

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 79 (1988)

Heft: 5

Artikel: Der feldgesteuerte Thyristor (FCTh) : ein Leistungshalbleiter für den Umrichter der Zukunft

Autor: Grüning, H.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-903999>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 01.04.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Der feldgesteuerte Thyristor (FCTh) – ein Leistungshalbleiter für den Umrichter der Zukunft

H. Grüning

Ein gründlicher Vergleich aller VLSI-Technologien zeigt, dass gerade der in Vergessenheit geratene FCTh wesentliche Probleme heute gängiger Leistungshalbleiter vermeiden kann. Seine oft genannten Nachteile, Normally-ON-Charakteristik und extrem hoher Ansteuerstrom, lassen sich durch geeignete Massnahmen und neuartige Schaltungstechnik aus der Welt schaffen. So entsteht ein Device, das bei verhältnismässig einfacher Technologie dem Wunsch nach dem idealen Schalter weitgehend entgegenkommt.

Une comparaison approfondie des différentes technologies d'intégration montre que les problèmes essentiels des semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être évités par les thyristors à effet de champ. Les inconvénients souvent mentionnés (caractéristique «normalement enclenché» et courant de commande extrêmement élevé) peuvent être supprimés par certaines dispositions et par une technique de couplage nouvelle. On obtient ainsi un thyristor idéal à effet de champ, dont la technologie est pourtant simple.

Überarbeitete Fassung der mit dem Denzler-Preis 1987 ausgezeichneten Arbeit. Für die gute Zusammenarbeit im Projekt dankt der Autor herzlich den Herren J. Voboril (Technologieentwicklung), A. Blatter, H. Keser, L. Krenicky, Ch. Laabs und St. Mair.

Adresse des Autors

Dr. Horst Grüning, ASEA BROWN BOVERI
Forschungszentrum, Gruppe Leistungshalbleiter,
5405 Baden

1. Einleitung

Erzeugung, Übertragung und Verwendung elektrischer Energie sind aus der heutigen Welt nicht mehr wegzudenken. Ihre Form aber – Spannung, Strom und Frequenz – hängt stark von wirtschaftlichen Aspekten ab: Für die Erzeugung erweist sich Drehstrom mittlerer Spannung als sinnvoll, die Übertragung geschieht am besten durch Drehstrom-Hochspannungsleitungen oder Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) auf extrem grossen Distanzen, und jeder Verbraucher hat seine ganz eigenen Bedürfnisse. Man denke dabei nur an den Gleichstromverbrauch des Transistorradios oder Computers, an den Strombedarf eines Heizlüfters und an die Motoren in Kränen, Pumpen und Lokomotiven.

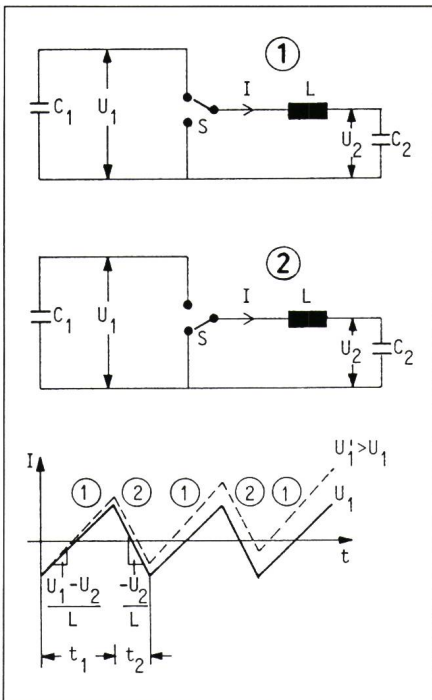
Deshalb ist die Umformung elektrischer Energie an vielen Stellen Teil des Übertragungsweges. Lange Zeit standen dazu hauptsächlich nur Transformatoren und Gleichrichter zur Verfügung: Transformatoren zur Umformung einer Wechselspannung gegebener Frequenz und Spannung in eine andere Spannung bei der gleichen Frequenz und Gleichrichter zur Umwandlung von Wechsel- in Gleichstrom. Für alle anderen Fälle musste man sich dagegen mit mehr oder weniger aufwendigen Lösungen abfinden, wie z.B. Motor-Generator-Kopplung zur Umwandlung von Wechselstrom 50 Hz in $16\frac{2}{3}$ Hz für die Bahn oder grosse Widerstände zur Regelung des Motorstromes bei Trams. Erstmals durch Thyristoren wurden dann auch Umrichter für solch grosse Leistungen möglich, Umrichter, die zwar noch sehr aufwendig waren, an vielen Stellen aber doch deutliche Vorteile brachten.

Diesen Aufwand kann man seit kurzem durch den Einsatz abschaltbarer

Thyristoren (GTO = Gate Turn-Off Thyristor) nahezu halbieren, weil der Kommutierungskreis entfällt und so nur noch ein Leistungshalbleiter pro Schaltfunktion statt deren zwei benötigt wird. GTOs wurden durch BBC erstmals in der BT-Lok (Bodensee-Toggenburg-Bahn) eingesetzt. Dabei sind die Beschaltungsverluste mit 100 kW zweieinhalbmal grösser als die Verluste in den Halbleitern selbst. Die Ansteuerung eines jeden GTO erfordert darüber hinaus eine getrennte, sehr aufwendige Gate-Unit.

Mit der Weiterentwicklung der GTOs aber zeigen sich nun immer deutlicher deren prinzipielle Schwächen: Trotz grösster Anstrengungen kann man während des Ein- und Ausschaltens keine gleichmässige Stromverteilung erreichen, und eine Korrelation der elektrischen Probleme mit den technologischen Eigenschaften ist auch noch nicht gelungen. Es müssen also neue Wege beschritten werden, wenn man dem idealen Schalter entscheidend näher kommen will. Viele solcher Wege sind bereits aufgezeigt und auch beschritten worden, doch ist heute nicht klar, welche davon überhaupt und, wenn ja, mit welchem Aufwand zum Ziele führen können. So ist es notwendig, das Problem in seiner ganzen Vielschichtigkeit zu durchleuchten, um möglichst alle denkbaren Tricks der Halbleiterphysik, der Technologie und der Schaltungstechnik mit in die Überlegungen einbeziehen zu können.

Dieser Beitrag beginnt deshalb mit den Grundlagen, der Wirkungsweise eines U-Umrichters. Er zeigt, wie der gewünschte «Umrichter der Zukunft» aussehen soll und wie im Gegensatz dazu ein heutiger Umrichter aufgebaut ist. Sodann werden die physikalischen Grundlagen und Grenzen der heute verfügbaren Konzepte abschaltbarer



Figur 1 Funktionsprinzip eines DC-DC-Wandlers

Der mittlere Strom durch die Induktivität L ist nur konstant, wenn eine feste Beziehung zwischen den Spannungen U_1 und U_2 eingehalten wird:

$$(U_1 - U_2) / U_2 = t_2 / t_1.$$

Das Tastverhältnis t_1/t_2 bestimmt also die Übersetzung U_1/U_2 , ähnlich wie das Windungsverhältnis die Übersetzung beim Transformator. Die Energieflussrichtung geht darum auch beim DC-DC-Wandler nicht ein: Es kann C_1 mit dem Eingang und C_2 mit dem Ausgang verbunden sein und umgekehrt.

Leistungshalbleiter ausgeleuchtet. So können Gemeinsamkeiten und Unterschiede erkannt und diejenigen Wirkungsweisen herauskristallisiert werden, die zur bestmöglichen Erfüllung der Aufgabe notwendig sind.

Das Konzept, das alle diese gewünschten Wirkungsweisen in sich vereint, ist der seit mehr als 10 Jahren bekannte FCTh. Es gilt also herauszufinden, welche Versuche zur Realisation dieses FCTh bereits unternommen worden sind und worin jeweils das Scheitern begründet lag. Unterstützt durch entsprechende Experimente, ergibt sich dann ein vertiefter Einblick in die Physik des Bauelementes, und neue technologische Lösungen können zum gewünschten Erfolg führen.

Anschließend folgt die Realisierung der leichten Ansteuerbarkeit. Die gezielte Ausnutzung der Besonderheiten des FCTh führt zur FCTh-Kaskade, einer Schaltung, die sich sowohl durch Einfachheit als auch durch ungewöhnlich grosse Verstärkung auszeichnet.

2. Funktion und Aufbau heutiger Umrichter

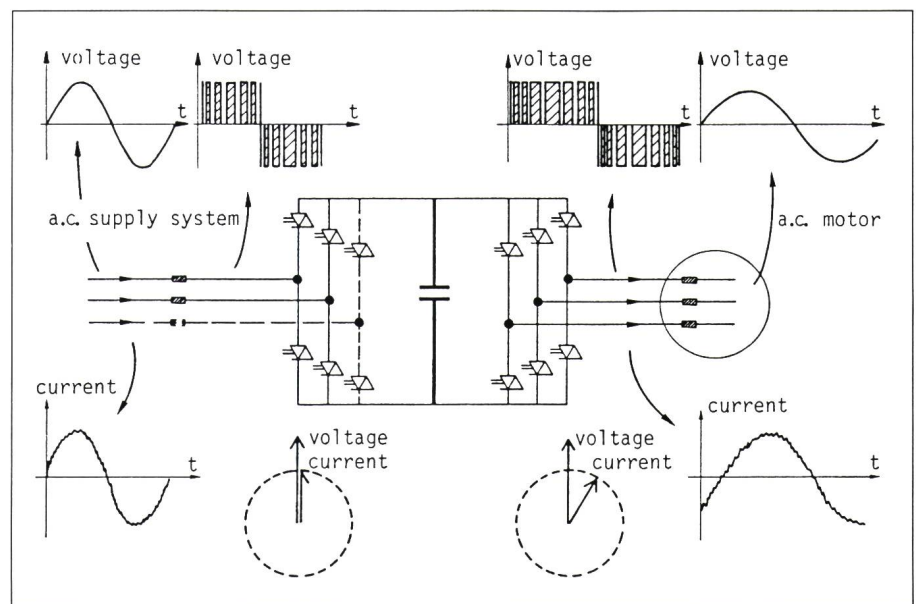
So vielfältig wie die Aufgaben der Umrichter sind natürlich auch ihre Erscheinungsformen. Mit steigender Leistung aber wird der Zwang zur Einsparung passiver Komponenten immer grösser, weil diese nicht nur Verluste, sondern auch erhebliches Gewicht und Kosten mit sich bringen [1]. So bleiben in der Traktion nur noch zwei Grundprinzipien: Umrichter mit konstantem Strom im Zwischenkreis (I -Umrichter) und solche mit konstanter Spannung (U -Umrichter). Während die ersteren beim Einsatz von Thyristoren gewisse Vorteile bringen, ist der U -Umrichter bei Benutzung von abschaltbaren Leistungshalbleitern deutlich favorisiert. Er soll deshalb hier, ausgehend vom DC-DC-Wandler, näher besprochen werden.

Figur 1 zeigt das Funktionsprinzip: Die Induktivität L und die Kondensatoren C_1 und C_2 dienen der Energiespeicherung, der Wechselschalter S regelt den Energiefluss. In der Schaltstellung 1 (Zeitspanne t_1) wird die Spannung U_1 über die Speicherdrossel L an den Kondensator C_2 gelegt. Die Differenzspannung ($U_1 - U_2$) baut in der Speicherdrossel ein Magnetfeld auf; die in diesem Schaltzustand nicht benötigte Energie wird also dort gespeichert. Durch Umlegen des Schalters in die Stellung 2 wird dann diese gespeicherte Energie während t_2 auf C_2 übertragen, denn nun kann sich das Magnetfeld wieder abbauen.

Ein stabiler Zustand ergibt sich dabei nur dann, wenn $(U_1 - U_2) \cdot t_1 = U_2 \cdot t_2$ ist. Bei zu grossem U_1 z. B. steigt der Strom in Richtung C_2 mit jeder Schaltphase an (gestrichelte Kurve in Fig. 1), so dass der Energiefluss dorthin steigt. Und ist U_1 zu klein, so sinkt der Durchschnittswert des Stromes, bis sogar Energie von C_2 zurück nach C_1 fliesst.

Ganz wie beim Wechselspannungstransformator ist also auch bei diesem Wandler verlustarme Energieübertragung in beiden Richtungen möglich. Einzig das Übertragungsverhältnis ist nicht fest vorgegeben durch das Verhältnis von Windungszahlen, sondern ist durch das Tastverhältnis t_1/t_2 jederzeit frei wählbar.

Deshalb kann man nach diesem Prinzip nicht nur DC-DC-Wandler realisieren, sondern auch den « U -Umrichter der Zukunft» (Fig. 2). Wählt man nämlich die Schalterfrequenz nur hoch genug, so lässt sich durch regelmässige Änderung des Tastverhältnisses am Ausgang nahezu jede beliebige Spannungsform erzeugen (Fig. 2 rechts). Und auch der umgekehrte Weg ist möglich: Bei entsprechender Steuerung kann man ein Wechselspannungsnetz rein ohmsch belasten und dennoch eine Gleichrichtung vornehmen (Fig. 2 links). Einzige Bedingung dabei ist, dass das Umschalten genügend schnell und verlustarm vorgenommen wird: elektronische Schalter sind notwendig. Alle in Frage kommenden elektronischen Schalter aber leiten den Strom nur in einer Rich-



Figur 2 U-Umrichter der Zukunft nach [2]

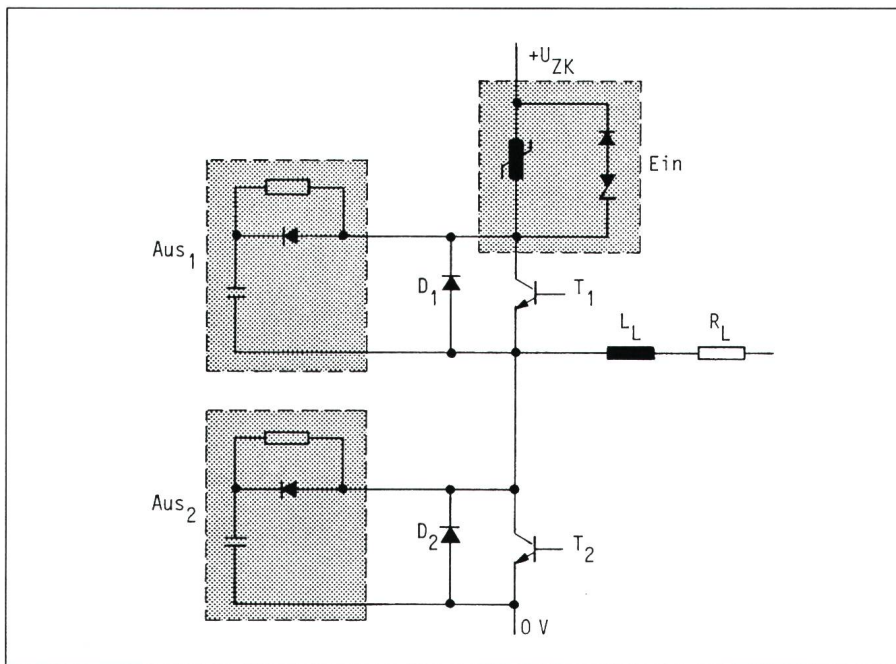
tung. Sie vermögen ihn nur ein- und aus-, nicht aber umzuschalten. Deshalb benötigt man zur Realisierung des Wechselschalters insgesamt vier elektronische Bauelemente: zwei Schalter und zwei Dioden (Fig. 3: T_1 , T_2 , D_1 , D_2).

Natürlich ist der Aufbau solcher elektronischer Schalter weit komplizierter als der der entsprechenden Dioden. So hat man die Entwicklung geeigneter Dioden oft erst in Angriff genommen, als bessere Schalter schon danach riefen. Da sich aber an der Struktur der Dioden grundsätzlich nichts Wesentliches geändert hat, wird auch fortan der Schalter die Entwicklung der Anwendung bestimmen.

3. Schnelle abschaltbare Leistungshalbleiter – Stand der Technik

Wirtschaftliche Bedeutung bzw. Aussicht darauf haben derzeit vier Typen: der GTO (Gate Turn-Off Thyristor), der Bipolartransistor (BJT = Bipolar Junction Transistor) in seinen verschiedenen Ausführungsformen als Einzelelement, Darlington und Mehrfachdarlington, der Power-Mosfet und der IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), auch IGT oder Comfet genannt. Die Funktionsweisen sowie wesentliche Eigenschaften dieser Bauelemente sind in Figur 4 zusammengefasst.

Lediglich der GTO ist heute für grosse Leistungen geeignet (>1000 V, >300 A), weil aufgrund seiner verhältnismässig groben Struktur auch Elemente bis 76 mm Durchmesser mit hinreichender Ausbeute hergestellt werden können [3]. Er hat aber den bereits genannten Nachteil recht komplizierter Ansteuerung. Seine starke Neigung zur Filamentierung schränkt seine Fähigkeiten beim Schalten stark ein, weil der Strom dann nicht mehr homogen über das ganze Bauelement verteilt ist, sondern sich auf einzelne Fäden (Filamente) konzentriert. Die so beanspruchten Bereiche werden dadurch nicht nur kurzzeitig stark erhitzt, sondern geraten vor allem viel zu früh an die Grenze des Avalanche-durchbruchs. Das hat eine starke Verzögerung des Abschaltvorganges, die weitere Stromkonzentration und damit die Zerstörung dieses GTO-Bereiches zur Folge. Deshalb sind aufwendige Schalthilfen im Lastkreis heutiger Umrichter nötig (Fig. 3): RCD-Snubber zur Begrenzung der Belastung des



Figur 3 Brückenweig eines derzeit üblichen Wechselrichters

Zur Unterstützung der Transistoren beim Ein- und Ausschalten ist eine Hilfsbeschaltung (Snubber) notwendig:

Beim Einschalten von T_2 ist D_1 noch überschwenkt, wenn der Laststrom darüber abgeflossen ist. Damit wäre der Kollektor von T_2 während der Ausräumzeit dieser Diode niederohmig mit der Zwischenkreisspannung U_{ZK} verbunden: Der EIN-Snubber begrenzt den Stromanstieg während dieser Phase.

Beim Ausschalten von T_2 kann D_1 bei der gleichen Laststromrichtung erst dann Strom übernehmen, wenn die Kollektorspannung von T_2 die Zwischenkreisspannung erreicht. Nur die wenigsten der heute verfügbaren Schalter aber vermögen auch nur kurzzeitig den vollen Strom bei voller Spannung zu tragen (z. B. Second Breakdown), so dass ein Ausschalt-Snubber AUS₂ zur Unterstützung nötig ist.

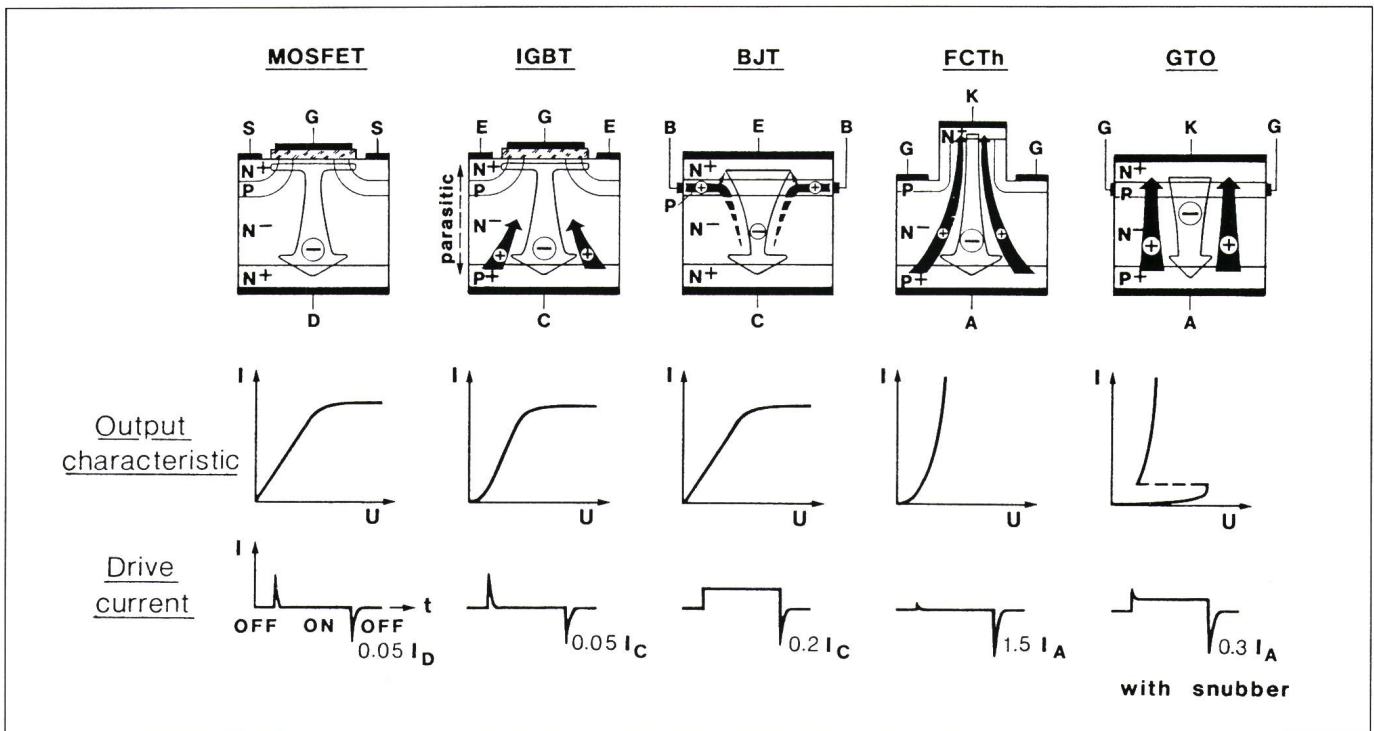
GTO beim Ausschalten (AUS₁ und AUS₂) und zumindest eine Drossel zur Begrenzung der Stromanstiegs-geschwindigkeit beim Einschalten (EIN).

Mit ähnlich grober Struktur versehen wie GTOs waren bisher Bipolartransistoren. Auch ihr Einsatzbereich ist in den letzten Jahren deutlich erweitert worden [4]. Figur 4 zeigt, dass Bipolartransistoren einseitig vom Emitter her überschwenkt werden. Dazu ist ein ständiger Basisstrom nötig. Für grösseren Kollektorstrom ist grösserer Basisstrom nötig, wenn die Sättigung und damit der niedrige ON-Widerstand gewährleistet sein soll. Der Faktor I_C/I_B , die Stromverstärkung, sinkt stark mit steigender Sperrspannung und Stromdichte [5]. Der Basisstrom muss von der Ansteuerereinheit aufgebracht werden, so dass Verstärkungen unter 50 nicht mehr tolerierbar sind. Die Sperrspannung derzeitiger BJTs ist deshalb auf etwa 1400 V limitiert, und einzig deutlich bessere Emitter können helfen. Der Kollektorstrom ist durch Chipgrösse und Kühlung gege-

ben: 300 A bei 1200 V sind derzeit bei Modulen erreicht (Toshiba MG300Q1UK1).

Darüber hinaus schaltet ein Bipolartransistor nur dann schnell ab, wenn man den Vorgang durch negativen Basisstrom unterstützt. Somit unterscheidet sich die Basisansteuerung gar nicht so sehr von der des GTO. Auch haben Stromeinschnürungen während des Abschaltens die Eigenschaften von BJTs lange beeinträchtigt (Second Breakdown). Sie konnten erst in jüngster Zeit durch feinstrukturierte Emitter (z. B. Siemens Ring Emitter Transistor, SIRET, mit 5 μ m feinen Emittern) unterbunden werden. Feinstrukturierte BJTs können zwar ohne Snubber betrieben werden, doch Hochleistungs-GTOs dürften sie wohl nie ersetzen können.

Deutlich anwenderfreundlicher als GTOs und BJTs sind Power-Mosfets. Sie arbeiten nahezu in jedem Punkt ihres Kennlinienfeldes stabil, so dass einzig thermische Grenzwerte und Überspannungen zu beachten sind. Snubber sind deshalb in der Um-



Figur 4 Funktionsprinzipien, Ausgangskennlinien und Ansteuerströme der derzeit wichtigsten abschaltbaren Leistungshalbleiter

Wegen fehlender Ladungsträgerinjektion ist der Mosfet am schlechtesten für hohe Spannungen geeignet, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) und BJT (*Bipolar Junction Transistor*) haben einseitige Injektion, und FCTh (*Field Controlled Thyristor*) und GTO (*Gate Turn Off Thyristor*) sind durch beidseitige Trägerinjektion für hohe Spannungen und Ströme prädestiniert.

richterschaltung nicht erforderlich, und auch die Gate-Ansteuerung beschränkt sich auf Pulse zum Laden und Entladen der Eingangskapazität. Ganz ohne Leistungstreiber hinter der steuernden Logik aber geht es auch bei Power-Mosfets nicht. Denn diese Gate-Stromstösse nehmen recht grosse Werte an, will man die Schaltvorgänge innert $0,1 \mu\text{s} \dots 0,4 \mu\text{s}$ ausführen. Für Hochspannungs-Mosfets muss man deshalb bis $\frac{1}{20}$ des (Nenn-)Drainstromes in den Steuerstromspitzen aufbringen.

Für Schaltanwendungen bei Spannungen über 1 kV aber sind Mosfets praktisch unbrauchbar, weil sie im leitenden Zustand zu hohe Verluste haben. Denn sie sind nur gesteuerte Widerstände (Fig. 4), und entsprechend fundamental werden ihre Eigenschaften durch den Avalanche-durchbruch im Silizium begrenzt. So resultiert für 1000 V Sperrspannung im eingeschalteten Zustand bei 100 A/cm^2 theoretisch ein Spannungsabfall von etwa 10 V, und für 2 kV Sperrspannung ergäben sich gar etwa 60 V.

Nur aus diesem Grunde wurden IGBTs entwickelt. Sie sind den Mosfets in ihrem technologischen Aufbau

eigentlich sehr ähnlich. Einzig das Drain der Mosfets wird durch eine löcherinjizierende Anode ersetzt, so dass das die Sperrspannung aufnehmende Volumen des Bauelementes im ON-Zustand einseitig von der Anode her überflutet werden kann. Zwar werden durch diese scheinbar kleine Änderung der Struktur parasitäre Thyristoren gebildet, die nur durch einen deutlich komplizierteren Aufbau des Steuerkopfes unterdrückt werden können. Doch das Ziel ist erreicht: Der ON-Spannungsabfall von IGBTs kann auch bei den grössten realisierten Sperrspannungen (1,8 kV) unter 2 V gebracht werden. Lediglich die Schaltzeiten bleiben bei vorgegebener Durchlassspannung etwa um den Faktor 4 bis 6 grösser, als sie bei beidseitig injizierenden Bauelementen sein könnten.

Ein wesentliches Problem der IGBTs aber ist technologisch bedingt: Zusammen mit den Mosfets haben sie die feinste Struktur aller Leistungsbaulemente (etwa $100\,000 \text{ Zellen/cm}^2$). Deshalb sind die Chipflächen heute auf etwa $1,5 \text{ cm}^2$ begrenzt, für die 2500 A der derzeit grössten GTOs aber wären mindestens 50 cm^2 nötig.

Eine Vergrösserung bei vernünftiger Produktionsausbeute kann nur durch weitere Verbesserung der Reinraum- und Prozessqualität erreicht werden, so dass sich die derzeit realisierten Arbeitsströme von maximal 50 A pro 1-kV-Chip nur langsam erhöhen dürfen. Zwar kann man IGBTs auch parallel schalten, doch wird der Aufwand dazu wohl allzu leicht unterschätzt.

Gesucht wird also weiterhin ein Bauelement, das die Vorteile der GTOs (beidseitige Ladungsträgerinjektion und verhältnismässig grobe Struktur) mit den Vorteilen der IGBTs (leichte Ansteuerbarkeit und snubberfreier Umrichterbetrieb) verbindet. Viele Freiheitsgrade hat man dabei aber nicht mehr, denn so unähnlich sind sich die Funktionsweisen der in Frage kommenden Bauelemente in Wirklichkeit ja gar nicht: Will man die Vierschichtstruktur des GTO wegen ihrer Instabilität beim Abschalten vermeiden, aber beidseitige Ladungsträgerinjektion beibehalten, so kann der ON-Zustand nur diodenähnlich sein. Eine Diode aber kann nur durch ein eingebautes Gitter gesteuert werden, das ähnlich wie das Gitter einer Elektronenröhre den Strom von La-

Trägern zwischen Kathode und Anode unterbindet.

4. Die feldgesteuerte Diode

Zwischen Elektronenröhre und Si-Diode aber gibt es einen entscheidenden Unterschied: In der Elektronenröhre wird der Strom von den Elektronen getragen, die die Glühkathode emittiert - in der Si-Diode dagegen von (negativen) Elektronen und (positiven) Löchern, die aus Kathode und Anode ins Volumen der Diode injiziert werden.

Den Strom in der Elektronenröhre kann man somit schon durch ein elektrisches Feld unterbinden, das die Elektronen im Kathodenraum zurückhält. Gitterstrom ist praktisch nicht nötig. Ein Gitter in der Si-Diode aber muss all die Löcher aus seiner Umgebung aufnehmen, bevor es mittels negativem Potential den Elektronenstrom aus der Kathode unterbinden kann (Fig. 5). Feldgesteuerte Si-Dioden (FTDs = Field Terminated Diodes) benötigen also prinzipiell zum Abschalten neben dem negativen Potential auch erheblichen (Löcher-)Gatestrom.

Das Funktionsprinzip der feldgesteuerten Diode wurde bereits 1975 publiziert [6]. Seither sind verschiedene Gitterformen und -anordnungen realisiert und getestet worden (Fig. 6a, 6b, 6c), doch haben sich damit keine wirklich überzeugenden Resultate erreichen lassen. Und immer hat die hohe Ansteuerstromspitze zu schaltungstechnischen Problemen geführt.

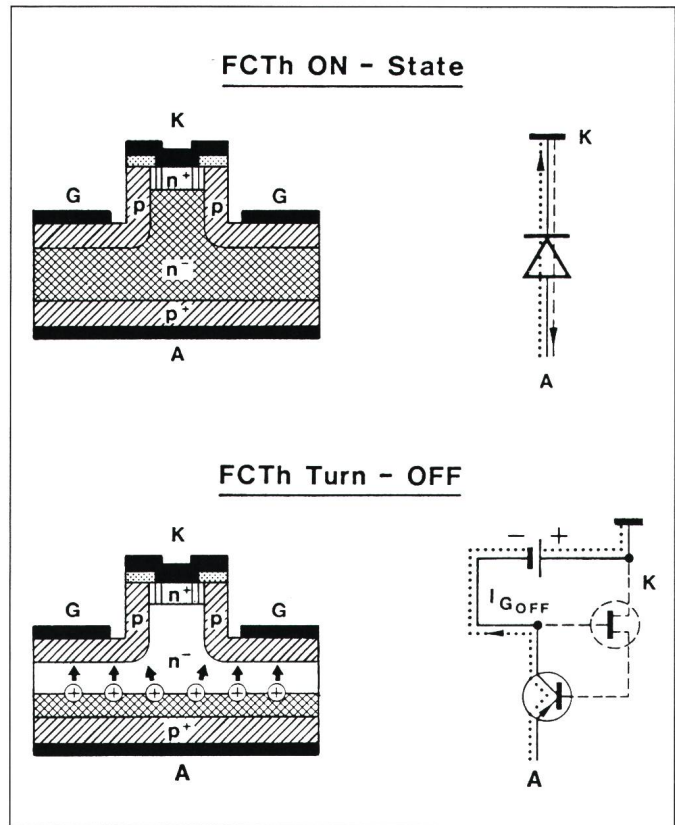
So muss man Wesentliches anders machen, wenn man ein so altes Konzept zu neuem Leben erwecken will. Wir mussten also bei den Grundlagen beginnen, die Physik des Bauelementes eben besser verstehen als unsere Vorgänger. Mehr Eingriffsmöglichkeiten sind dazu nötig - im besten Falle sollte man das Bauelement immer so abändern können, wie es die Verifizierung der neuesten Vorstellungen gerade verlangt. Glücklicherweise bot die Verigrig-Technologie, deren Grundzüge zuvor in unserer Gruppe für einen feinstrukturierten GTO entwickelt worden waren [7], eine hervorragende Basis für solch ein Vorgehen (Fig. 6d).

5. Der Verigrig-FCTh

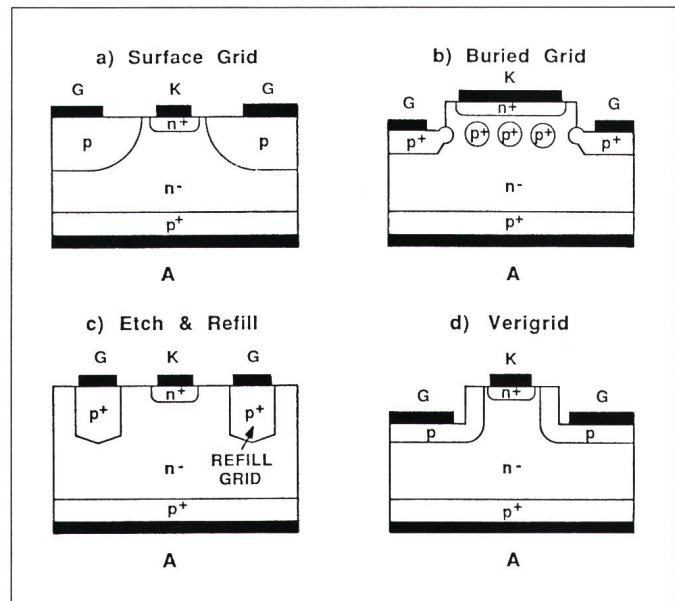
Die Struktur eines solchen Elementes ist in Figur 7 gezeigt. Besonders daran sind die freistehenden Kathodenfinger. So kann man das Gate di-

Figur 5
Wirkungsweise und Ersatzschaltbilder eines FCTh

Im eingeschalteten Zustand gleicht das Device einer normalen pin-Diode (ON-State). Beim Abschalten (Turn-OFF) werden zuerst die Kathodenfinger ausgeräumt. Dann dehnt sich die Raumladung in Richtung Anode aus - der FCTh nimmt Spannung auf. Während dieser Abschaltphase muss das Gate den gesamten Löcherstrom abführen.



Figur 6
Grundlegende Konzepte zur Realisierung von FCThs



rekt metallisch kontaktieren und damit den grossen Gatestrom leicht und sicher abführen, ohne dass bereits die elektrischen Eigenschaften der Fingerwände vorgegeben wären. Man kann alle Kathodenstreifen durch einen aufgelöteten Stempel miteinander verbinden und erhält einen optimalen Anschluss. Darüber hinaus ist die Struk-

tur noch so grob, dass sie ohne allzu grosse Probleme im Labor realisiert werden konnte.

Die Versuche haben gezeigt, dass man zwei weitere Bedingungen erfüllen muss, wenn ein guter FCTh entstehen soll (FCTh = Field Controlled Thyristor, ein historisch gewachsener Name, der die Wirklichkeit zwar noch

weniger gut trifft als FTD, aber aus Gründen der Kontinuität nicht geändert wurde):

1. Die Fingerwände müssen niedrig dotiert sein [8]

Erfüllt man diese Bedingung nicht, wie es z. B. bei der Etch & Refill-Struktur (Fig. 6c) der Fall ist, so werden die Löcher im eingeschalteten Zustand von den Wänden aufgenommen und von ihnen bis zum pn-Übergang nahe der Kathode weitergeführt. Der Kanal im Finger wird also von Löchern nicht überschwemmt, und auch die Injektion von Elektronen aus der Kathode geht in Richtung Wand. Ein solches Bauelement besitzt deshalb keinen richtigen ON-Zustand.

2. Das Aspectverhältnis der Kanäle muss mindestens etwa 1 sein [9]

Das Aspectverhältnis, d.h. das Verhältnis von Länge zu Breite des im Finger gebildeten n⁻-Kanals, bestimmt den Durchgriff des Feldes von der Anode zur Kathode. Für Werte über 1 wird der Durchgriff verschwindend gering, so dass der einzelne Finger und damit auch der gesamte Steuerkopf nicht mehr durch das Anodenfeld geöffnet werden kann. Da während des Abschaltvorganges, verursacht von den durch die Raumladungszone driftenden Löchern (Fig. 5), zudem kurzzeitig eine deutlich grössere Feldstärke am Steuerkopf anstehen kann als beim statischen Blockieren, ist das Aspectverhältnis für hohes Schaltvermögen besonders wichtig.

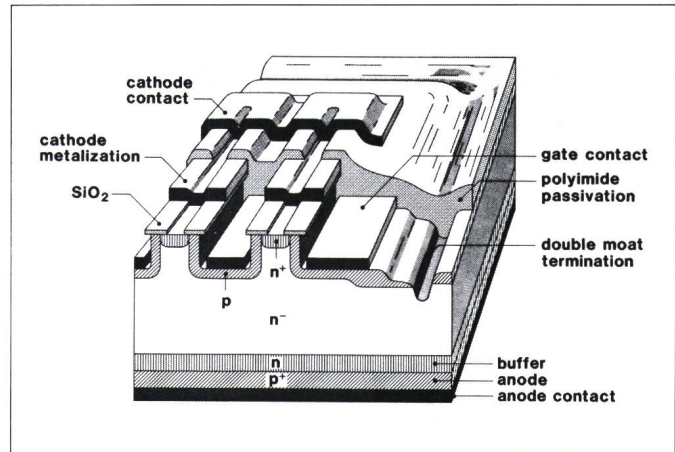
Auch diese beiden Bedingungen sind mit der Verigrig-Technologie erfüllbar, so dass FCThs hergestellt werden konnten, die die theoretischen Möglichkeiten tatsächlich weitgehend ausschöpfen. Es entstanden also Bauelemente mit

1. kleinen ON-Verlusten wegen der beidseitigen Ladungsträgerinjektion,
2. snubberfreiem Betrieb wie beim IGBT und SIRET,
3. Reduktion der Ansteuerung auf einen kurzen Stromimpuls zum Abschalten, also frei vom Zünd- und Haltestrom des GTO, und
4. im Vergleich zu IGBTs grober Struktur.

Sogar echte Normally-OFF-FCThs konnten erstmals mit dieser Technologie hergestellt werden, denn durch das hohe Aspectverhältnis ist der Durchgriff derart reduziert, dass das Feld der Anode den Strom durch die Steuerfinger weder statisch noch dynamisch zu

Figur 7
Schematisches
Schnittbild eines
VERIGRID-FCTh

102 Steuerfinger (30 µm × 1200 µm × 35 µm), angeordnet in zwei Reihen, bilden den 3 × 3 mm grossen Steuerkopf der 10-A-Testelemente. Die Gesamtgrösse des Chips ist nicht optimiert: 7 × 7 mm.



beeinflussen vermag. So braucht man die Finger nur noch so auszulegen, dass die Raumladungszonen der von den Wanddotierungen gebildeten pn-Übergänge schon bei Gate-Kathoden-Kurzschluss bis in die Mitte der Finger reichen. Dann sind die Finger bei $U_{GK} = 0$ blockiert, und sie bleiben es auch wegen des geringen Durchgriffs.

So bleibt nur noch ein Problem zu lösen: die niedrige Abschaltstromverstärkung. Alle GTOs hat man bisher auf möglichst grosse Verstärkung zu bringen versucht (>4), weil schon die Zuleitungsinduktivitäten im Gatekreis es gar nicht zulassen, mehr Strom in kürzerer Zeit zur Verfügung zu stellen.

Beim snubberfreien Betrieb des FCTh aber muss man kurzzeitig sogar mehr Strom aus dem Gate abführen, als Anodenstrom fließt: Vor dem Entstehen einer Raumladungszone zwischen Gate und Anode (Fig. 5, Turn-OFF) müssen nämlich alle Steuerfinger ausgeräumt sein, damit die Injektion von der Kathode sicher unterbunden ist. Dazu muss das Gate zusätzlich zum Anodenstrom auch noch den Ausräumstrom der Finger abführen. Es ist also verständlich, dass man dem FCTh gerade wegen des grossen Gatestromes keine praktische Bedeutung zugemessen hat. Und da auch wir keine Möglichkeit sahen, das Problem durch Änderung der Struktur des FCTh zu lösen, haben wir nach neuer Schaltungstechnik gesucht.

6. FCTh-typische Schaltungstechnik: Kaskode und Kaskade

Bereits *B.J. Baliga* [10] erkannte, dass das damals noch unumgängliche

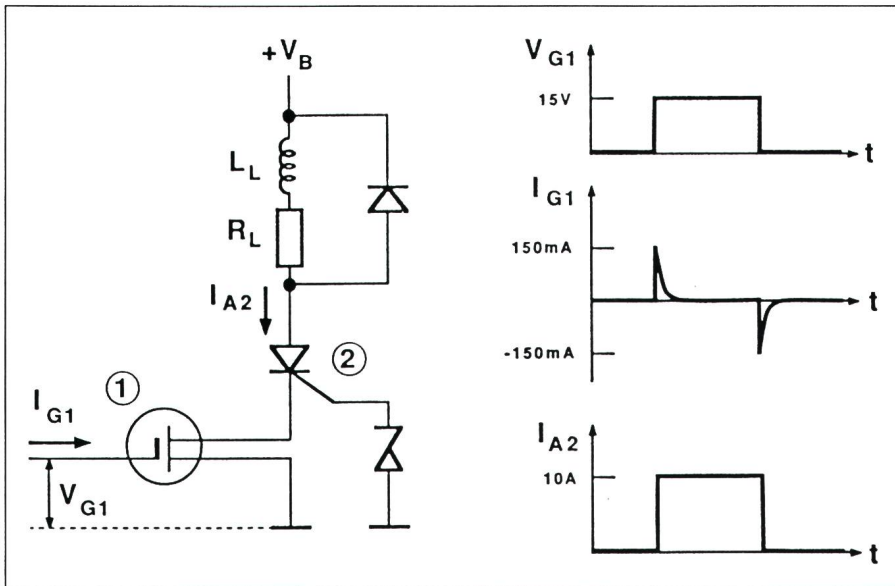
Normally-ON-Verhalten den FCTh für die Kaskodenschaltung (Fig. 8) prädestiniert. Wegen des Normally-ON nämlich kann eine weitere Gateversorgung zum Einschalten des Bauelementes entfallen, wie sie etwa bei Transistorkaskoden nötig ist. Der Ansteuerschalter an der Kathode des FCTh muss nur die niedrige dort auftretende Gate-Kathoden-Spannung des FCTh verarbeiten; ein Niederspannungsfeldeffekttransistor ist also bestens geeignet.

So bekommt man durch die Kaskodierung einen Hochspannungsschalter, der die positiven Eigenschaften des FCTh mit der leichten Ansteuerbarkeit des Mosfet verknüpft. Doch gewisse Eigenheiten sind weiterhin störend:

1. Der Mosfet muss den gesamten Laststrom während der ganzen ON-Periode der Kaskode tragen. Man müsste deshalb recht viele Chips parallel schalten, denn auch 50-V-Mosfet-Chips vertragen derzeit nicht über 50 A Dauerstrom.

2. Durch die entsprechende Gatekapazität des Mosfet wird die Stromverstärkung der gesamten Anordnung auf Werte unter 100 begrenzt. Die Ansteuerschaltung dazu sieht also ähnlich aus wie die eines IGBT.

Doch der Gatestrom des FCTh fließt ja nur während der kurzen Ausschaltperiode. Kann man da nicht eine Schaltung finden, die aus dieser Eigenart Nutzen zieht? Die Verlustleistung jedenfalls wäre gering, und bei Verwendung einer externen Spannungsquelle könnte man sich sogar einen viel höheren ON-Widerstand im Steuerbauelement erlauben als in dem der Kaskode!



Figur 8 Kaskadenschaltung mit FCTh

① Niederspannungs-Feldeffekttransistor

② FCTh

Die Lösung bringt die FCTh-Kaskade. Denn ein FCTh trägt Strompulse fast beliebiger Grösse ohne viel Ansteuerung, weil dabei ja sein Diodencharakter zum Tragen kommt. Man muss also den Gatestrom des Leistungs-FCTh mit einem zweiten FCTh steuern und den Leistungs-FCTh, wie

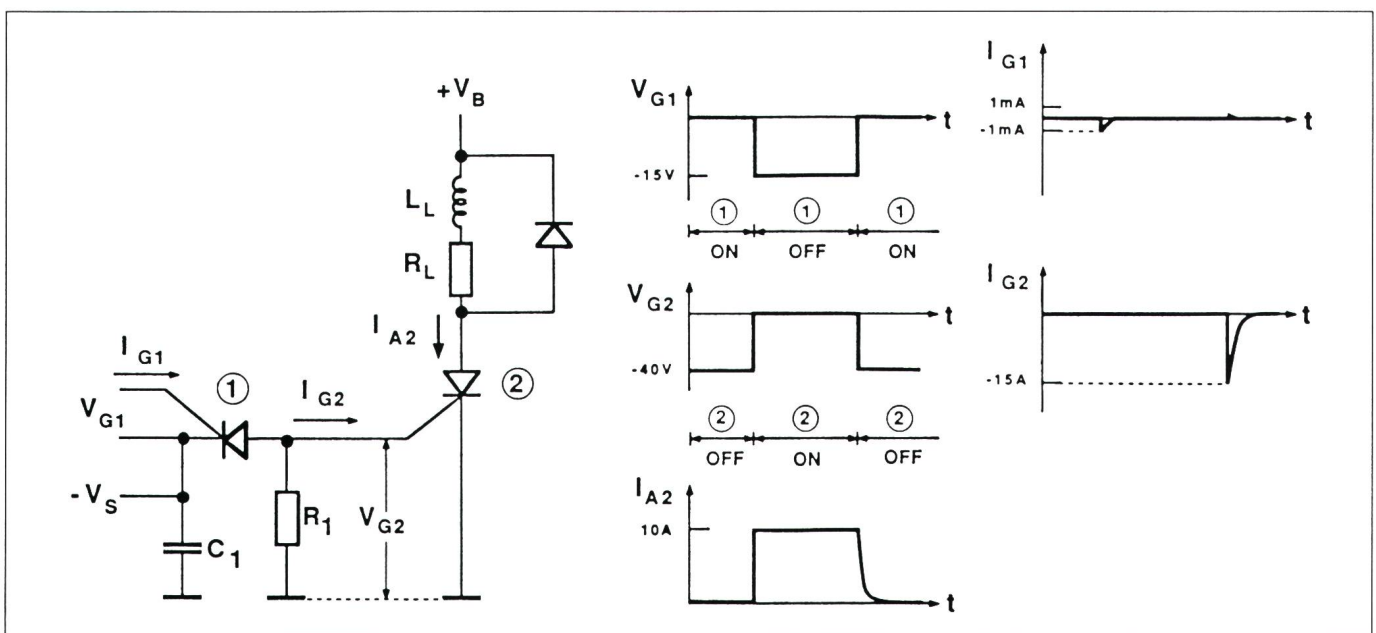
auch sonst üblich, alleine in den Stromkreis schalten.

Figur 9 zeigt den Aufbau sowie einige wichtige Strom- und Spannungsverläufe am Beispiel eines mit Normally-ON-FCThs realisierten 10-A-Schalters. Die beiden FCThs, der Steuer-FCTh 1 und der Last-FCTh 2, sind ab-

wechselnd leitend: Bei $V_{G1} = 0$ leitet FCTh 1, und FCTh 2 sperrt, weil $-V_s$ über FCTh 1 an sein Gate gelangt. Sperrt FCTh 1, so bringt der Widerstand R_1 die Gatespannung V_{G2} auf null, und FCTh 2 leitet. Wie zu erwarten, ist in keinem dieser beiden stationären Zustände Eingangsstrom an Gate 1 erforderlich.

Ihre ungewöhnlichen Fähigkeiten aber zeigt die Kaskade beim Schalten: Für 10 A Laststrom sind Steuerstromspitzen von maximal 1 mA erforderlich – die Stromverstärkung ist also mindestens 10 000! Doch die Abschaltstromverstärkung jedes einzelnen FCTh ist doch kleiner als eins?!

Wie bereits gezeigt, benötigt ein FCTh nur einmal während eines gesamten Schaltzyklus einen Gatestrom in der Höhe seines Anodenstromes, nämlich beim Abschalten. Beim Einschalten dagegen muss lediglich seine Eingangskapazität entladen werden, damit die Blockierung der Steuerfinger aufgehoben wird. Der dazu nötige Strom ist gering, denn in der Folge hebt der FCTh sein Gatepotential noch selbst bis zur Sättigung an, weil die ersten von der Anode injizierten Löcher auf das dann noch leicht negative Gate fließen. Das Einschalten des FCTh wird also durch eine interne Mitkopplung unterstützt und nicht, wie bei Transistoren, Mosfets und



Figur 9 Neuentwickelte FCTh-Kaskade

FCTh₁ und FCTh₂ arbeiten wie ein Flip-Flop, wobei die Rückkopplung durch die Bauelement-Eigenschaften selbst bedingt ist. So lassen sich alle Eigenheiten des FCTh nutzbringend einsetzen, und eine einfache Schaltung mit extrem hoher Strom- und Spannungsverstärkung resultiert.

IGBTs, durch die Rückwirkungskapazität erschwert.

Dies nun nutzt die Kaskade aus: Wenn FCTh 1 gesperrt werden soll, hat er gerade nur R_1 als Last. Denn FCTh 2 ist dann noch gesperrt, zieht also keinen Gatestrom. FCTh 1 muss also nur gegen V_s/R_1 abschalten – er ist durch diesen geringen Strom nur sehr schwach überschwemmt und benötigt entsprechend wenig Gatestrom. R_1 entlädt dann die Eingangskapazität von FCTh 2, und dieser schaltet beim Erreichen seiner Schwellspannung, durch seine interne Mitkopplung beschleunigt, unvermittelt ein. Soll aber FCTh 1 einschalten, damit er FCTh 2 abschalten kann, so muss dazu nur seine Eingangskapazität entladen werden. Der Gatestrom von FCTh 2 lässt FCTh 1 dann beschleunigt sättigen; der schnelle Anstieg von I_{G2} wird also durch die Eigenheiten von FCTh 1 gewährleistet.

So entsteht eine interne Mitkopplung bei beiden Schaltvorgängen, die die FCTh-Kaskade zu einem Flip-Flop macht. Da die Mitkopplung nur während des Umschaltens selbst wirksam ist, kann die Kaskade nach Vollendung eines jeden Umschaltvorganges ganz leicht wieder zurückgeschaltet werden. Einzig Eingriffe in einen laufenden Schaltvorgang sind unmöglich, aber die sind ja auch nicht gefragt.

Mit der FCTh-Kaskade ist somit ein Schalter gefunden, der weit leichter als ein IGBT anzusteuern ist bzw. mit geringerem Aufwand realisiert werden kann als eine gleichwertige IGBT-Schaltung. Unabhängig vom FCTh-Typ ist die gesamte Kaskade normally-OFF, denn ohne Ansteuerung von FCTh 1 leitet dieser, und FCTh 2 bleibt somit gesperrt. Wie weit aber davon letztlich bei einer Schaltung mit solch grosser Strom- und Spannungsverstärkung wirklich Ge-

brauch gemacht werden kann, hängt allein noch von deren Ansteuerung ab.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Mit der FCTh-Kaskade wurde ein Schalter vorgelegt, der den Anforderungen in Umrichtern und Wandlern in fast idealer Weise entgegenkommt. Aufgrund der beiseitigen Ladungsträgerinjektion und der weitgehenden Freiheit von parasitären Strukturen wird eine Optimierung des Last-FCTh auf geringste Schaltverluste möglich. Durch die weitgehende Nutzung der bauelementspezifischen Eigenschaften in der Kaskade wird die Ansteuerung so sehr erleichtert, dass FCTh-Kaskaden in vielen Fällen direkt durch Optokoppler gesteuert werden können.

Die Verigrig-Technologie gestattet es, einen möglichst guten elektrischen Zugriff zu Gate und Kathode zu bekommen. Im Labor wurden auch erste FCThs mit 8 mm^2 aktiver Steuerkopffläche hergestellt [9]. Diese konnten snubberfrei 16 A (200 A/cm^2) gegen 1200 V Freilaufspannung bei induktiver Last abschalten. Damit wurde erstaunlich genau das von PIN-Dioden bekannte Limit des dynamischen Avalanche erreicht: Man ist also in der Lage, das Silizium in dieser Hinsicht optimal zu nutzen. So konnte – auch durch Aufbau einer ersten kleinen FCTh-Brücke mit Optokopplertrennung – gezeigt werden, dass die in die FCTh-Kaskade gesetzten Hoffnungen erfüllt werden. Dennoch bleibt noch weitere Forschungs- und Entwicklungsarbeit bis zur endgültigen Abklärung aller Möglichkeiten sowie bis zur Produktion konkurrenzfähiger FCTh-Kaskaden zu leisten.

Aufgrund der vorliegenden Erfahrung aber darf man erwarten, dass man mit FCThs auch zu Strömen und Spannungen vordringen kann, wie sie

heute noch den Thyristoren und GTOs vorbehalten sind. Es sieht so aus, als könne man dabei die Möglichkeiten des Werkstoffes Silizium weitestgehend ausnutzen, also Stromdichte und Spannung bei snubberfreiem Betrieb so weit erhöhen, wie es die (heute bekannte) Physik bipolarer Bauelemente zulässt.

Literatur

- [1] R. Zwicky: Aktuelle Tendenzen in der Leistungselektronik. Bull. SEV/VSE 77(1986)19, S. 1202...1205.
- [2] H. Stemmler: High-power installations using semiconductor devices, interactions between semiconductors and converters. In: Semiconductor devices for power conditioning. Proceedings of the seventh Brown Boveri Symposium, Baden, 21...22 September 1981; p. 1...25.
- [3] A. Rüegg und J. Vitins: Leistungshalbleiter für höchste Leistungen. Stand der Technik und Entwicklungstendenzen. Bull. SEV/VSE 77(1986)19, S. 1206...1211.
- [4] P. Aloisi: L'évolution des transistors de puissance. Bull. ASE/UCS 77(1986)19, p. 1212...1217.
- [5] P.L. Hower: Bipolar transistors. In: Semiconductor devices for power conditioning. Proceedings of the seventh Brown Boveri Symposium, Baden, 21...22 September 1981; p. 273...306.
- [6] J.-I. Nishizawa, T. Terasaki and J. Shibata: Field-effect transistor versus analog transistor (static induction transistor). IEEE Trans. Electron Devices 22(1975)4, p. 185...197.
- [7] P. Roggwiller a.o.: A highly interdigitated GTO power switch with recessed gate structure. IEEE International Electron Devices Meeting, 1984; p. 439...442.
- [8] H. Grüning und J. Voboril: Verigrig-FCTh switching 10 A at 1000 V . Proceedings of the 17th European Solid State Device Research Conference (ESSDERC) 1987; p. 641...645.
- [9] H. Grüning a.o.: Properties of high-power field-controlled thyristor. IEEE International Electron Devices Meeting, 1986; p. 110...113.
- [10] B.J. Baliga: High-gain power switching using field controlled thyristors. Solid-State Electronics 25(1982)H5, p. 345...353.