

8 EMV-Störfestigkeitsprüftechnik

Immunitäts- bzw. *Störfestigkeitsprüfungen* dienen der Ermittlung der Widerstandsfähigkeit elektronischer Geräte gegen die an ihrem Einsatzort zu erwartenden Störgrößen. Letztere kennt man entweder aus Betriebs- erfahrungen der Vergangenheit oder aufgrund speziell durchgeführter Emissionsmessungen am Einsatzort (s. a. Kap. 2). Die Störpegel unterschiedlicher Umgebungen lassen sich grob verschiedenen *Umgebungsklassen* zuordnen, die ihrerseits eine bestimmte *Prüfschärfe* (engl.: *test severity*) nahe legen [8.1–8.3]. Eine bestandene *Störfestigkeitsprüfung* mit repräsentativen Störgrößen garantiert nicht, dass ein Gerät absolut störfest ist (z. B. im Extremfall eines direkten Blitzeinschlags). Sie erlaubt jedoch in vielen Fällen die Schlussfolgerung, dass das Gerät mit einer Wahrscheinlichkeit verfügbar sein wird, die komplementär ist zur Wahrscheinlichkeit des Auftretens beliebiger Störgrößen, die oberhalb der beim Test als repräsentativ eingestuften Prüfspannungen und -ströme bzw. der zugehörigen Felder liegen. Während für Emissionsmessungen bezüglich Durchführung und einzu- haltender Funkstörgrenzwerte seit Langem umfangreiche und genaue Vor- schriften zur Verfügung stehen, werden Störfestigkeitsprüfungen häufig auch nach internen Hersteller- oder Anwenderrichtlinien durchgeführt. Wesent- lich ist, dass Hersteller und Anwender sich rechtzeitig auf die gleichen repräsentativen Störgrößen, insbesondere auch über den Innenwiderstand der sie erzeugenden Testgeneratoren, einigen (falls diese nicht bereits durch Normen vorgegeben sind). Entspricht ein Gerät bezüglich seiner Störfestig- keit in Spezifikation und Normen festgelegten Beanspruchungen und fällt das Gerät beim Anwender trotzdem aus, obliegt es dem Anwender, seine Störumgebung durch separate Maßnahmen unter den Pegel der Prüf- störgrößen abzusenken. Wegen der sehr unterschiedlichen Anforderungen an die Störfestigkeit von Automatisierungssystemen, KFZ-Elektronik etc. kann das vorliegende Kapitel verständlicherweise nur die essentiellen elek- trotechnischen Grundlagen der verwendeten Verfahren und Geräte be- handeln. Im konkreten Einzelfall sind die jeweils geltenden Vorschriften zu Rate zu ziehen (soweit existent).

Entsprechend der Vielfalt der im Kap. 2 vorgestellten Störquellen und ihrer Emissionen existieren zahlreiche verschiedene EMB-Simulationsverfahren, Bild 8.1.

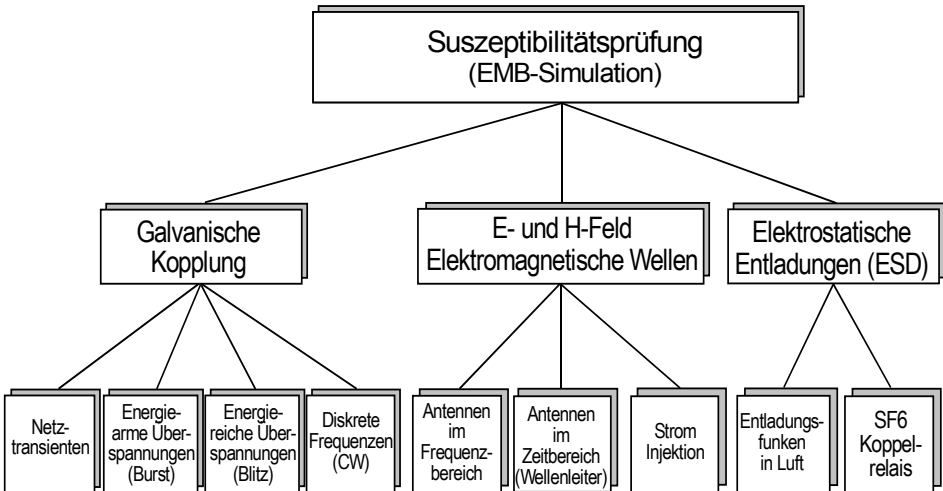


Bild 8.1: In der Suszeptibilitätsprüftechnik verwendete EMB-Simulationsverfahren.

Die für die unterschiedlichen Aufgabenstellungen erforderlichen *Simulatoren* und ihre *Ankopplung* werden im Folgenden näher erläutert.

8.1 Simulation leitungsgebundener Störgrößen

Zur Simulation leitungsgebundener Störgrößen benötigt man einen geeigneten *Störgrößensimulator* sowie eine *Ankoppelinrichtung*. Letztere enthält sowohl *Ankoppелеlemente* zum Prüfobjekt als auch *Entkoppелеlemente* zum Netz. Bei Suszeptibilitätstests kommt der Ankoppelinrichtung etwa die gleiche Aufgabe zu wie der Netznachbildung bei Emissionsmessungen, lediglich mit umgekehrter Wirkungsrichtung (s. Abschn. 7.1). So ist auch nicht verwunderlich, dass sich manche Koppelfilter sowohl für Emissionsmessungen als auch für Suszeptibilitätsprüfungen einsetzen lassen.

Störsimulatoren lassen sich sowohl kapazitiv als auch induktiv an ein Prüfobjekt ankoppeln. In beiden Fällen muss man zwischen der Einkopplung

von Gegentakt- und Gleichtaktstörungen unterscheiden (s. Abschn. 1.4). Die *kapazitive* Einkopplung von Gegentakt- und Gleichtaktsignalen zeigt schematisch Bild 8.2.

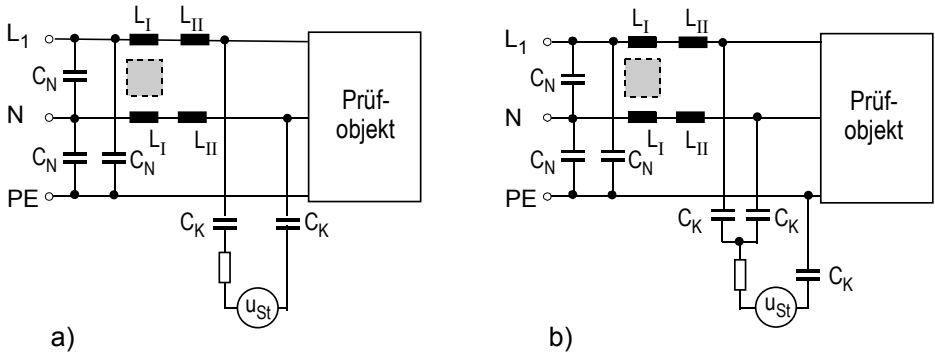


Bild 8.2: Simulation leitungsgebundener Störgrößen durch kapazitive Einkopplung a) Einkopplung von Gegentaktstörungen, b) Einkopplung von Gleichtaktstörungen.

Die Längsimpedanzen L_I und L_{II} verhindern einerseits das Eindringen der Prüfpulse in das Netz, andererseits ist ihre Existenz unabdingbare Voraussetzung für die Erzeugung einer bestimmten Kurvenform am Prüfling. Ohne Längsdrosseln würde der vergleichsweise geringe Innenwiderstand des Netzes die meisten Störgrößensimulatoren praktisch kurzschließen. Da an den Drosseln bei 50 Hz höchstens 10% Spannungsabfall toleriert werden können, unterstützt man die Entkopplung zum Netz durch die Filterkondensatoren C_N . Alternativ schaltet man vor die Ankopplereinrichtung einen Stelltransformator, mit dem die Netzspannung beispielsweise auf 240 V erhöht und damit ein großer Spannungsabfall an den Längsdrosseln kompensiert werden kann. Vielseitig einsetzbare Ankopplungseinrichtungen erhalten zusätzlich einen Trenntransformator, der auch den Einsatz einseitig geerdeter Störgrößengeneratoren erlaubt.

In gleicher Weise wie ein geringer Netzzinnenwiderstand, vermag auch ein niederohmiges Prüfobjekt einen Störgrößensimulator derart zu belasten, dass die Aufrechterhaltung der geforderten Prüfgrößen Probleme bereitet. In jedem Fall ist daher die Einhaltung der geforderten Prüfschärfe unmittelbar an den Klemmen des Prüflings durch geeignete Spannungs- und Strommessein-

richtungen [2.19] nachzuweisen. Bei komfortablen Ankoepelrichtungen und Störgrößengeneratoren sind derartige Sensoren bereits fest eingebaut.

Die *induktive* Einkopplung von Gegentakt- und Gleichtaktstörungen zeigt schematisch Bild 8.3.

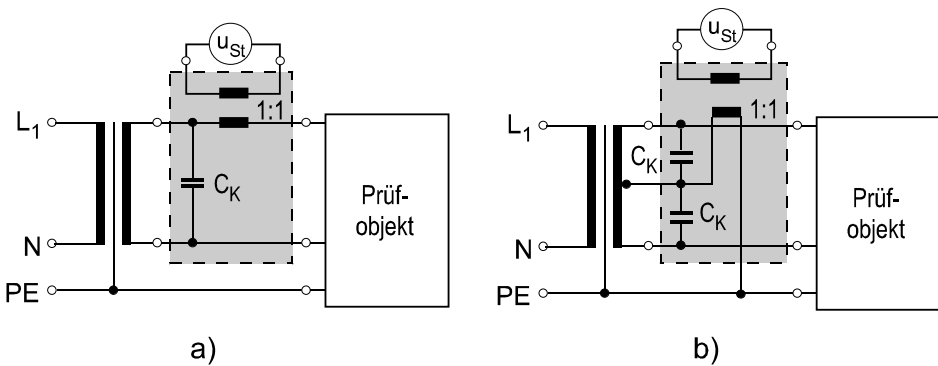


Bild 8.3: Simulation leitungsgebundener Störgrößen durch induktive Einkopplung a) Einkopplung von Gegentaktstörungen b) Einkopplung von Gleichtaktstörungen.

Die Entkopplung zum Netz bewirken hier überwiegend die Kopplungskapazitäten C_K , die für hohe Frequenzen einen Kurzschluss darstellen, so dass sowohl bei der Einkopplung von Gegentaktstörungen als auch von Gleichtaktstörungen die Störgrößen nicht transformatorisch ins Netz übertragen werden.

Da der Breitbandübertrager den Strom bzw. den Spannungsabfall im Betriebsstromkreis auf den Ausgang des Störgrößensimulators transformiert, kann bei manchen Störgrößensimulatoren eine Kompensation dieser Größen erforderlich werden [8.4].

Die induktive Einkopplung wird mangels marktgängiger breitbandiger Impulsübertrager hoher Leistung seltener angewandt als die kapazitive Einkopplung. Schließlich sei die Einkopplung in Signal- und Datenleitungen erwähnt, die zweckmäßig über Edelgasüberspannungsableiter vorgenommen wird [8.5].

Nach diesen grundsätzlichen Betrachtungen soll im Folgenden die praktische Simulation verschiedener typischer Störungen näher erläutert werden.

8.1.1 Simulation von Niederfrequenzstörungen in Niederspannungsnetzen (ms-Impulse)

Zum Nachweis der Störfestigkeit gegenüber Abschaltvorgängen von Überstromschutzorganen (Schutzschalter) müssen nach VDE 0160 [8.29] elektronische Betriebsmittel in Starkstromanlagen mit Überspannungen gemäß Bild 8.4 geprüft werden.

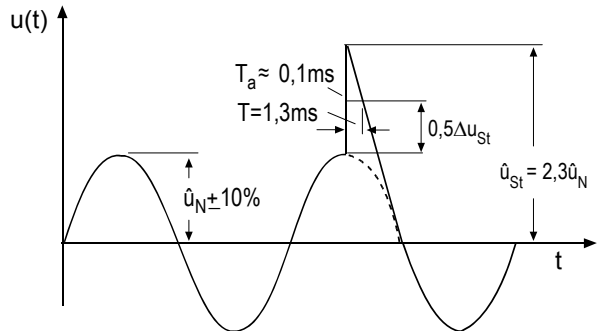


Bild 8.4: Spannungsimpuls zur Prüfung der Überspannungsfestigkeit elektronischer Betriebsmittel

Die Überspannungserzeugung erfolgt durch Entladung eines Energiespeicherkondensators im Augenblick des Scheitelwerts, Bild 8.5.

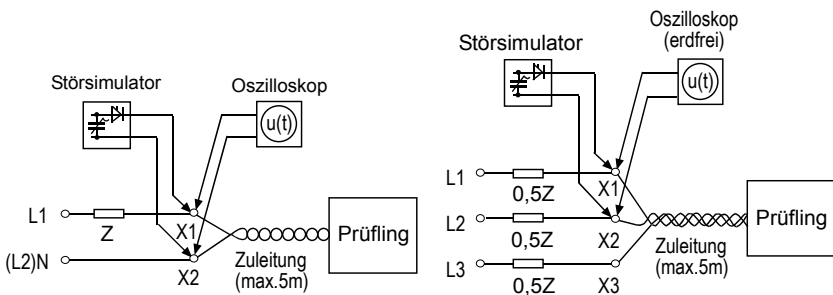


Bild 8.5: Überspannungsprüfung für ein- und dreiphasige Betriebsmittel. Z: Entkopplungsimpedanz (nach VDE 0160 [8.29]).

Während für einphasig betriebene Geräte einseitig geerdete Simulatoren zum Einsatz kommen, werden für zwei- und dreiphasig gespeiste Betriebsmittel Störsimulatoren mit erdfreiem, symmetrischem Ausgang benötigt. Die Potentialtrennung kann *nicht* durch einen nachträglich dem Störsimulator vorgeschalteten Trenntransformator bewerkstelligt werden, da das Simulatorgehäuse dann unzulässig hohe Berührungsspannungen annehmen würde.

Die Größe des Energiespeicherkondensators richtet sich nach dem kapazitiven Eingangswiderstand des elektronischen Betriebsmittels und der Impedanz der Entkoppeldrosseln zum Netz. Die Kapazität ist fallweise so an den Prüfling anzupassen, dass die Zeitparameter gemäß Bild 8.4 auch erreicht werden ($C_{\max} = 250\mu\text{F}$). Alternativ zu Bild 8.5 lässt sich die Prüfspannung auch transformatorisch seriell einkoppeln (s. Abschn. 8.1).

Neben Überspannungen müssen elektronische Betriebsmittel auch gelegentliche kurzzeitige *Absenkungen der Betriebsspannung* oder gar einen kurzzeitigen *Netzausfall* verkraften. Der Nachweis der Immunität gegen Spannungsabsenkungen kann beispielsweise mit der in Bild 8.6 gezeigten Schaltung erfolgen.

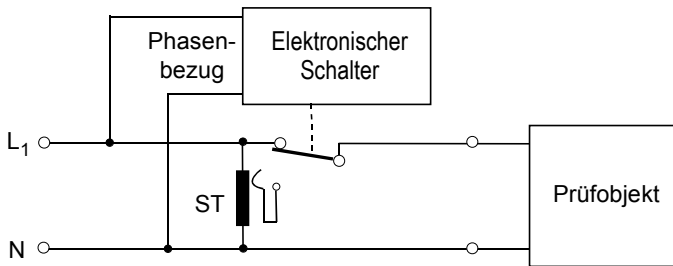


Bild 8.6: Simulation von Netzspannungsabsenkungen. ST: Spartransformator.

Ein mit beliebiger Phasenverschiebung gegenüber Netzspannung triggerbarer elektronischer Schalter erlaubt die freizügige Simulation aller Arten von Netzstörungen. Typische Werte für die *Netzausfalldauer* sind 10 ms (1 Halbschwingung), für eine *Spannungsabsenkung* (50%) ca. 20 ms (1 Periode), s. z. B. VDE 0839 Teil 1 [B23] oder EN 61000-4-11. Bei periodischer Ansteuerung des Schalters und geeignetem Aufbau lassen sich auch periodische Spannungsabsenkungen, wie sie während Kommutierungsvorgängen bei Stromrichtern auftreten, simulieren.

8.1.2 Simulation breitbandiger energiearmer Schaltspannungsstörungen (Burst)

Abschaltüberspannungen von Relais- und Schützpulen sowie anderer induktiver Lasten manifestieren sich meist als *Störimpulspakete* auf Netz-, Signal- und Datenleitungen (engl.: *burst*, s. a. Abschn. 2.4.2). Für ihre Simu-

lation wurde der in Bild 8.7 dargestellte zeitliche Störgrößenverlauf genormt (VDE 0847 Teil 4-4 bzw. EN 61000-4-4 [8.36]).

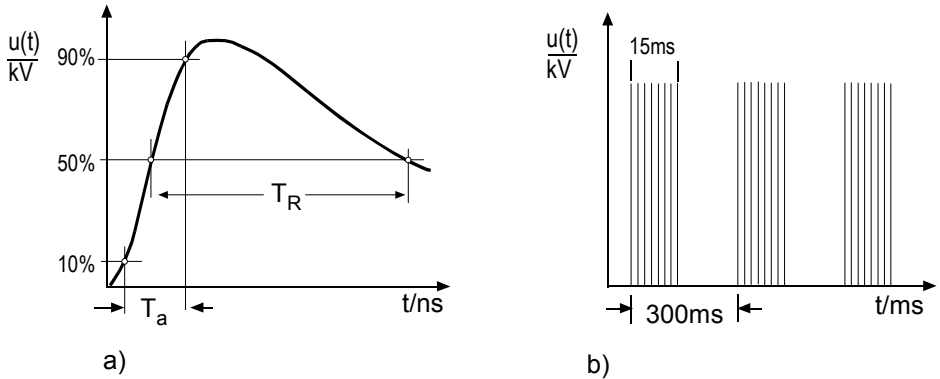


Bild 8.7: Zeitlicher Verlauf der Burst-Simulation. a) Einzelimpuls bei hoher Zeitablenkung, b) Störimpulspakete bei niedriger Zeitablenkung.

Die Einzelimpulse besitzen qualitativ den gleichen Verlauf wie die klassische *Blitzstoßspannung* der Hochspannungsprüftechnik (Doppelexponentialfunktion), quantitativ jedoch andere Zeitparameter:

- Anstiegszeit $T_a = 5 \text{ ns} \pm 30\%$
- Rückenhalbwertszeit $T_R = 50 \text{ ns} \pm 30\%$

Die Störimpulspakete sind durch folgende Eigenschaften gekennzeichnet:

- *Burstamplitude*
- *Burstperiode*
- *Burstlänge*.

Der Scheitelwert der Impulse richtet sich nach dem zu prüfenden Gerätetyp bzw. nach der Natur der zu- und abgehenden Leitungen (Netzleitung, E/A-Leitungen etc.), mit anderen Worten ihrer Nutzspannungspegel.

Die Burstperiode beträgt grundsätzlich $300 \text{ ms} \pm 20\%$, die Burstlänge $15 \text{ ms} \pm 20\%$. Die Einzelimpulsperiode hängt von der Prüfschärfe ab, siehe Tabelle 8.1.

Tabelle 8.1: Burstparameter für verschiedene Prüfschärfegrade (Beanspruchungsdauer 1 Minute).

Prüfschärfe	Prüfspannung ± 10% (Stromversorgungsleitungen)	Prüfspannung ± 10% (Signal-, Datenleitungen)	Impulswiederhol- frequenz
1	0,5 kV	0,25 kV	5 kHz
2	1 kV	0,5 kV	5 kHz
3	2 kV	1 kV	5 kHz
4	4 kV	2 kV	2,5 kHz
x	n. Vereinbarung	n. Vereinbarung	n. Vereinbarung

Störimpulspakete gemäß Bild 8.7 b lassen sich mit einer Schaltung nach Bild 8.8 erzeugen.

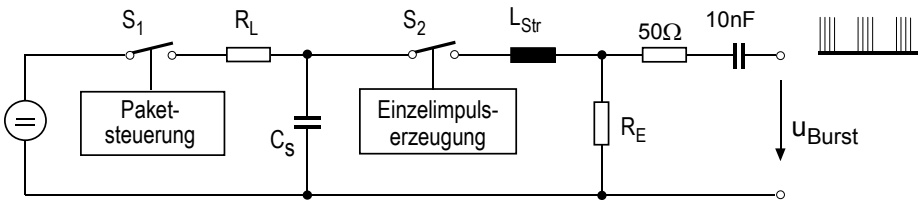


Bild 8.8: Prinzipschaltbild eines Burst-Simulators.

Der Schalter S_1 bestimmt die Paketbreite und -periode, der Schalter S_2 (freilaufende Funkenstrecke, gesteuerte Transistorkaskade) die Einzelimpulserzeugung und Einzelimpulsperiode. Die Impulstirn wird in erster Linie durch die Zeitkonstante L_{Str}/R_E , der Impulsrücken durch die Entladezeit $C_S R_E$ bestimmt.

Bei der Einkopplung in Versorgungsleitungen (z. B. 220 V-Netz) kommt eine Koppelinrichtung mit konzentrierten Koppelkondensatoren ($10 \mu\text{F}$ bis $35 \mu\text{F}$) zum Einsatz, die gleichzeitig auch *Entkopplungsdrosseln* zum Netz beinhaltet (s. Abschn. 7.1 u. VDE 0847 Teil 4-4 [8.36]). Die Einkopplung in Signal-, Steuer- und Datenleitungen erfolgt über verteilte Koppelkapazitäten (*kapazitive Koppelstrecken*) mit einer Gesamtkapazität von ca. 50 pF bis 200 pF , Bild 8.9.

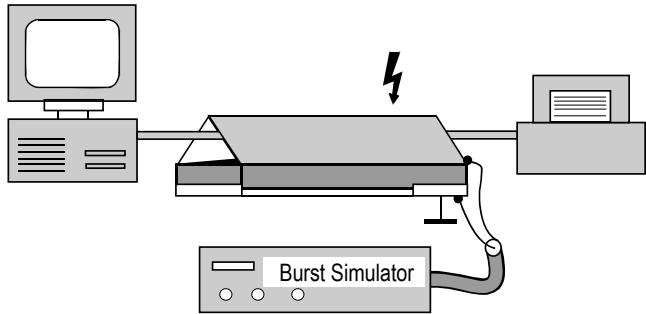


Bild 8.9: Einkopplung asymmetrischer Störspannungen mittels kapazitiver Koppelstrecke (s. a. VDE 0843 Teil 4 u. 0847 Teil 2).

Bei beschränkten Platzverhältnissen kann an Stelle der kapazitiven Koppelstrecke auch eine konzentrierte Koppelkapazität angeschaltet oder eine selbstklebende Metallfolie mit einer Kapazität von 100 pF gegenüber dem Kabelmantel aufgebracht werden.

Die kapazitive Kopplung verleitet allzu häufig zu der Annahme, dass es sich um eine rein kapazitive Einkopplung handelt. Hier sollte jedoch nicht übersehen werden, dass der in die Koppelkapazitäten fließende Strom letztlich über Streukapazitäten oder galvanische Masseverbindungen zur Masseklemme des Burstgenerators zurückfließen muss (s. a. Abschn. 1.5 und 10.6) und die hierzu erforderliche Stromschleife induktiv mit den anderen Leitungen bzw. Betriebsstromkreisen des Prüfobjekts gekoppelt ist. Dies entspricht im übrigen auch genau der Realität, in der parallel verlaufende Leitungen von Relais- und Schützspulen nicht allein aufgrund ihrer sprunghaften Potentialänderungen zu kapazitiven Einkopplungen Anlass geben, sondern gerade wegen der in ihnen fließenden Ströme bzw. deren sprunghaften Änderungen di/dt parallel verlaufende Stromkreise induktiv beeinflussen (s. a. Abschn. 2.4.2 und 10.1). Wegen Einzelheiten der räumlichen Anordnung von Prüfobjekt, Simulator, Masse- und Erdleitungen sind die jeweils geltenden Vorschriften zu Rate zu ziehen.

8.1.3 Simulation breitbandiger energiereicher Überspannungen (Hybridgenerator)

Energereiche Überspannungen entstehen infolge galvanischer oder induktiver Einkopplung atmosphärischer Entladungen, Schaltheftungen in Elek-

troenergiesystemen etc. Ihre Simulation erfolgt mit den klassischen genormten Kurvenformen für Blitz- und Schaltstoßspannungen der Hochspannungsprüftechnik, Bild 8.10 a.

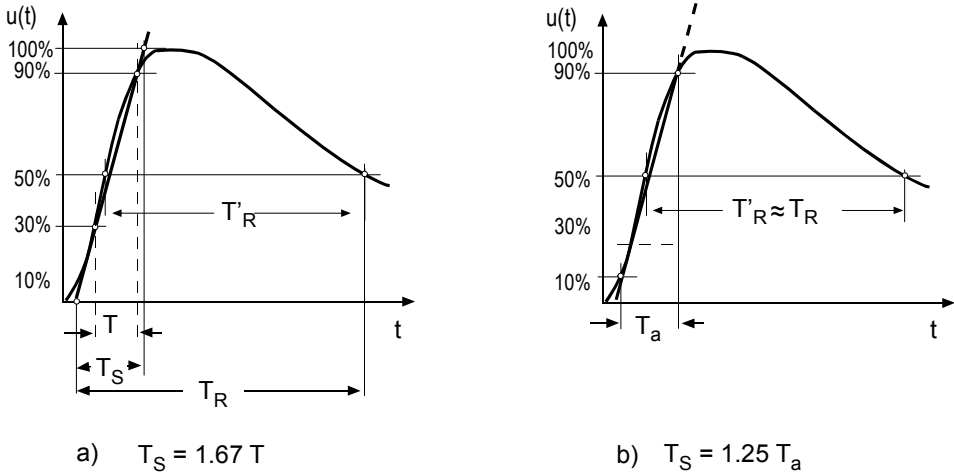


Bild 8.10: Definition der *Stirn-* und *Rückenzeit* sowie der *Anstiegszeit* von Überspannungen. a) Stirnzeit T_S und Rückenzeit T_R nach ENV 50142 und IEC 60-1, b) Anstiegszeit T_a und Rückenzeit T_R nach IEC 469-1.

Da die Bestimmung der Stirnzeit T_S und der Rückenzeit T_R gemäß ENV 50142 bzw. IEC 60-1 etwas umständlich ist, ermittelt man *in praxi* mit dem Cursor des Oszilloskops die Anstiegszeit T_a nach IEC 469-1 und multipliziert mit 1,25,

$$T_S = 1,25 \cdot T_a$$

(8-1)

Für einen bestimmten physikalischen Spannungsverlauf ergibt die Auswertung eines Spannungsterms nach beiden Vorschriften zwar unterschiedliche Anstiegszeiten $T_{a_{30/90}}$ und $T_{a_{10/90}}$, jedoch unter Berücksichtigung von (8.1) selbstverständlich die gleiche Stirnzeit T_S .

Die Rückenzeit T_R wird zur Vereinfachung meist als T'_R gemäß Bild 8.10 b ermittelt, was wegen $T_S \square T_R$ und den großen Toleranzen meist zulässig ist.

Übliche Zeitparameter sind:

- Blitzstoßspannung 1,2/50 : $T_S = 1,2 \mu\text{s} \pm 30\%$, $T_R = 50 \mu\text{s} \pm 20\%$
- Schaltspannung 10/700 : $T_S = 10 \mu\text{s} \pm 30\%$, $T_R = 700 \mu\text{s} \pm 20\%$.

Die Spannungsformen in Bild 8.10 sind stark idealisiert. Reale Blitzüberspannungen weisen häufig Stufen in der Stirn auf bzw. können sich aus mehreren aufeinander folgenden Überspannungen zusammensetzen (Multiple Blitze) und größere Steilheiten besitzen (s. Abschn. 2.4.6).

Kurvenformparameter wie 1,2/50 oder 10/700 beruhen auf der Definition gemäß IEC 60-1. Zunehmend werden Impulsformen auch durch ihre Anstiegszeit gemäß IEC 469-1 charakterisiert, da dieses Verfahren eher der Auswertepaxis moderner Oszilloskope entspricht.

Generatoren zur Erzeugung von Spannungsformen gemäß Bild 8.10 a wurden in der Vergangenheit als einstufige Stoßkreise mit vergleichsweise großem Innenwiderstand realisiert und in großer Zahl zur *Isolationsprüfung* eingesetzt, Bild 8.11.

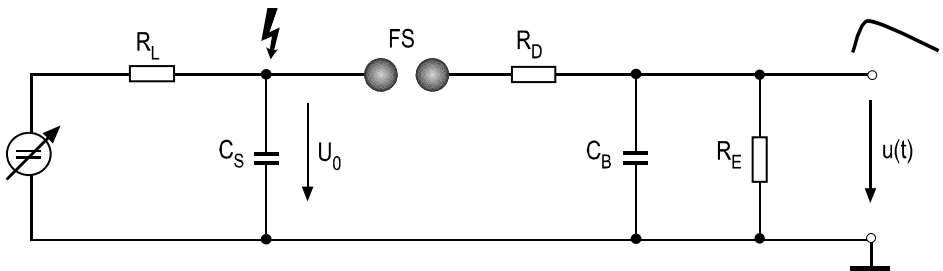


Bild 8.11: Einstufige Stoßschaltung zur Erzeugung von Blitz- und Schaltstoßspannungen.

Beim Ansprechen des Schalters FS (Funkenstrecke, Vakuumrelais, Thyristor etc.) wird der Energiespeicherkondensator C_S über den Dämpfungswiderstand R_D auf die Belastungskapazität C_B umgeladen. Die Anstiegszeit bestimmt sich für $C_S \gg C_B$ zu

$$T_a = 2,2 \cdot R_D C_B$$

(8-2)

Anschließend entlädt sich die Kapazität C_B über R_E mit der Zeitkonstante $T \approx R_E(C_B + C_S)$.

Obige Überlegungen gelten für kapazitätsarme, hochohmige Prüfobjekte. Bei Geräten mit Überspannungsschutzeinrichtungen (Edelgas- und ZnO-Ableitern, Schutzdioden, Filterkondensatoren etc.) ist eine reine Isolationsprüfung nicht sinnvoll, da die Schutzelemente die Prüfspannung auf niedrige Werte begrenzen und es überhaupt nicht zu einer Beanspruchung der Isolation kommt. Viel wichtiger ist dann die Frage, ob die Schutzelemente den Ableitstrom energiereicher Überspannungen (Überspannungen von Spannungsquellen mit niedrigen Quellwiderständen) verkraften können. Für diese Anwendungen wurde der *Hybridgenerator* (engl.: CWG, *Combination Wave Generator*) entwickelt, der an *hochohmigen* Prüfobjekten die geforderten Spannungsformen, an *niederohmigen* Prüfobjekten (z. B. nach Ansprechen des Überspannungsschutzes) einen genormten *Kurzschlussstrom* $T_S/T_R = 8/20 \mu\text{s}$ gemäß Bild 8.12 fließen lässt (s. ENV 50142 [8.34] sowie [8.14]). Hierbei ist zu beachten, dass aus historischen und technischen Gründen Stromkurvenformen und Spannungskurvenformen unterschiedlich genormt sind.

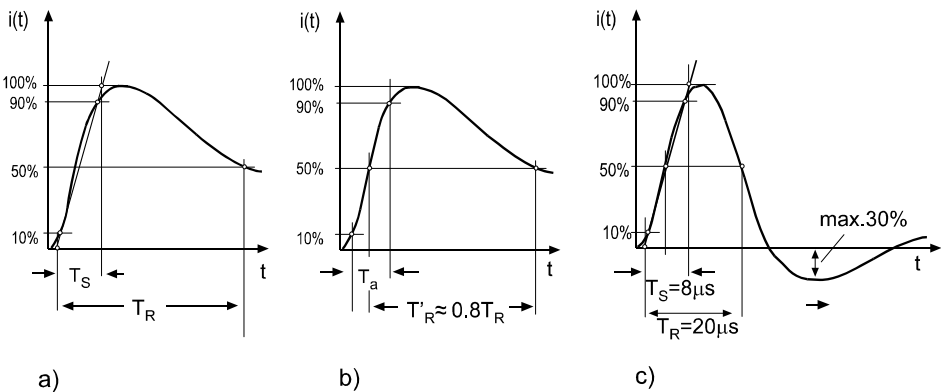


Bild 8.12: Definition der *Stirn-* und *Rückenzeit* sowie der *Anstiegszeit* von Stoßströmen, a) *Stirnzeit* T_S und *Rückenzeit* T_R nach VDE 0432 Teil 1 bzw. IEC 60-1. b) *Anstiegszeit* und *Rückenzeit* nach IEC 469-1. c) Verlauf des Stromimpulses $8/20 \mu\text{s}$ nach ENV 50142.

Ähnlich wie bei Stoßspannungen bestimmt man auch hier zunächst die Anstiegszeit T_a und multipliziert mit 1,25,

$$T_S = 1,25 \cdot T_a$$

(8-3)

Der unterschiedliche Faktor rührt von der unterschiedlichen Definition der Stirnzeit her (Stirngerade durch 10% statt 30%).

Die Rückenzeiten unterscheiden sich um den Faktor 1,25, das heißt

$$T_R = 1,25 \cdot T'_R$$

(8-4)

Übliche Zeitparameter für Stoßströme sind

$$T_S = 8 \mu\text{s} \pm 20\%$$

und

$$T_R = 20 \mu\text{s} \pm 20\%$$

bzw. gemäß IEC 469-1

$$T_a = 6,4 \mu\text{s} \pm 20\%$$

und

$$T'_R = 16 \mu\text{s} \pm 20\%$$

Beim Stoßstrom 8/20 μs sei angemerkt, dass die Kurvenform nicht aperiodisch ist, sondern bis zu 30% unter die Nulllinie durchschwingen kann [8.10].

Die Grundsaltung eines Hybridgenerators zeigt Bild 8.13.

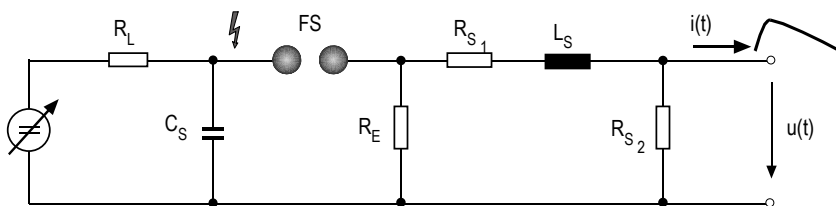


Bild 8.13: Hybridgenerator (Prinzipialschaltung).

Im Gegensatz zu den herkömmlichen hochohmigen Stoßkreisen, bei denen die Pulsstirn durch das RC-Verhalten des Dämpfungswiderstands und der Belastungskapazität bewirkt wird, geschieht hier die Pulsformung mittels eines L/R-Glieds. Die Anstiegszeit des Leerlaufspannungsimpulses berechnet sich dann zu

$$\boxed{T_a = 2,2 \cdot L_S / (R_{S1} + R_{S2})} \quad , \quad (8-5)$$

die Rückzeitkonstante zu

$$C_S \frac{R_E (R_{S1} + R_{S2})}{R_E + (R_{S1} + R_{S2})} \quad . \quad (8-6)$$

Arbeitet der Generator näherungsweise auf einen Kurzschluss (gezündeter Edelgasableiter o. ä.), so berechnet sich die Anstiegszeit des *Stoßstroms* näherungsweise zu

$$\boxed{T_a = 2,2 \cdot L_S / (R_{S1} + R_P)} \quad , \quad (8-7)$$

die Rückzeitkonstante zu

$$C_S \frac{R_E (R_{S1} + R_P)}{R_E + (R_{S1} + R_P)} \quad . \quad (8-8)$$

In (8-7) und (8-8) steht R_P für den ohmschen Kurzschlusswiderstand des Prüfobjekts (z. B. Lichtbogenwiderstand), der in der Regel klein gegen R_{S1} angenommen werden kann. Ausführliche Hinweise über die Dimensionierung von Stoßspannungs- und Stoßstromkreisen enthält das Literaturverzeichnis [8.8–8.14].

Folgende Prüfschärfen finden derzeit Anwendung

Prüfschärfe	Leerlaufspannung / kV $\pm 10\%$
1	0,5
2	1,0
3	2,0
4	4,0
x	nach Vereinbarung

Tabelle 8.2: Prüfschärfen nach VDE 0847 Teil 4-2

Abschließend sei erwähnt, dass neben den genannten Spannungsformen auch andere Prüfspannungen denkbar sind, z. B. schwingende Schaltstoßspannungen etc., auf die hier jedoch nicht weiter eingegangen werden soll.

8.1.4 Simulatoren für elektrostatische Entladungen (ESD)

Zur Simulation elektrostatischer Entladungen (s. 2.4.1) benötigt man im Wesentlichen einen Energiespeicher *statischer Elektrizität* (Hochspannungskondensator), eine Spannungsquelle für hohe Gleichspannungen, einen definierten Entladewiderstand und eine Entladeelektrode, Bild 8.14.

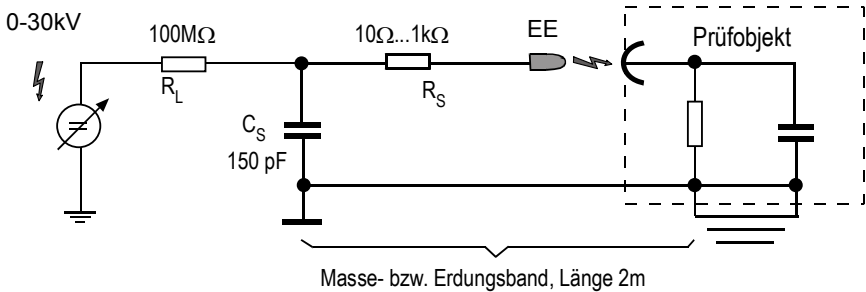


Bild 8.14: Prinzipschaltbild eines Simulators für elektrostatische Entladungen, C_S Energiespeicherkondensator, R_S Entladewiderstand, EE Entladeelektrode.

Der aus einer Gleichspannungsquelle variabler Polarität auf einen wählbaren Spannungswert aufgeladene Kondensator C_S wird über den Entladewiderstand R_S und die Entladeelektrode EE auf das Prüfobjekt entladen. Die Entladeelektrode wird mittels einer vollisolierten *Prüfpistole* (s. Bilder 8.17 und 8.24) aus größerer Entfernung an das Prüfobjekt herangeführt, bis die Durchschlagsspannung der zunehmend kleiner werdenden Luftstrecke die Spannung an C_S unterschreitet und die Entladung über einen Funken ermöglicht, sogenannte *Luftentladung*. Für die Simulation von *Körperentladungen* sollte R_S ca. ≤ 1 k Ω betragen, für sogenannte *Kleinmöbelentladungen* 10...50 Ω . Zur Vereinfachung sehen VDE 0846 [B23] und VDE 0847 Teil 4-2 [8.2] einheitlich 330 Ω vor. Hierbei wird ohne große Not auf einen Teil Praxisnähe verzichtet, da ja der Entladewiderstand ohne weiteres austauschbar vorgesehen werden könnte.

Es gibt noch weitere Komplikationen. Aufgrund der statistischen Natur von Gasentladungen besitzt der Entladungsfunke nicht immer den gleichen zeitlichen Verlauf, auch hängt die Durchschlagsspannung der Entladestrecke von dem gerade herrschenden Luftdruck und der Raumtemperatur ab (also von der Luftdichte). Aus diesem Grunde koppelt man den ESD-Simulator häufig fest mit dem Prüfobjekt und schaltet die Hochspannung mittels eines

reproduzierbar schaltenden *Hochspannungsrelais* zu, sogenannte *Kontaktentladung*, Bild 8.15.

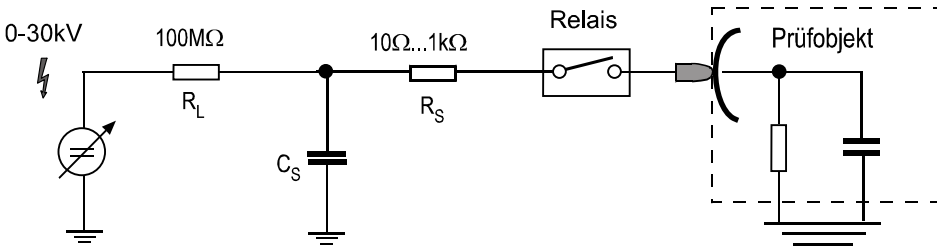


Bild 8.15: ESD-Simulator mit Hochspannungsrelais, sog. Kontaktentladung.

Als Schaltrelais eignen sich H_2 - oder SF_6 -gefüllte Druckgas-Relais. Weniger geeignet sind wegen ihres starken Kontaktprellens Vakuumrelais. Simulatoren mit Hochspannungsrelais zeichnen sich durch eine besser reproduzierbare Kurvenform aus, simulieren aber die Daten eines elektrostatischen Entladungsfunkens in vieler Hinsicht mit geringerer „pulse fidelity“ als die einfache Schaltung gemäß Bild 8.14. Insbesondere entbehren sie des sehr schnellen Vorimpulses (engl.: *precursor*), der durch Ent- bzw. Umladung der in Bild 8.17 (s. unten) eingezeichneten Streukapazitäten entsteht (s. a. Abschn. 2.4.1). Unter Vernachlässigung des Vorimpulses wird derzeit folgender Normimpuls angestrebt, Bild 8.16.

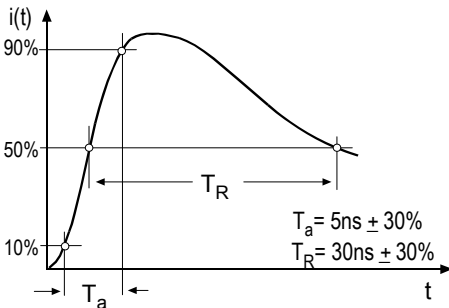


Bild 8.16: ESD-Normimpuls nach VDE 0847

Dieser Normimpuls lässt sich nur in einer bestimmten, in VDE 0846 [B23] beschriebenen *Kalibrieranordnung* erzeugen und ist lediglich für den *Vergleich* von ESD-Simulatoren unterschiedlicher Hersteller brauchbar. *In praxi* stellen sich eine wesentlich größere Anstiegszeit und Stromsteilheit ein. Geht man vom einfachen Ersatzschaltbild gemäß Bild 8.14 aus und schätzt die In-

duktivität des Entladekreises wohlwollend auf $2 \mu\text{H}$, so kann bei einem Entladewiderstand von 150Ω der Strom im fett gezeichneten Entladekreis nicht schneller als mit der Zeitkonstante L/R ansteigen. Für die Anstiegszeit des Stromimpulses erhält man dann

$$T_a = 2,2 \frac{L}{R} = 2,2 \frac{2 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{150 \Omega} = 29 \text{ ns} \quad . \quad (8-9)$$

Kürzere Anstiegszeiten sind nur bei geringerer Leitungsinduktivität und/oder höherem Entladewiderstand möglich.

Die Stromscheitelwerte in der Größenordnung von einigen zehn Ampere ergeben sich indirekt über die eingestellte Ladespannung des Energiespeicherkondensators. Nach VDE 0847 Teil 4-2 [8.2] gelten folgende Prüfschärfen:

Tabelle 8.3: Prüfschärfen für ESD-Simulation.

Grad	Prüfspannung	
	Kontakt-Entladung	Luft-Entladung
1	2 kV	2 kV
2	4 kV	4 kV
3	6 kV	8 kV
4	8 kV	15 kV
x(1)	Spezial	Spezial

Bei gegebener Spannung berechnet sich der zugehörige Stromscheitelwert (unter Vernachlässigung parasitärer Streukapazitäten [8.10]) zu

$$\hat{i} = i(t_{\max}) = \frac{U_0 / L}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}} e^{-\frac{R}{2L} t_{\max}} \sin(\omega_1 t_{\max}) \quad (8-10)$$

mit
$$t_{\max} = \frac{1}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1 2L}{R}\right) \quad (8-11)$$

und
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad . \quad (8-12)$$

Der Energiespeicherkondensator C_S und der Entladewiderstand R_S sind gewöhnlich in einer *Prüfpistole* untergebracht, die einerseits eine Zuleitung zur Hochspannungsversorgung aufweist, deren 2 m langer Bezugsleiter andererseits mit der Bezugsmasse bzw. dem PE des Prüfobjekts verbunden wird.

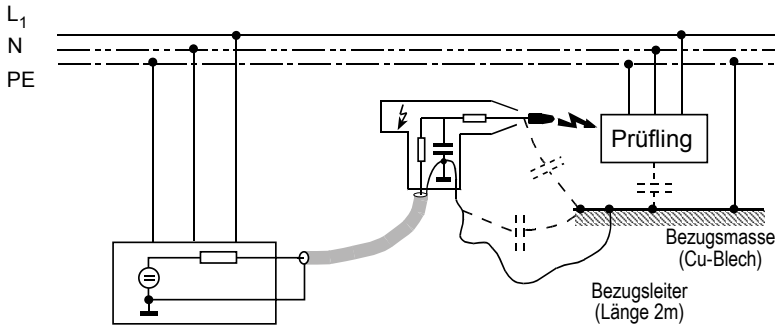


Bild 8.17: Ersatzschaltbild einer Prüfanordnung mit Prüfpistole.

Obiges Ersatzschaltbild zeigt auch die den Vorimpuls bewirkenden Streukapazitäten. Die Anstiegszeit des Vorimpulses kann wegen der geringeren Induktivität des Entladekreises wesentlich kürzer sein als gemäß Gleichung (8-9) errechnet. Da der zeitliche Verlauf des Funkenstromes und insbesondere die Stromsteilheit der Anstiegsflanke offensichtlich stark vom Prüfaufbau abhängen, müssen bei hohen Ansprüchen an die Vergleichbarkeit der Prüfergebnisse die räumliche Anordnung der verschiedenen Komponenten und die Leitungsführung genau in Einklang mit den jeweils geltenden Vorschriften vorgenommen werden. Um bei Prüfungen auf der sicheren Seite zu liegen, ist der Bezugsleiter durch Bündeln und gutes Kontaktieren auf die minimale Länge zu verkürzen (kleinere Kreisinduktivität, größere Stromsteilheit).

Man unterscheidet weiter zwischen ESD-Prüfungen im *Labor* und am *Betriebsort*. In ersterem Fall muss der Prüfling isoliert auf einer geerdeten Bezugsfläche aufgestellt werden (s. Bild 8.17), im zweiten Fall wird ohne leitende Bezugsfläche geprüft und die Masseleitung der Prüfpistole mit dem Schutzleiter der Netzzuleitung zum Simulator verbunden (an der Steckdose).

Bei der Prüfung von Geräten mit hochwertigem Isolierstoffgehäuse wird wegen der Undurchführbarkeit obiger Messungen (es lässt sich kein geschlossener Stromkreis herbeiführen) die Entladung über einen Zusatzleiter (*Koppelplatte*) zum Bezugsflächenleiter vorgenommen, Bild 8.18.

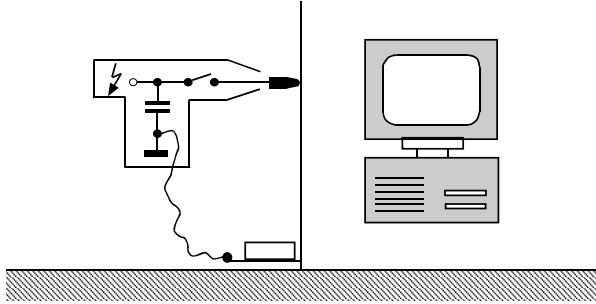


Bild 8.18: ESD-Prüfung vollisolierter Geräte mittels benachbarter Kurzschlusschleife.

In Fortführung dieses Gedankens gibt es für manche Prüfpistolen Rahmenantennen- und kopfbeschwerte Stabantennenvorsätze für H- und E-Feldeinkopplung, Bild 8.19.

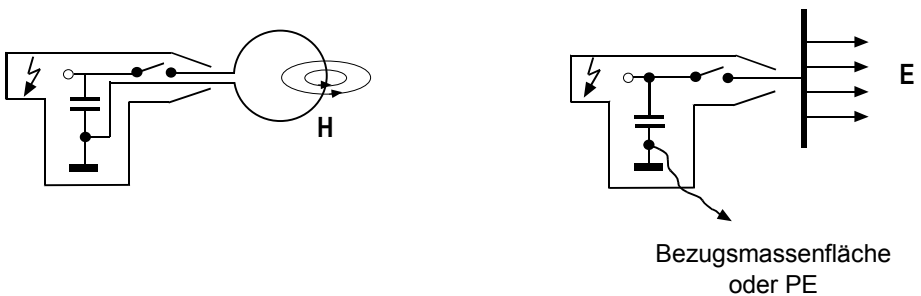


Bild 8.19: H- und E-Feld Antennen zur Erweiterung der Einsatzmöglichkeiten von ESD-Simulatoren.

8.1.5 Simulation schmalbandiger Störungen

Die Simulation schmalbandiger Störungen ermöglicht die Beurteilung der Störfestigkeit elektronischer Einrichtungen gegenüber *Oberschwingungen* und *Rundsteuersignalen* der Energieversorgungsnetze etc. (s. Abschn. 2.2.4 und VDE 0847, Teil 2 [B23]).

Als Störsimulatoren dienen Signalgeneratoren mit nachgeschalteten Leistungsverstärkern nach VDE 0846 [B23]. Die Störungen werden mittels spezieller Hochfrequenzübertrager induktiv in Netzversorgungs-, Steuer- und

Signalleitungen eingekoppelt (s. VDE 0847, Teil 2 [B23]). Ein Bypass-Kondensator bewirkt, dass die transformatorisch eingekoppelte Spannung in voller Höhe am Prüfobjekt auftritt, Bild 8.20.

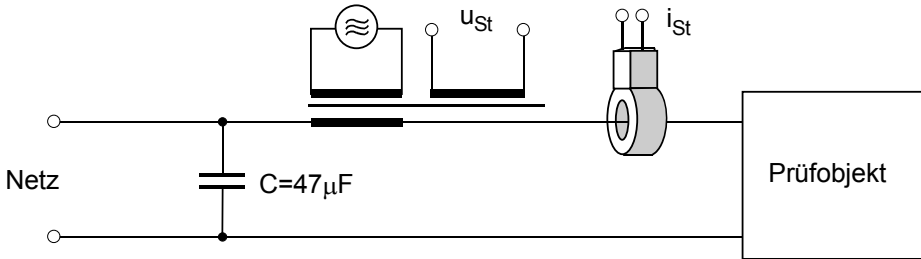


Bild 8.20: Simulation schmalbandiger Störungen.

Die eingekoppelte Prüfstörgröße wird mit einem HF-Spannungswandler und einem Oszilloskop oder einem Störmessempfänger gemessen. Ein HF-Stromwandler erfasst den simulierten Störstrom (s. a. Abschn. 7.1).

Bei dem sogenannten *Strominjektionsverfahren* (engl.: *bulk current injection*, BCI), s. Abschn. 8.2.3, handelt es sich ursprünglich um eine induktive Einspeisung eines hochfrequenten Störstroms, der durch Beaufschlagung eines Leiters oder Leitungsbündels mit einem elektromagnetischen Feld äquivalent entstehen würde. Diese Art Störfestigkeitstest wird heutzutage ebenfalls dazu benutzt, rein leitungsgeführte Störungen zu simulieren, wie sie beispielsweise durch Stromrichter sowie andere getaktete Signalquellen entstehen können. Aufgrund der ursprünglichen Bedeutung der BCI-Tests in Zusammenhang mit gestrahlten Feldern wird an dieser Stelle auf Abschn. 8.2.3 verwiesen.

8.1.6 Kommerzielle Geräte

Zum Abschluss des Kapitels über Störfestigkeitsprüfungen seien nachstehend exemplarisch verschiedene kommerziell erhältliche Simulatoren für leitungsgeführte Störgrößen vorgestellt.

Beispielsweise zeigt Bild 8.21 ein universelles, mikroprozessorgesteuertes Netzstörsimulatorsystem zur Simulation unterschiedlicher Störungen wie *Netzspannungsschwankungen* und *-unterbrechungen* nach EN 61000-4-11.

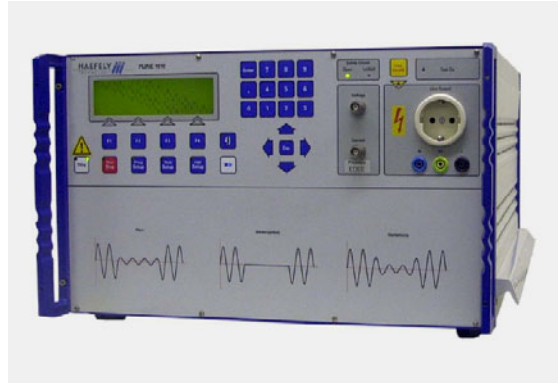


Bild 8.21: Netzstörimulator-System (Haefely PLINE).

Die Prüfstörgrößen sind von der Frontseite zugänglich, der Prüfling kann über eine einfache Schuko Steckdose direkt verbunden werden. Fernsteuerung und Datenübertragung erfolgen über eine RS-232 oder IEEE-488 Schnittstelle.

Einen typischen Burst-Simulator zeigt Bild 8.22.



Bild 8.22: Burst-Simulator (Teseq NSG2025).

Das Gerät erlaubt die Erzeugung von *Bursts* gemäß VDE 0847 Teil 4-4 (EN 61000-4-4). Das Modulkonzept erlaubt eine Anpassung des Geräts an unterschiedliche Prüflingsanbindungen (Schuko, CEKON,..) und Anbindung von Koppelstrecken. Außerdem besitzt es eine optische Verbindungsstrecke zur Fernsteuerung des Geräts durch eine Bedienungssoftware per PC.

Einen typischen Hybridgenerator zur Durchführung von EMV-Prüfungen zeigt Bild 8.23. Dieser erzeugt bei hochohmig belastetem Ausgang, $R_L > 100 \Omega$, eine Normstoßspannung mit der Kurvenform 1,2/50 μs und bei

kurzgeschlossenem Ausgang einen Normstoßstrom mit der Kurvenform $8/20 \mu\text{s}$, vgl. IEC 60, VDE 0432, EN 61000-4-5



Bild 8.23: Hybridgenerator
6 kV / 3 kA (HILO-Test).

In Verbindung mit dem eingebauten einphasigen Koppel-/Entkoppelnetzwerk werden die Ausgangsgrößen des SURGE-Generators der Versorgungsspannung einphasiger Prüflinge überlagert. Darüber hinaus können externe Koppel-/Entkoppelnetzwerke für 3-phasige Prüflinge und für Signalleitungen angeschlossen und bedient werden.

Einen ESD-Simulator mit Prüfpistole zeigt Bild 8.24.



Bild 8.24: ESD-Generator
bestehend aus Grundgerät
und Prüfpistole bis 25 kV
(EM-Test).

Die Prüfpistole kann verschiedene Entladekreise gemäß den unterschiedlichen Prüfvorschriften aufnehmen. Diese sind als steckbare Entlademodule ausgeführt und untereinander einfach austauschbar, ebenso wie die Entladespitzen.

Schließlich zeigt Bild 8.25 ein integriertes, einphasiges Transientenprüfsystem bestehend aus einem Netzstörsimulator, Hybridgenerator mit inte-



<http://www.springer.com/978-3-642-16609-9>

Elektromagnetische Verträglichkeit
Schwab, A.J.; Kürner, W.
2011, XIII, 545 S. 300 Abb., Hardcover
ISBN: 978-3-642-16609-9