
- [1.58] Klein, T., Köhler, W., Feser, K.: Exponential current generator for multiple pulses. 12. ISH Bangalore (2001), Beitrag 7-21
- [1.59] Modrusan, M.: Langzeit-Stoßstromgenerator für die Ableiterprüfung gemäß CEI-Empfehlung. Bull. SEV 68 (1977), S. 1304-1309