

URSI
KLEINHEUBACHER TAGUNG 2009
28 – 30 SEPTEMBER 2009
KLEINHEUBACH, GERMANY

HALBLEITER-BASIERTE HOCHLEISTUNGSGENERATOREN FÜR
BREITBANDPULS-ABSTRAHLUNG

T.Ehlen¹

¹Fachhochschule-Gelsenkirchen
GERMANY, E-mail: tilo.ehlen@fh-gelsenkirchen.de

Keywords: RF-weapon, UWB, HPM, DS, History

ABSTRACT

Irradiated DS pulses beneath HPM and UWB are capable of disturbing the signal processing or even destroying the semiconductor structure. This paper presents the History of DS sources and their physical and electronic working principle, their technology and the potential application fields

I - EINLEITUNG

Elektromagnetische Pulse, die mit hoher Feldstärke auf elektronische Systeme treffen, sind in der Lage, deren Funktionalität kurzfristig oder nachhaltig zu beeinflussen. Im letzten Jahrzehnt wurde die Wirkung von schmalbandigen CW und HPM-Pulsen, den ultrabreitbandigen UWB-Pulsen und den breitbandigen DS-Pulsen eingehend untersucht. [1], [2] Alle Signalformen können dabei digitale und analoge Signale stören und elektronische Komponenten zerstören. Die Kenntnis dieser Effekte bildet die Grundlage für notwendige anzuwendende Härtingsmaßnahmen und ermöglicht, für neue Technologien Voraussagen bezüglich ihrer elektromagnetischen Empfindlichkeit zu treffen. Im militärische Bereich wurden die Quellen auf

maximale Störfähigkeit feindlicher Elektronik optimiert. Dieser Prozess hält noch an. Zielspektren bilden dabei die Beeinflussung der Flugbahn von gegnerischen Flugkörpern und Fliegerfäusten, die vollständige Unterdrückung funk- und drahtgebundener Kommunikation, die Zerstörung von Abhör- und Überwachungseinrichtungen, oder der Konvoischutz durch vorzeitige Auslösung von Minen. Im zivilen Bereich wird die gezielte Störbeeinflussung der Motorsteuerung bei Kraftfahrzeugen (elektronische Strassensperre) und Schnellbooten (Schmuggel) ausgenutzt. Ebenso werden geeignete abgestrahlte elektromagnetische Pulse bereits heute eingesetzt, um die Daten und die Zugriffselektronik von elektronischen Speichern (USB-Stick, Festplatte) oder RFID-Chips bewusst zu zerstören und damit die personenbezogenen Informationen (z.B. auf dem neuen Personalausweis) permanent zu löschen.

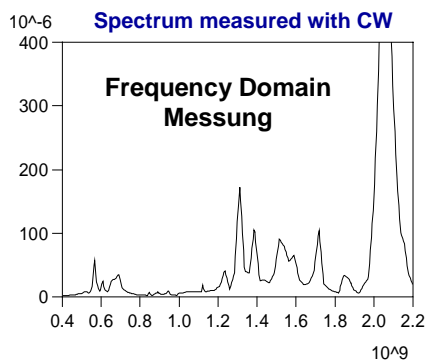


Abb.1: Typisches Empfindlichkeitsspektrum eines medium geschirmten elektronischen Systems

Grundlage für die Beurteilung der Signaleffektivität bilden Empfindlichkeitsuntersuchungen an Kraftfahrzeugen, PC's und Mikrocontrollern, SPS-Steuerungen, Monitoren und vielen militärischen Geräten.

Als effektive Signalformen haben sich neben CW auch gepulste breitbandige Signale erwiesen [3]. Konventionelle Breitband-Generatoren arbeiten mit Hochspannungs-Überschlagsschaltern, was jedoch Einschränkungen in Bezug auf Triggerbarkeit und Lebensdauer mit sich bringt. Im folgenden werden diverse alternative Breitbandpulsrealisierungen im Kilovolt Bereich und Antennenkopplungen vorgestellt von Avalanche- und Step Recovery-basierten Diodenschaltern bis hin zu nichtlinearen magnetischen Pulsaufsteilern.

Neben **HPM** (High Power Microwave) Pulsen, modulierter **CW**, und **UWB** [9] haben sich in den letzten Jahren **DS**-Signale als besonders effektiv bezüglich Elektronikstör- und zerstörerischen erwiesen.

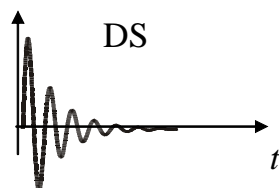


Abb.2: Typische DS-Signalform im Zeitbereich

DS-Pulse (Damped Sinus = gedämpfter Sinus) bestehen aus einer abklingenden Sinusschwingung mit Frequenzen zwischen 50MHz und 700MHz, Pulslängen von um 10ns bzw. zehn Schwingungszyklen, Feldstärken von vielen hundert Kilovolt/m und Pulswiederholraten bis ca. 100Hz. Das Spektrum besitzt eine Bandbreite von ca. 20%. DS-Pulse regen typischerweise die kleinsten Resonanzfrequenzen der Zielsysteme an und besitzen daher eine besonders gute Koppeleffektivität. Elektronikstörungen wie auch Zerstörungen insbesondere bei digitalen Systemen werden selbst bei medium-geschirmten Systemen erreicht. Die Störung bei analogen Systemen wird durch die geeignete Wahl der Pulswiederholrate dominiert.

II HISTORIE

Bereits 1887 wurde von Heinrich Hertz zum Nachweis der Abstrahlung elektromagnetischer Wellen ein erstes DS-System verwendet. Mit einer Ladespannung von einigen Kilovolt wurde die Kapazität eines Dipols langsam über einen Widerstand R aufgeladen mittels eines Funkeninduktors. Parallel zur Dipolkapazität befand sich an den beiden zueinander zeigenden Enden der beiden Dipolschenkel eine Funkenstrecke, die beim Erreichen der kritischen Spannung durchzündete und einen resonanten Strom auf den Dipolschenkeln erzeugte. Damit wurde eine gedämpfte Sinusschwingung abgestrahlt. Die Induktivitäten L in den beiden Zuleitungen trennten die HF von der Ladeeinheit.

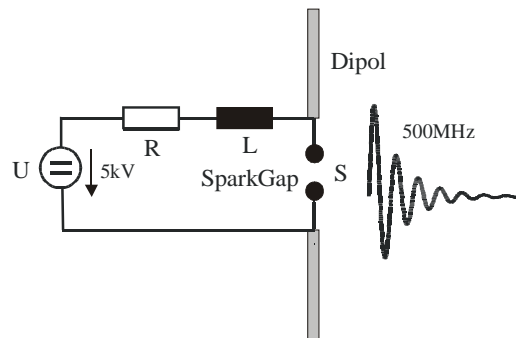
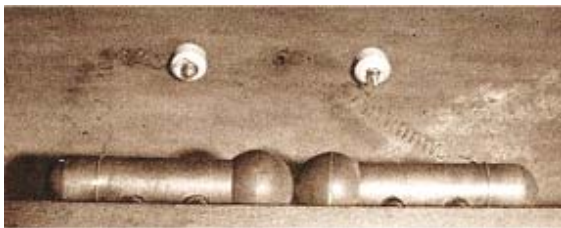


Abb.3: Von Hertz verwendeter Sende-Dipol mit Funkenstrecke

1896 stellte *Marconi* den auf dem gleichen Sendepinzip arbeitenden DS-Generator mit Empfänger als erstes „drahtloses Telegrafiesystem mit gedämpften Wellen“ (Morsen) vor mit einer HF-Leistung von 10-20 Watt und einer Funkenspannung von ca. 80kV. Die Frequenz war für diese Anwendung bereits auf 2.5MHz reduziert [10].

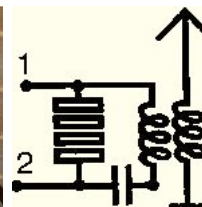


Abb.4: DS-Sender (Lösch funkensender) TK05 von Telefunken mit 500Hz-Reprate. Links Ansicht von vorn mit variabler Selbstinduktion, Amperemeter und Löschfunkenstrecke, mitte: Ansicht von hinten mit den drei Leydener Flaschen des Stoßkreises, rechts: Schaltbild mit Löschfunkenstrecke und Kondensator im Primärkreis (Stoßkreis)

Zur Erhöhung der abgestrahlten Feldamplitude wurde folgend von *Braun* die Antenne induktiv an die Funkenstrecke gekoppelt. Damit lag nur noch die HF an der Antenne an und zudem war geringere Funkendurchbruchspannung notwendig. Es trat dabei nun ein modifizierter DS-Puls auf, der durch die Schwebungsfrequenz aus Primärresonanzfrequenz und Sekundärkreisresonanz geprägt wurde. Diese Knallfunkensender besaßen jedoch eine geringe Pulswiederholrate von ca.

20Hz - 100Hz. Die von Max Wien 1906 modifizierte Funkenstrecke zur Löschfunkenstrecke vermied ein wiederholtes Zünden nach der ersten Schwingungshalbperiode. Während sich bei einem Knallfunken sender die Schwingungsenergie des Primärkreises nur etwa zu 20% in HF-Abstrahlung umsetzt, sind es bei diesen so genannten Löschfunken sendern 50% bis 70%. Die abgestrahlte Signalform besaß nun wieder eine typische jedoch schmalbandigere DS-Form und die Pulswiederholrate konnte auf 500Hz gesteigert werden. Marconi erhöhte die Pulswiederholrate durch eine Anordnung von rotierenden Funkenstrecken (Abb.5).

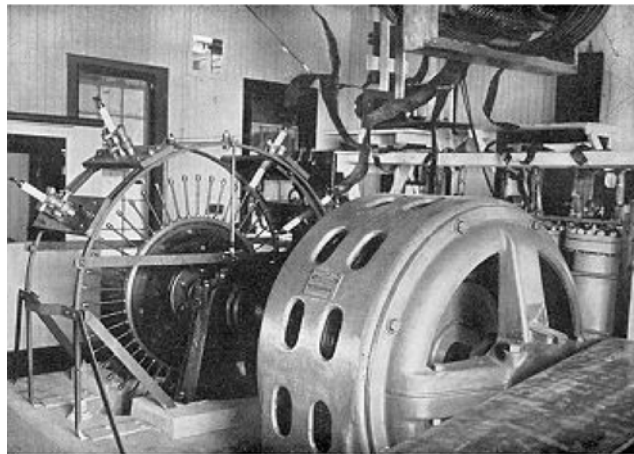
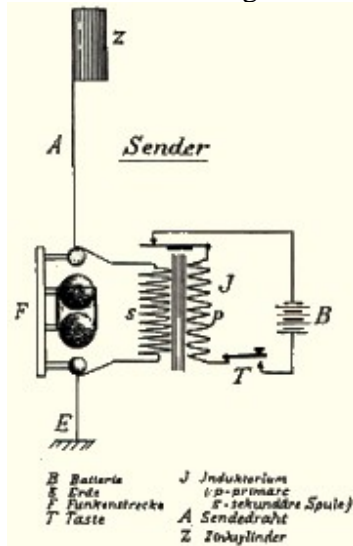


Abb.5: Links DS-Sender (Knallfunken sender) von Marconi 1897 ,rechts: rotierende Funkenstrecke von Marconi zur Erhöhung der Pulswiederholrate in einem Telegrafiesender von 1908 mit 20kW HF-Leistung. Quelle: <http://www.seefunknetz.de>

In den 1920er Jahren wurden die Knallfunken sender verboten, da sie durch die große Bandbreite der abgestrahlten DS-Einzelpulse den Empfang anderer Sender störten.

III HEUTIGE DS-QUELLEN

Während bei UWB-Pulsern die Flanke eines schnellen Hochspannungspulses unmittelbar über eine differenzierend wirkende Antenne (TEM-Horn, IRA) abgestrahlt wird, wird bei heutigen DS-Systemen (Abb.6) eine Pulsformungsleitung (PFL) als Energiezwischenspeicher langsam über eine DC-Spannungsquelle auf viele hundert kV aufgeladen. Am einen Ende der Leitung befindet sich eine fehlangepasste Breitbandantenne, am anderen Ende eine Funkenstrecke. Nach Zünden der als schließenden Schalter wirkende Funkenstrecke wird die erzeugte Pulsflanke zwischen den beiden Leitungsenden hin- und herreflektiert. Der dabei entstehende charakteristische DS-Impuls wird teilweise auf die Breitbandantenne gekoppelt und abgestrahlt.

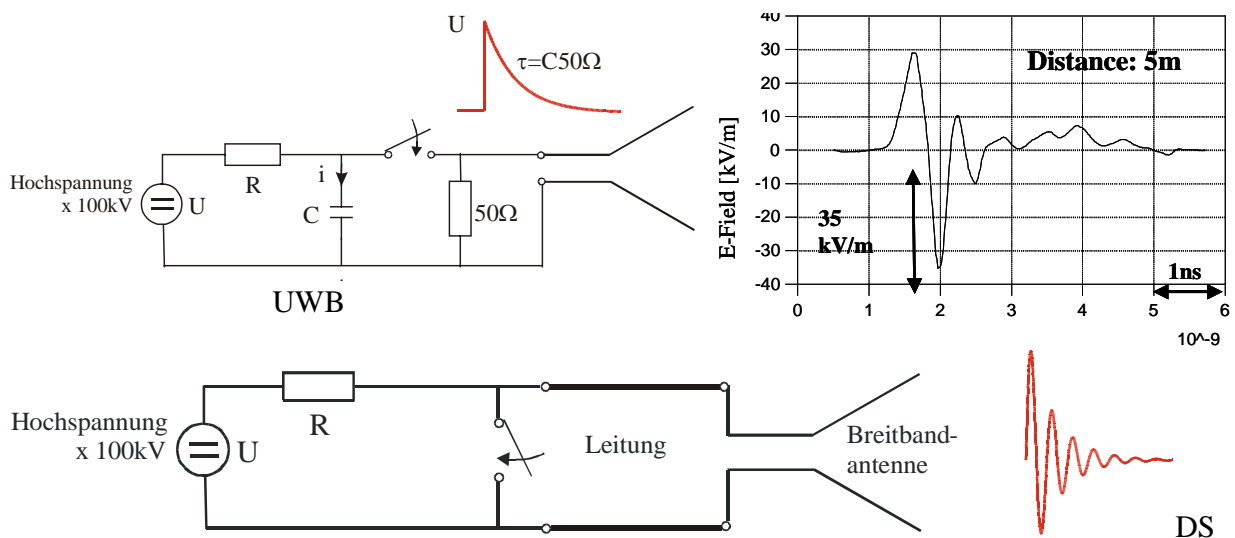


Abb.6: Oben: UWB-Erzeugungsprinzip, unten: heutiges DS-Erzeugungsprinzip

Als Antenne fungieren Konus, Dipol oder TEM-Hörner. Wie bei den ersten Versuchen von Hertz kann die abgestrahlte Feldstärke durch Reflektoranordnungen erhöht werden,

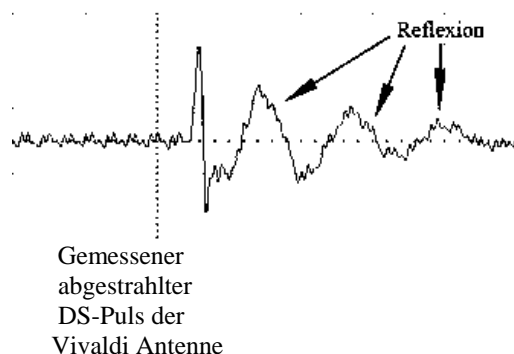


Abb.6: Links: 5kV-Vivaldiantenne der FH-Gelsenkirchen und rechts: abgestrahlter DS-Puls mit UWB-Anteil.

Verzichtet man auf die PFL und verwendet die Eigenkapazität der Antenne als Energiespeicher, so definiert - wie bei dem ursprünglichen Hertz'schen DS-Generator - die Reflexion an den Antennenunstetigkeiten die DS-Ringingfrequenz, wie dies in Abb.6 links mit einer planaren Vivaldi-Antenne der FH-Gelsenkirchen zu sehen ist.

Die Hochspannungsgenerierung basiert klassisch auf einem Marx-Generator oder Teslatransformator mit Spannungen bis ca. 2MV. Die bisherigen als Schalter fungierenden schnellen Überschlagsstrecken beschränken die Pulswiederholrate auf einige 100Hz mit Schaltgeschwindigkeiten um 100ps.

DS-Systeme zeigen trotz hoher Spannungen sehr kompakte Bauformen. Einzelsysteme können ebenfalls zu Arrays kombiniert werden, wobei wegen der geringeren Anstiegszeit auch die Triggerzeittoleranzen im Vergleich zu UWB unkritischer sind. Die Fa. Diehl/Röthenbach bietet

neben autonomen Koffer DS-Systemen auch kaskadierte Vielfach-DS-Arrays mit Feldstärken über 500kV/m als Testsysteme an.

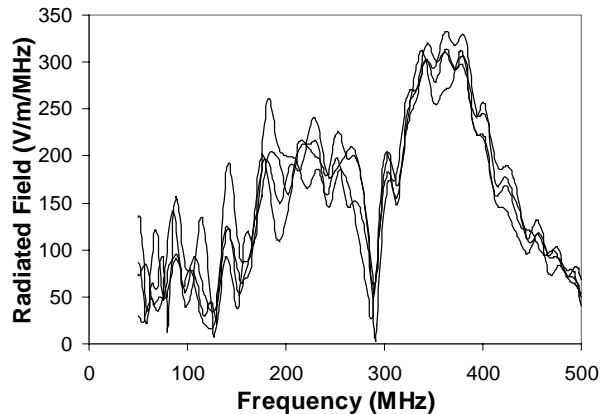


Abb.10: Spektrum des abgestrahlten DS-Pulses eines 3er-Arrays der Fa. Diehl

IV HALBLEITERQUELLEN

Ersetzt man die aufgeladene PFL und den schließenden Schalter ($1-\varepsilon(t)$) – also den Ausschaltimpuls – durch eine nicht geladene PFL mit Sprunganregung $\varepsilon(t)$ – also durch einen Einschaltimpuls, so wird der inverse DS-Puls abgestrahlt. Technisch bedeutet das die unmittelbare Verbindung eines schnell schaltenden Pulsenergiegenerators (schnelle steigende oder fallende Flanke) mit der PFL oder der Antenne.

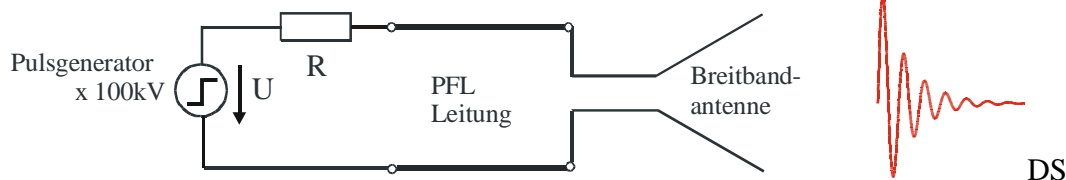


Abb.6: DS-Erzeugung mit Pulsenergiegenerator

Der Trend zu höheren Pulswiederholrate $>1\text{kHz}$, exakterer Triggerbarkeit und erhöhter Wartungsfreiheit verlangt, die Funkenstrecken durch schließende Halbleiterschalter zu ersetzen oder mittels schnellen Halbleiterpulsen die PFL unmittelbar zu erregen. Für Schwingfrequenzerregung bis 500MHz sind typischerweise Schaltflanken $<0.5\text{ns}$ notwendig. Zur Erzeugung dieser schnellen Flanken in Verbindung mit der zu schaltenden Spannung bei vielen dutzenden Kilovolt sind nur einige wenige Halbleiterschaltungskonzepte in den Pulsen zu finden.

Neben den langsameren Thyristoren und GTOs sind insbesondere CMOS-Schalter und IGBT's in der Lage, geeignet schnelle Schaltflanken zu liefern – die Schaltspannungen der Einzelbauteile sind dabei bereits um 500V-1kV ausgelegt. Je höher die maximale Schaltspannung, desto größer der R_{DSon} -Widerstand bei den MOS-Varianten. Um einen Serienwiderstand unter 10Ohm zu erreichen, werden daher häufig 4 oder 6 Halbleiter parallel geführt. Mit zunehmender Schaltspannung vergrößert sich auch die Bauform und erhöht aufgrund der zunehmenden parasitären Induktivitäten die Schaltzeit auf mehrere Nanosekunden. Zudem muss das Gate (1nF) schnell genug mit hohem Strom angesteuert werden, was einen zusätzlichen Treiber erfordert. Da der Schalter durch die DS-Schwingungsform auch negative Ströme bedingt, müssen bei den

IGBT's externe Freilaufdioden angebracht werden – bei den CMOS-Schaltern sind diese typischerweise integriert. Selbst bei maximaler Schaltspannung von bisher 4kV erfordern technisch interessante Anwendungen von >20kV-100kV eine Serienschaltung vieler dieser Schalter. Zur Symmetrierung der Sperrspannung werden wie bei Audioverstärkern hochohmige Widerstände parallel zur Drain-Source oder Kollektor-Emitter-Strecke verwendet. Die quasi gleichzeitige Triggerung aller Schalter erfolgt in [11] z.B. kapazitiv/resistiv. Zur Vermeidung von Hochspannungsspitzen am Gate und induktiv gekoppelter Gatestörimpulsen beim Zünden findet man insbesondere bei Schaltern russischer Systeme die EMV-gerechtere transformatorische Triggerung.

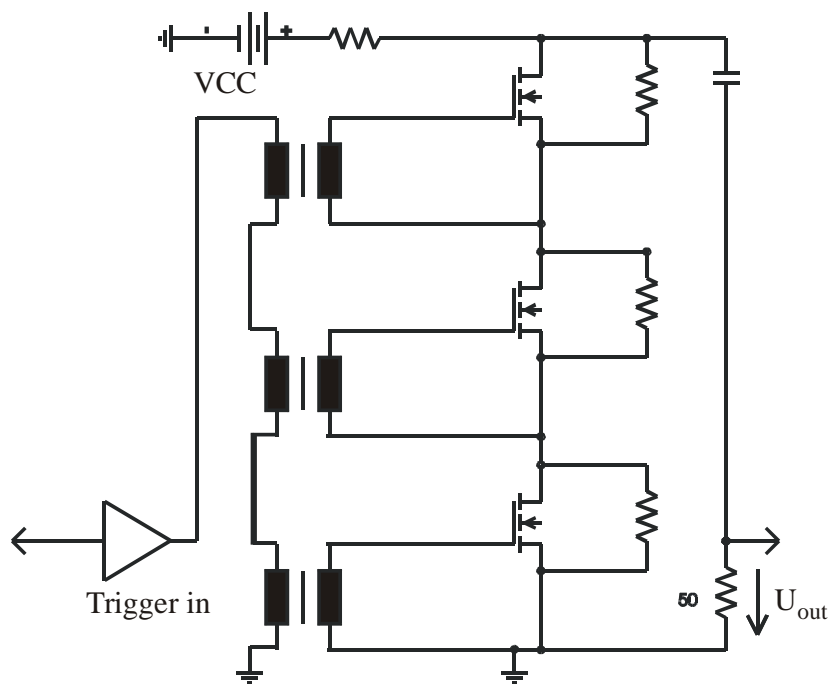
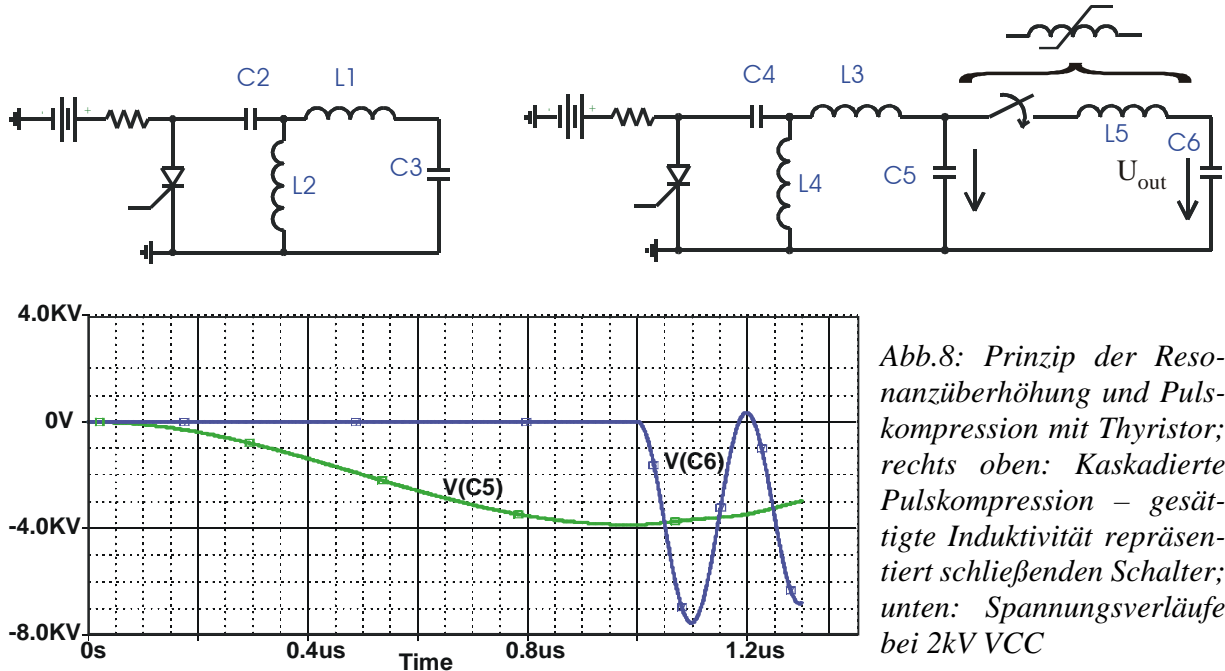


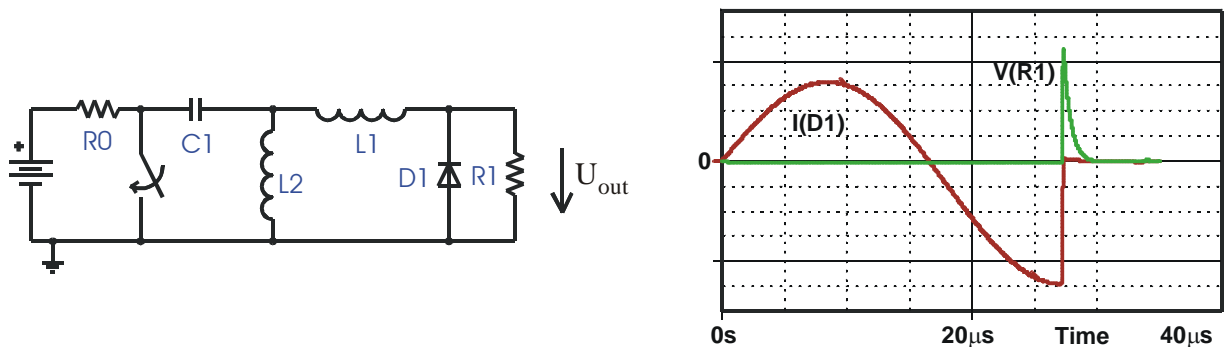
Abb.7: Transformatorische Triggerung eines 2x3 CMOS-Schalters zur DS-Pulsanregung mit Symmetrierwiderständen

Von Grekhov/Mesyats [12] sind die „magnetischen Schalter“ in schnellen Hochspannungspulsenergiegeneratoren bekannt. Das Grundprinzip basiert auf der Resonanzüberhöhung eines auf VCC geladenen Kondensators C2 der gemäß Abb.8 über die Induktivität L1 auf eine kleine Kapazität C3 umgeladen wird. Die dabei entstehende Spannungsspitze an C3 ist doppelt so hoch wie die Versorgungsspannung. Der ursprüngliche Schaltprozess wird zunächst durch einen im Mikrosekundenbereich schaltenden Thyristor hervorgerufen. Diesen Prozess der Spannungsverdopplung lässt sich nun durch zeitgerechtes Hinzuschalten eines weiteren LC-Kreises mit viel höherer Resonanzfrequenz erweitern. Damit erzielt man eine weitere Spannungsverdopplung auf $4 \cdot V_{CC}$ in der ausgelösten Schwingung. Die Choke-Induktivitäten L2 und L4 dienen lediglich der DC-Aufladung der Kondensatoren C2 und C4. Der schließende Schalter zusammen mit der Induktivität L5 der zweiten Stufe wird technisch durch eine nichtlineare Induktivität ersetzt. Bei kleinen Strömen besitzt diese sehr große Induktivitätswerte und wirkt quasi wie ein Leerlauf. Bei geeigneter Dimensionierung der Windungszahl, des Querschnitts und des magnetischen Kernmaterials geht die Spule ab einer kritischen Stromstärke in die Sättigung – der Induktivitätswert nimmt rapide ab und löst die zweite hochfrequente Oszillation aus. Neben der Pulsamplitudenerhöhung hat zudem eine Pulsversteilerung stattgefunden. Mehrere nichtlineare magnetische Pulskompressionsstufen ermöglichen in

realisierten Pulsern des Ioffe-Instituts Pulsausgangsspannungen von über 200kV bis in den Megavoltbereich [13]. Modifikationen weisen zusätzliche Spannungstransformation mittels nichtlinearer Transformatoren auf.



Die Pulsflanken dieser Pulser liegen im einstelligen Nanosekundenbereich. Zur weiteren Aufsteilung werden die Ladungsträgerspeichereffekte von Varaktordioden, PIN-Dioden und Steperecovery-Dioden eingesetzt.



Wird eine sinusförmige Spannung an eine Diode gelegt, so fließt ein positiver Strom in die Diode. Die dabei in der Diode gespeicherten Ladungsträger müssen bei der negativen Spannungswelle wieder ausgeräumt werden und erzeugen einen negativen Diodenstrom, der wenn alle Ladungsträger ausgeräumt sind, sehr schnell ausschaltet. Die Strompulsflanke kann im Subnanosekundenbereich liegen. Typischerweise wird der Diodenausschaltstrom über eine Induktivität geführt, so dass eine dort induzierte Spannung – die an den Verbraucher gelangt, ein Vielfaches der anregenden Spannungsamplitude besitzt. Einige russische Varianten [14] wurden

auf besonders hohe Stromdichten, schnelles Schaltverhalten und ein asymmetrisches Stromverhalten getrimmt, so dass der Stromabrisse bereits auftritt, wenn noch nicht alle gespeicherten Ladungsträger ausgeräumt sind. Kombiniert mit dem Magnetischen Schalter-System als Erreger, sind z.B. Pulser bis 1MV/50Ω am High Current Institut in Tomsk entwickelt worden. Im Gegensatz zu den von Hewlett Packard angebotenen Step-Recovery-Dioden im Gigahertzbereich zur Erzeugung von <100ps sind die russischen Dioden für hohe Spannungen (1kV) und Ströme bis (1kA) ausgelegt. Die pillenartigen Dioden lassen sich zu Stacks zusammenfassen – viele hundert in Serie, um die x100kV-Pulse zu widerstehen und mehrere Stacks parallel, um die Stromtragfähigkeit zu erhöhen.

Hybride Varianten (High current Institut, Ekaterinburg) erzeugen die Hochspannung zwar mit speziellen SRD-Halbleitern, steilen jedoch die Pulsflanken mit nachgeschalteten Sparr-Gaps auf. Alternativ werden zur weiteren Pulsflankenauflösung in den Ausgangskreis Avalanchediode eingebaut, die für Spannungen von dutzenden von Kilovolt und Anstiegszeiten um 100ps die schnellsten Halbleiterpulser zieren.

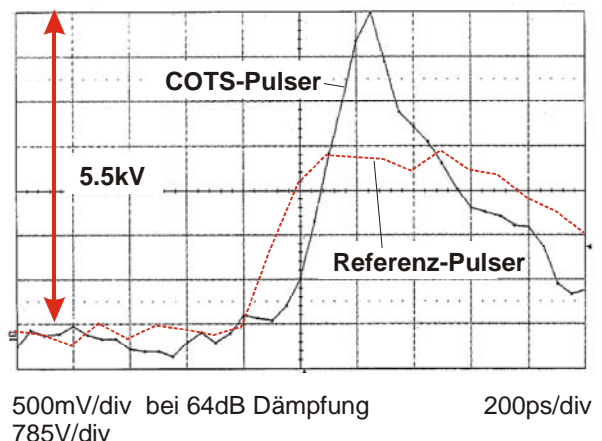
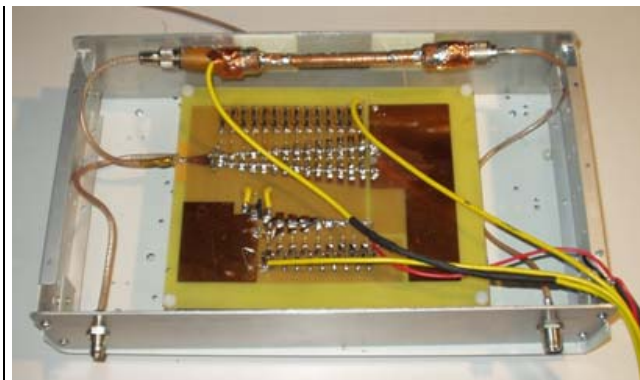
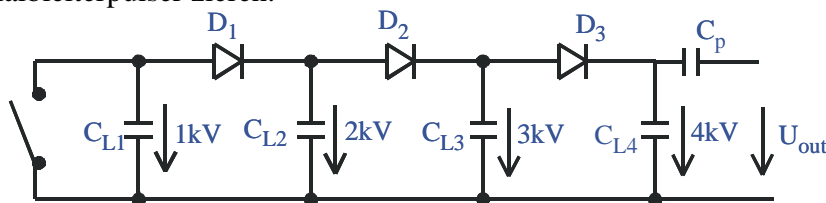


Abb.10: 3-stufiger UWB-Pulser der FH-Gelsenkirchen mit COTS-Dioden im transienten Avalanche Betrieb und coaxialer Endstufe (COTS=commercial of the shelf)

Während beim statischen Avalanche-Effekt wie bei den Z-Dioden eine konstante Z-Spannung am Halbleiterbauelement anliegt, bricht diese Spannung bei Anlegen einer sehr schnellen Überspannung vollständig zusammen (dynamischer Avalanche-Effekt) – das Bauteil zeigt dann einen Kurzschluss. Wie in Abb.10 werden in den Pulsern die Dioden statisch bis kurz vor ihrer statischen Durchbruchspannung vorgespannt. Ein Triggerpuls entlädt CL1. Die dabei entstehende Überspannung an D1 initiiert dann den vollständigen Spannungszusammenbruch auf 0V an D1. Wegen $CL2 \ll CL1$ entlädt sich CL2 quasi vollständig und startet den Durchbruch von D2 usw. Der letzte 4kV-Entladepuls wird kapazitiv an die 50Ω Last weitergegeben. Durch Kaskadierung mehrerer solcher Stufen stellt sich der Ausgangspuls stetig auf (bis ca. 100ps). Die

optimierten russischen Avalanche-Dioden zeichnen sich durch eine extrem geringe Sperrschichtkapazität und eine besonders hohe Festigkeit bezüglich gepulster Hochspannung aus (z.B. 20kV je Diode), was die Stufenanzahl extrem reduziert.

Die UWB-Pulser der Fa. Kentech verwenden kaskadierte 200V-400V Avalanche-Transistoren, womit bei einer Stufenzahl von 10 etwa ein 2kV-Puls gewonnen wird. Man kombiniert dann viele dieser Einzelpulser über koaxiale Leitungstransformatoren auf Ausgangsspannungen von über 100kV. An der FH-Gelsenkirchen wurde ein koaxialer 5.5kV-Subnanosekunden DS/UWB-Pulser entwickelt [8], der den transienten Avalanche-Effekt, wie bei Trapatt-Dioden, in herkömmlichen Dioden und Transistoren ausnutzt (Abb.10). Halbleiterpulser mit sehr hohen Pulswiederholraten von über 1MHz arbeiten allerdings mit Spannungen von nur einigen Kilovolt. Man schaltet daher viele dieser Pulser mit jeweils eigener Antenne zu einem Array zusammen. Das amerikanische BAS-Array triggert viele dutzend Einzelsysteme über Lichtpulse.

Weitere Forschungsarbeiten beschäftigen sich mit der Aufsteilung von Pulsflanken durch nichtlineare Leitungen. Hierzu werden Pulse im Nanosekundenbereich, die noch keine DS-Pulse erregen können, über eine Pulsflankenversteilerung für den Subnanosekundenbereich aufbereitet.

Die Wirkungsweise der Flanken aufsteilung beruht auf den unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten der Spannungsamplituden. Diese zeigen wie z.B. bei der Ausbreitung von akustischen Wellen eine Amplitudenabhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit. Bewegen sich größere Spannungsamplituden schneller auf der Leitung als kleine Spannungsamplituden, so holen die großen Spannungswerte die kleinen ein und eine abfallende Flanke steilt sich auf, eine ansteigende Flanke flacht sich ab.

Die verlustlose Leitung wirkt wie eine Kaskade von vielen Längsinduktivitäten und Querkapazitäten. Mit L' (Induktivität pro Meter) und C' (Kapazität pro Meter) berechnet sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit:

$$\text{Ausbreitungsgeschwindigkeit: } v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$$

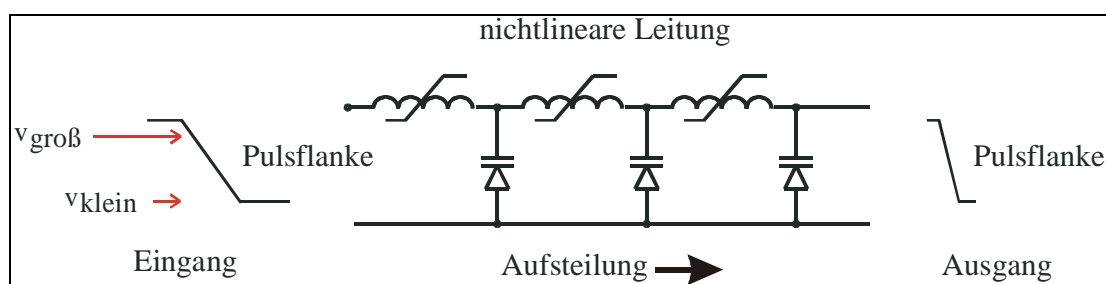


Abb.11: Prinzip der nichtlinearen Leitung zur Aufsteilung der Pulsflanken

Sorgt man dafür, dass entweder die Induktivität oder die Kapazität von der Spannungsamplitude abhängt, so erreicht man solch eine amplitudenabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit. Zur Realisierung werden entweder die Querkapazitäten durch sperrende Dioden (Diffusionskapazität verringert sich mit zunehmender Spannung) oder die Längsinduktivitäten durch nichtlineare in Sättigung getriebene Induktivitäten ersetzt (Induktivität verringert sich mit zunehmendem Strom). Die technische Begrenzung liegt beim Einsatz der Dioden an der begrenzten

Sperrspannung – Spannungsamplituden bis ca. 3.5kV wurden hier bisher erreicht.[19]. Von Anwendungen mit nichtlinearen Induktivitäten werden bis 90kV Spannungsamplituden in [16] berichtet oder bis zu 100kV mit 86ps Flankensteilheit in [15]. Sie leiden jedoch an der Reproduzierbarkeit der Materialien und der Temperaturdrift der magnetischen Kennlinie.

REFERENCES

- [1] J.Bohl, T.Ehlen, F.Sonnemann „HPM-Effects in LF-Electronic-Circuits: A Numerical Approach“, EUROEM98, Tel-Aviv, Israel, June 1998.
- [2] T.Ehlen, J.Bohl, F.Sonnemann „Electromagnetic Coupling Paths to Electronic Systems Connected with Electronic Setups and Destruction Mechanism“, IST/SET Symposium 98, Aalborg, Denmark, October 1998.
- [3] J. Bohl, T.Ehlen, G. Staines, F. Sonnemann, „ Interference and Destruction Mechanisms of Electronic Irradiated with HPM and UWB Sources“ , ICEAA01, September 2001, Turin, Italy
- [4] T.Ehlen, J.Bohl, “Einführung in Chaos und Nichtlinearitäten bezüglich Elektromagnetischer Effekte”, BakWVT-Mannheim EME-Symposium-2005
- [5] D. Taylor, D.V. Giri, “High-Power Microwave Systems and Effects ”, Taylor&Francis, 1994
- [6] J. Benford, Swegle, “High-Power Microwaves ”, Artech House, 1992
- [7] T.Ehlen, J.Bohl, R.Kuhnke, F.Sonnemann „Compact HPM and UWB Sources using Explosives – The potential of Future non lethal Warhead Systems“, EUROEM 2000, Edinburgh, June 2000.
- [8] T.Ehlen, “UWB-Halbleiterpulsler – Konzepte und Realisierungen mit COTS-Bauteilen” BakWVT-Mannheim EME-Symposium-2005
- [9] T.Ehlen, „Bewusste Elektronikstörung durch gestrahlte HPM, UWB und DS-Pulse“, EEEfCom 2007, Juni 2007, Ulm, Germany
- [10] <http://www.seefunknetz.de/homepage.htm>
- [11] R.J.Baker, B.P.Johnson, „Series operation of power MOSFETs for high speed high voltage switching applications“, Department of Electrical Engineering, University of Nevada, Reno, 1992.
- [12] G.A.Mesyats, “Pulsed Power”,2005, Springer-Verlag
- [13] G.A.Mesyats, S.N. Rukin,“1MV,500Hz, all solid state nanosecond driver for streamer corona discharge”,ieee conf on high power particle beams ,agona,japan,pp192ff ,2000
- [14] I.V.Grekhov, V.M. Efimov, A.F. Kardo-Sysoev, S.V.Korotkov, 1994, RF Patent No. 2009611
- [15] N.Seddon, C.R.Spikings, and J.E.Dolan, „RF Pulse Formation in Nonlinear Transmission Lines“, Pulsed Power Plasma Science, 2007. PPS-2007. Digest of Technical Papers, no. 153
- [16] I.G.Kataev, N.F.Lipatov, "Generator of high power nanosecond pulses on non-linear transmission lines with ferrite",Instruments and technology of experiments, N5, 1971
- [17] Korchuganov, V.; Matveev, Y.; Shvedov, D, “Ferrite line to decrease rise time of high-voltage nanosecond pulses”, Proceedings of the 2001 Particle Accelerator Conference, 2001. PAC 2001. Vol. 5, 18-22 June 2001 pg. 4047-4049
- [18] Brooker, C.; Altieri, N.; Eastwood, G.; Hoad, R.; Dolan, J.E., “90kV,1.8kA 85ps risetime electromagnetic shock line for UWB application“, Electronics Letters, Volume 35, Issue 25, 9 Dec 1999, pg. 2210 – 2212
- [19] J.Baker, “Generation of kilovolt subnanosecond pulses using a nonlinear transmission line”, 1993)