

JOHANNES KEPLER UNIVERSITÄT LINZ
 INSTITUT FÜR HALBLEITER- UND FESTKÖRPERPHYSIK
 ALTENBERGER STRASSE 69
 A- 4040 LINZ/AUSTRIA

THE GUNN EFFECT

J. B. Gunn, "Microwave Oscillation of Current in III-V Semiconductors",

Solid State Commun., 1 88 (1963)

The Gunn Effect

In some materials (III-V compounds such as GaAs and InP), after an electric field in the material reaches a threshold level, the mobility of electrons decrease as the electric field is increased, thereby producing negative resistance. A two-terminal device made from such a material can produce microwave oscillations, the frequency of which is primarily determined by the characteristics of the specimen of the material and not by any external circuit. The Gunn Effect was discovered by J. B. Gunn of IBM in 1963.

The Gunn Diode

In certain semiconductors, notably GaAs, electrons can exist in a high-mass low velocity state as well as their normal low-mass high-velocity state and they can be forced into the high-mass state by a steady electric field of sufficient strength. In this state they form clusters or domains which cross the field at a constant rate causing current to flow as a series of pulses. This is the Gunn effect and one form of diode which makes use of it consists of an epitaxial layer of n-type GaAs grown on a GaAs substrate. A potential of a few volts applied between ohmic contacts to the n-layer and substrate produces the electric field which causes clusters. The frequency of the current pulses so generated depends on the transit time through the n-layer and hence on its thickness. If the diode is mounted in a suitably tuned cavity resonator, the current pulses cause oscillation by shock excitation and r.f. power up to 1 W at frequencies between 10 and 30 GHz is obtainable.



-0.10	-5.0	200	41.5
-0.10	-5	270	45.2
-0.10	-6	742	41.1
-0.10	0	-4.3	514
-0.10	0	-1.5	704
-0.10	0		44.6

Figure 1 JB Gunn's lab notebook with the entry „noisy" on the line for 704 V

Web Resources:

<http://www.marconitech.com/microwave/data/anngunn.pdf>

<http://www.ee.sun.ac.za/elec/wjperold/Research/Semiconductors/MC%20PDF/mtt98.PDF>

http://www.st-and.ac.uk/~www_pa/Scots_Guide/RadCom/part5/page1.html

The following is a summary of the above mentioned documents.

Gunn Diode Theory

The Gunn diode is a so-called transferred electron device. Electrons are transferred from one valley in the conduction band to another valley.

In order to understand the nature of the transferred electron effect exhibited by Gunn diodes, it is necessary to consider the electron drift velocity versus electric field (or current versus voltage) relationship for GaAs (see Figure 2). Below the threshold field, E_{th} , of approximately 0.32 V/mm, the device acts as a passive resistance. However, above E_{th} the electron velocity (current) decreases as the field (voltage) increases producing a region of negative differential mobility, NDM (resistance, NDR). This is the essential feature that leads to current instabilities and Gunn oscillations in an active device and is due to the special conductance band structure of direct band gap semiconductors such as GaAs (see Figure 3).

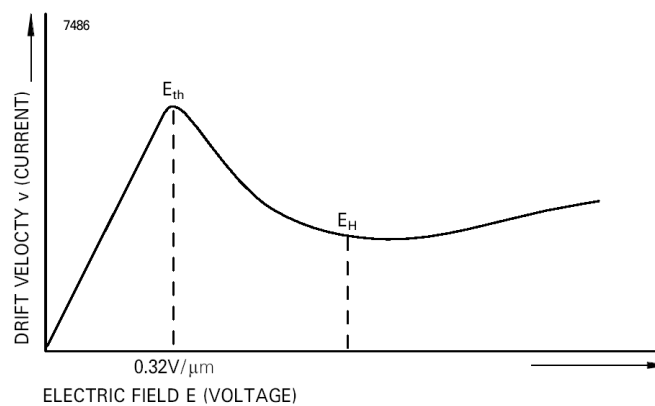


Figure 2

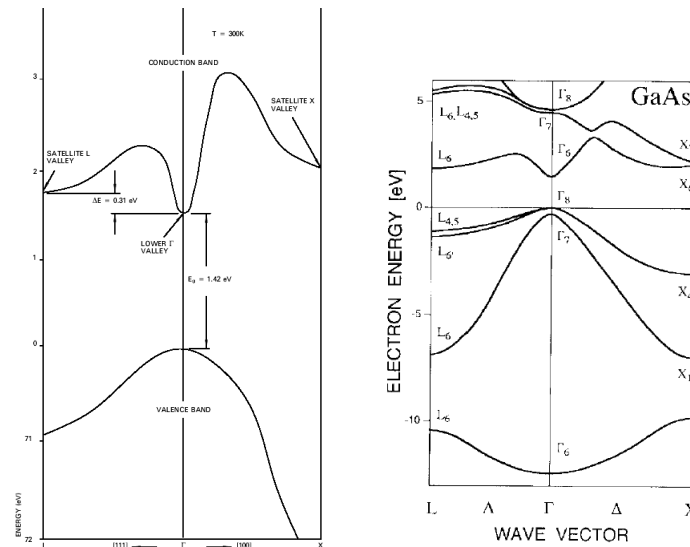


Figure 3

The energy-momentum relationship contains two conduction band energy levels, Γ and L (also known as valleys) with the following properties:

- In the lower Γ valley, electrons exhibit a small effective mass and very high mobility, μ_1 .
- In the satellite L valley, electrons exhibit a large effective mass and very low mobility, μ_2 .
- The two valleys are separated by a small energy gap, ΔE , of approximately 0.31 eV.

In equilibrium at room temperature most electrons reside near the bottom of the lower Γ valley.

Because of their high mobility ($\sim 8000 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$), they can readily be accelerated in a strong electric field to energies in the order of the Γ -L intervalley separation, ΔE . Electrons are then able to scatter into the satellite L valley, resulting in a decrease in the average electron mobility, μ , as given below:

$$\mu = (n_1\mu_1 + n_2\mu_2) / (n_1 + n_2)$$

where n_1 = electron density in Γ valley, n_2 = electron density in L valley

Above the high field, E_H , most electrons reside in the L valley and the device behaves as a passive resistance (of greater magnitude) once again.

In a practical Gunn diode, electrons are accelerated from the cathode by the prevailing electric field. When they have acquired sufficient energy, they begin to scatter into the low mobility satellite valley and slow down.

The question of exactly how the NDR phenomenon in GaAs results in Gunn-oscillations can now be answered with the aid of Figure 4. A sample of uniformly doped n-type GaAs of length L is biased with a constant voltage source V_0 . The electrical field is therefore constant and its magnitude given by $E_0 = V_0/L$. From the bottom graph in Figure 4 it is clear that the electrons flow from cathode to anode with

constant velocity v_3 .

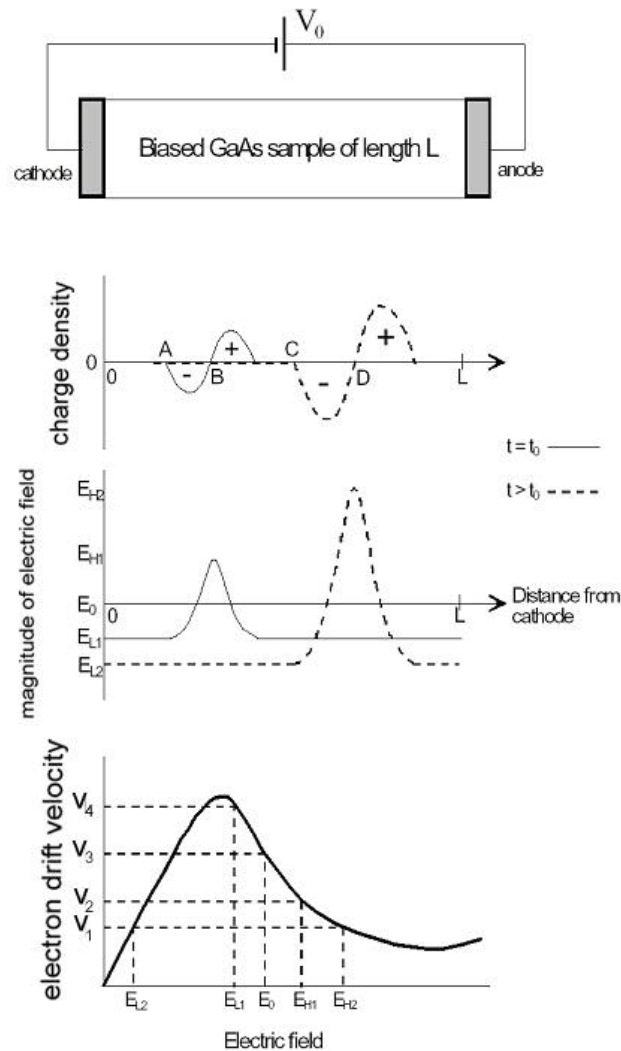


Figure 4

It is now assumed that a small local perturbation in the net charge arises at $t = t_0$, indicated by the solid curve in Figure 4. This non-uniformity can, for example, be the result of local thermal drift of electrons. The resulting electrical field distribution is also shown (solid curve). The electrons at point A, experiencing an electric field E_{L1} ,

will now travel to the anode with velocity v_4 . The electrons at point B is subjected to an electrical field E_{H1} . They will therefore drift towards the anode with velocity v_2 which is smaller than v_4 .

Consequently, a pile-up of electrons will occur between A and B, increasing the net negative charge in that region. The region immediately to the right of B will become progressively more depleted of electrons, due to their higher drift velocity towards the anode than those at B. The initial charge perturbation will therefore grow into a dipole domain, commonly known as a Gunn-domain. Gunn

domains will grow while propagating towards the anode until a stable domain has been formed. A stable Gunn-domain is shown at a time instance $t > t_0$, indicated by the dashed curve. At this point in

time, the domain has grown sufficiently to ensure that electrons at both points C and D move at the same velocity, v_1 , as is clear from the bottom graph in Figure 4. It is important to note that the sample had to be biased in the NDR region to produce a Gunn-domain. Once a domain has formed, the electric field in the rest of the sample falls below the NDR region and will therefore inhibit the formation of a second Gunn-domain. As soon as the domain is absorbed by the anode contact region, the average electric field in the sample rises and domain formation can again take place. The successive formation and drift of Gunn-domains through the sample leads to a.c. current oscillations observed at the contacts.

Applications

Gunn diodes are reliable, relatively easy to install and the lower output power levels fall well below the safety exposure limits. They are ideally suited for use in low noise sources such as local oscillators, locking oscillators, low and medium power transmitter applications and motion detection systems. Higher power varieties can be used in phase-locked oscillators or as reflection amplifiers in point-to-point communication links and telemetry systems. Microwave sources have the advantages over ultrasonic detectors of size and beamwidth, and over optical systems of working in dusty and adverse environments. The low voltage requirements of Gunn oscillators mean that battery or regulated mains supplies may be used, (battery drain can be reduced by using low current devices or by operation in a pulsed mode). However, microwaves are reflected from metal surfaces and partially reflected from many others e.g. brick, Tarmac and concrete, and they are attenuated by oxygen, water or water vapour.

The range of application of Gunn sensors for industrial and commercial use is extensive and the following is only a brief list:

Collision avoidance radar

Vehicle ABS

Traffic analyser sensors

`Blind spot' car radar

Pedestrian safety systems

Elapsed distance meters

Automatic identification

Presence/absence indicators

Movement sensors

Distance measurements

Slow-speed sensors
 Level sensors
 Traffic signal actuators
 Proximity movement detectors
 Door opening sensors
 Barrier operation
 Process control devices (object counting)
 Intruder/burglar alarms
 Perimeter protection
 Train derailment sensors
 Contactless vibration transducers
 Rotational speed tachometers
 Linear distance indicators
 Moisture content measurement

Gunn Oscillators

Usually the Gunn diode is mounted on a post structure between the waveguide walls, either $\lambda_g/2$ from an iris or $\lambda_g/2$ from a short circuit (see Figure 5). Some alteration is necessary to set the exact frequency to allow for diode and package parasitics and manufacturing tolerances. Tuning screws (either metal or dielectric) are used to modify the cavity resonant frequency. Power output variations are achieved by adjusting the coupling between diode and load using variations in post size or tuning screws.

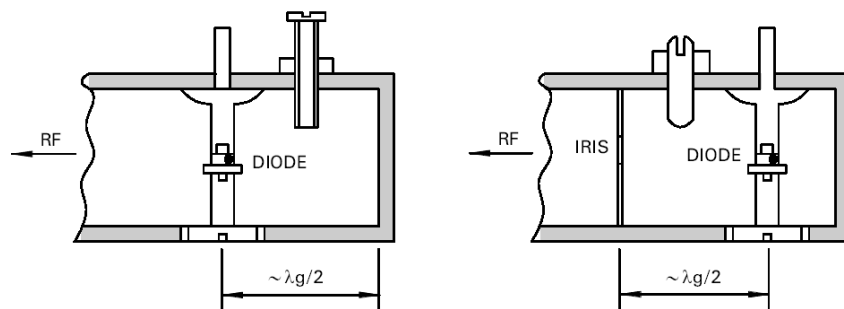


Figure 5

[BACK](#)
[SiGeC Homepage](#)
[Institut für Halbleiter- und Festkörperphysik](#)

Quelle: http://wwwex.physik.uni-ulm.de/lehre/PhysikalischeElektronik/Phys_Elekt/

Dioden

Die physikalischen Grundlagen der Dioden wurden bereits in Kapitel 3.2 ausführlich behandelt. Es folgen hier einige praxisbezogene Bemerkungen.

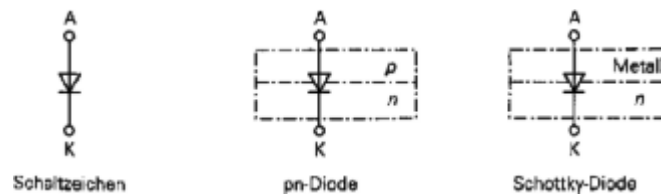


Abbildung 3.92: Diode: Schaltzeichen und Aufbau[7].

Diskrete Dioden haben stets zwei Anschlüsse: Anode (A) und Kathode (K); integrierte Dioden besitzen noch einen dritten Anschluss (Substratanschluss S). Die Gehäuseformen von Einzeldioden ähneln denen von Widerständen, der Farbring kennzeichnet die Kathode. Weitere Formen, insbesondere Leistungsdioden.

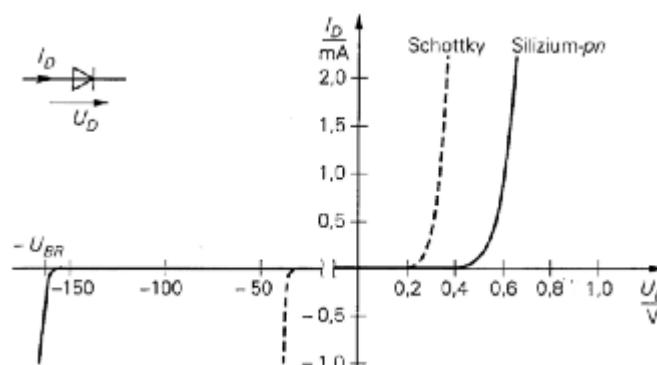


Abbildung 3.93: Kleinsignal-Diode: Strom-Spannungs-Kennlinien[7].

Die in Abbildung 3.94 gezeigten Kennlinien geben nochmals die drei Betriebsbereiche wieder: Durchlass-, Sperr- und Durchbruchbereich. Im Durchlass beträgt die sog. Flussspannung U_F

(forward voltage) bei typischen Betriebsströmen bei Ge- und Schottkydioden ca. 03 – 04 V, bei **Si-Dioden** ca. 06 – 07 V. Dieser 'Durchlass-Spannungsabfall' ist annähernd konstant; ein Fakt, der die

Diskussion von Schaltungen mit Dioden ganz wesentlich vereinfacht. Für eine erste Betrachtung kann er häufig ganz vernachlässigt werden. Für hohe Diodenströme I_D sind die

Durchlasswiderstände sehr klein: $R_D \approx 001 - 10 \Omega$.

Umgekehrt sind die Sperrwiderstände R_S sehr hoch, bei **Si** i.allg. $> 10 \text{ M}\Omega$. Die zugehörigen

Sperrströme I_R (reverse current) sind extrem klein, meist $< 10^{-7} \text{ A}$. Schließlich wird die Sperr-

Durchbruchspannung U_{BR} (peak inverse voltage) erreicht, die meist bei einigen 10 V liegt, aber

auch 1 kV bei Stromgleichrichterioden betragen kann. Ausser bei Zenerdioden sollte diese

Sperrspannung keinesfalls erreicht werden. In einer ersten Schaltungsbetrachtung haben die Dioden

in Sperrrichtung einen ∞ -großen Widerstand.

Das **dynamische Verhalten** von Dioden wurde bereits in Kapitel 3.2 prinzipiell diskutiert. In der Praxis spielt das Schaltverhalten bei ohmscher bzw. ohmsch-induktiver Last und bei höheren Frequenzen eine entscheidende Rolle. In Durchlassrichtung stellen sich konstante Betriebsbedingungen meist in wenigen Nanosekunden ein, in Sperrrichtung werden ähnliche Werte für die Abfallzeiten nur bei Schottkydioden mit kleineren Kapazitäten erreicht, Siliziumdioden wie die 1 N 4148 Kleinsignaldiode benötigen ca. $100 \mu\text{s}$, bei Stromgleichrichterdioden werden mehrere μs benötigt. Weitere Informationen.

CAD-Programme zur Schaltungssimulation wie z.B. PSPICE verwenden nichtlineare **Diodenmodelle** mit den Größen für den Diffusions-, Rekombinations- und Durchbruchstrom, für den Bahnwiderstand und für die Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten. Zahlreiche Parameter charakterisieren das statische, dynamische und thermische Verhalten. Muss man auf die Hilfe von Computern verzichten, helfen linearisierte Kleinsignalmodelle, die im Wesentlichen den differentiellen Diodenwiderstand und die beiden Kapazitäten in einem Arbeitspunkt berücksichtigen.

Es gibt eine Vielzahl von Dioden-**Anwendungen**. Einer der wichtigsten ist die **Gleichrichtung** von Wechselspannungen, d.h. der periodische Wechsel von Durchlass- und Sperrbetrieb ('Gleichrichterdiode'). Am einfachsten geschieht dies in Spannungsteilern; Abbildung 3.94 zeigt neben dem bekannten Einweg- oder Halbwellengleichrichter zwei verwandte Schaltungen, nämlich sog. Klemmen.

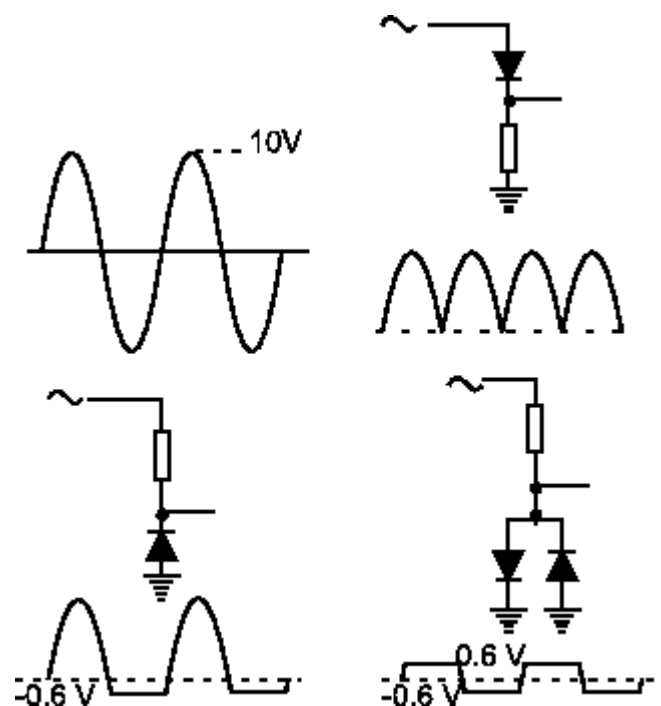


Abbildung 3.94: Einweggleichrichter oben und zwei Klemmen unten (gezeichnet nach [22]).

Am Eingang wird jeweils eine (ausreichend niederfrequente) Wechselspannung von $V_{P-P} = 20 \text{ V}$ angelegt. Am Ausgang des Einweggleichrichters beobachtet man die von der Diode durchgelassene, positive Halbwelle, reduziert um $U_F \approx 0,6 \text{ V}$. Bei der linken Klemme sperrt die Diode bei der positiven Halbwelle, d.h. weil der Diodenwiderstand $R_S \gg R$ ist, fällt fast die gesamte Spannung

am Ausgang an. In der negativen Halbwelle ist die Diode durchlässig, jetzt ist $R \gg R_D$; am Ausgang liegt praktisch $U_F \approx 06 \text{ V}$ an. Die Klemme 'klemmt' die negative Ausgangsspannung auf -06 V .

Die Klemme rechts ist erweitert worden um eine vorgespannte zweite Diode. Solange die positive Halbwelle Werte von $U < 5 \text{ V}$ annimmt, sperrt die Diode 2. Für $U > 56 \text{ V}$ ist die Diode 2 sehr niederohmig, die Diode 1 aber extrem hochohmig; die zusätzliche Gleichspannung klemmt den maximalen positiven Spannungswert am Ausgang auf 56 V .

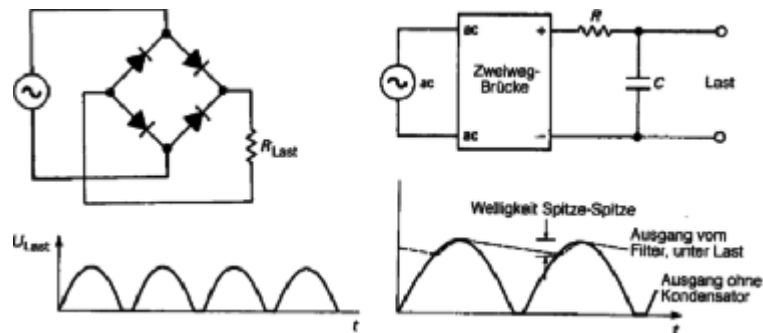


Abbildung 3.95: Zweiweg-Brückengleichrichter links ohne und rechts mit Glättungs-Kondensator[22].

Vollwellen- oder Zweiweg-Brückengleichrichter nutzen beide Halbwellen aus, siehe Bild 3.95. Allerdings fällt pro Halbwelle an zwei Dioden U_F ab. Ein erster Schritt zum Einsatz als Netzgerät ist die Hinzunahme eines Glättungskondensator mit $R_{L,ast} C \gg 1/f$, wobei f die Brummfrequenz, also die doppelte Netzfrequenz meint. Die Brücke ist heutzutage ein kleines, integriertes Bauteil. Damit die Restwelligkeit kleiner und der Kondensator nicht zu groß und teuer werden muss, lässt man der obigen Anordnung ein weiteres integriertes Bauteil, einen sog. Spannungsregler folgen. Diese benutzen eine aktive Rückkopplungsschaltung; ein Prinzip, das wir bei den Operationsverstärkern erstmals kennenlernen werden.

Übungsaufgabe: Die Stromkennlinie $I_{aus}(I_{ein})$ zeigt einen linearen, symmetrischen Verlauf. Tut dies die Spannungs-kennlinie $U_{aus}(U_{ein})$ auch?

Die bisher besprochenen Anwendungen betrafen Kleinsignaldioden bzw. zumeist Netzgleichrichterdioden. Es gibt noch eine ganze Reihe spezieller Dioden, die für spezielle Anwendungen optimiert werden.

Zenerdioden werden im Sperrbereich betrieben; genauer, man nützt ihr Verhalten im Durchbruch. Abbildung 3.96 mit typischen Durchbruchkennlinien zeigt, dass Dioden mit kleineren Durchbruchspannungen noch nicht ganz ideal schalten. Die Anwendung im Spannungsteiler ist die **Spannungsbegrenzung** bzw. bei belastetem Spannungsteiler die **Spannungsstabilisierung**.

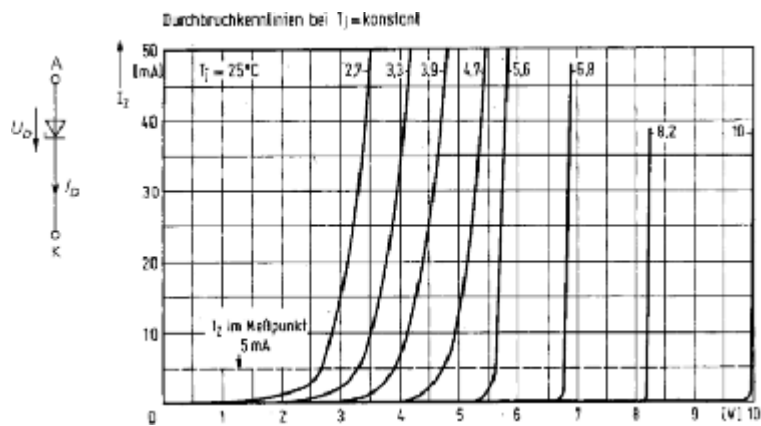


Abbildung 3.96: Schaltsymbol und Durchbruchkennlinien[7].

Kapazitätsdioden (Abstimmioden, varicap) werden ebenfalls in Sperrichtung betrieben. Man nützt die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität aus. Durch sog. hyperabrupte Dotierung (inhomogene, zur Grenzschicht hin ansteigende Konzentration) erreicht man Kapazitätskoeffizienten bis 1 und Kapazitätsvariationen bis Faktor 10. Die Anwendung liegt insbesondere in der Frequenzabstimmung von LC-Kreisen (z.B. im Radio) in Wobbelsendern oder zur Frequenzmodulation; hierzu sind meist 2 oder 3 Abstimmioden in einem Gehäuse untergebracht.

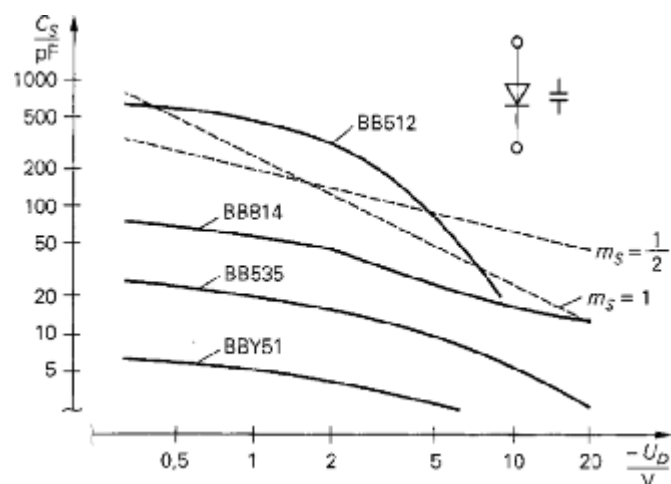


Abbildung 3.97: Schaltzeichen und spannungsabhängige Kapazitäten an typischen Kapazitätsdioden[7].

Auf den negativen Widerstand von **Esaki-Tunnel-Dioden** wurde bereits hingewiesen. Sie finden in GHz-Oszillatoren und schnellen Schaltern ihre Verwendung.

Schaltdioden sind durch kleine Sperrkapazitäten und sehr steile Durchlasskennlinien ausgezeichnet. Sie werden als elektronische Schalter zum Ersatz von mechanischen Schaltern eingesetzt.

Schottky-Dioden (Mikrowellendioden, hot carrier diodes) haben kleine $U_F \approx 0,4 \text{ V}$ und können als Mikrowellendiode sehr kleine Kapazitäten aufweisen. Sie werden für Frequenzen $> 15 \text{ GHz}$ als Mischer und Detektoren eingesetzt, sowie als sehr schneller Schalter. Vergleiche Datenblätter und Praktikum (Ringmischer).

Als **PIN-Dioden** (current-controlled RF-resistor) bezeichnet man Dioden mit geringer Störstellendichte und deshalb hoher Lebensdauer der Ladungsträger in der intrinsischen Schicht.

Solche Dioden sperren zuverlässig nur bei relativ kleinen Frequenzen. Bei ca. $f > 10$ MHz kann man die Dioden als gleichstromgesteuerten Wechselspannungswiderstand einsetzen, z.B. in HF-Dämpfungsgliedern.

Quelle: http://wwwex.physik.uni-ulm.de/lehre/PhysikalischeElektronik/Phys_Elekt/
Copyright by Othmar Marti and Alfred Plettl, 2004-07-28

Signalverarbeitung bei höchsten Frequenzen

1. Einleitung

Die Signalverarbeitung bei höchsten Frequenzen unterscheidet sich in vielen Punkten nicht wesentlich von jener bei tieferen Frequenzen. Heute werden bis zu höchsten Frequenzen Halbleiterbauteile eingesetzt, die auf den gleichen physikalischen Grundlagen beruhen wie übrige Halbleiter. Man darf auch nicht vergessen, dass die Daten der Transistoren, welche in den neusten Mikroprozessoren eingesetzt werden, noch vor nicht allzu langer Zeit als ausgesprochene Hochfrequenztransistoren bezeichnet worden wären (Grenzfrequenzen über 1 GHz). Die Grenzen zwischen der HF- und der übrigen Elektronik beginnen sich längst zu verwischen.

Die Unterschiede der HF-Technik bei der Dimensionierung von Schaltungen zur Signalverarbeitung bei hohen und höchsten Frequenzen liegen eher in folgenden zwei wesentlichen Eigenschaften:

- HF-Schaltungen müssen, wie wir dies schon bei den passiven Schaltungen beobachtet haben, in Leitungssysteme eingepasst werden. Dazu müssen die Komponenten an Ein- und Ausgang an einen definierten Wellenwiderstand angepasst sein. Nur so lassen sich die Komponenten mit beliebig langen Leitungsstücken problemlos kaskadieren. Darüber hinaus ist in aller Regel die Leistungsübertragung entscheidend, welche eine optimale Anpassung von Stufe zu Stufe erfordert.
- Bei tiefen Frequenzen kann man meist Halbleiterkomponenten verwenden, deren Eigenschaften im interessierenden Frequenzbereich nahezu ideal angenommen werden können. Bei hohen Frequenzen kann man sich diesen Luxus nicht mehr leisten. Man arbeitet grundsätzlich näher an den physikalischen Grenzen der Bauelemente und muss deshalb all die Unvollkommenheiten der Bauteile stärker berücksichtigen. Dies hat Auswirkungen auf die Entwurfsverfahren. Der Entwickler muss mit genaueren Ersatzschaltbildern arbeiten, oder er verwendet nur noch gemessene Daten, welche er in computergestützten Entwurfsverfahren einsetzt.

Versucht man die erforderlichen Funktionseinheiten, welche in HF-Systemen benötigt werden, systematisch zu ordnen, so ergibt sich folgende mögliche Einteilung:

- Signalgeneratoren (feste, mechanisch und elektronisch einstellbare)
- Verstärker (rauscharme, Leistungsverstärker, Verstärker mit unterschiedlichen Bandbreiten)
- Frequenzumsetzer (Aufwärts- und Abwärtsmischer, Modulatoren)
- Demodulatoren (AM, FM und digital modulierte Träger)
- Frequenzteiler
- Frequenzvervielfacher
- Elektronische Schalter
- Elektronisch einstellbare Dämpfungsglieder

Die Erzeugung und Verstärkung von sehr grossen Leistungen bei höchsten Frequenzen unterscheidet sich stark von der übrigen Elektronik. Zum Einsatz kommen spezielle Hochfrequenzröhren, deren Behandlung den Rahmen dieses Kurses sprengen würde. Es handelt sich allesamt um Röhren, bei welchen die endliche Laufzeit der Elektronen bewusst in die Funktionsweise einbezogen wird. Zur Leistungserzeugung bei mittleren bis grossen Frequenzen wird das Klystron eingesetzt. Sehr grosse Leistungen, d.h. Hunderte von Watt bis Kilowatt erzeugt man mit Vorteil mit sog. Magnetrons. Ein solches findet man auch in jedem Mikrowellenofen. Wanderfeldröhren eignen sich für breitbandig elektronisch abstimmbare Oszillatoren und breitbandige Verstärker. Mit Wanderfeldröhrenverstärkern werden beispielsweise die Sendeleistungen in Fernmelde- und Rundfunksatelliten erzeugt.

2. Elektronische Schalter und Dämpfungen

Elektronische Schalter und Dämpfungsglieder kann man, wie bei tieferen Frequenzen, auch im HF-Gebiet mit Transistoren aufbauen. Ihre Leistungsgrenzen sind jedoch relativ tief. Besser geeignet sind sog. pin-Dioden. Diese Dioden tragen ihren Namen wegen der dünnen i- oder intrinsic-Schicht zwischen der p- und n-Schicht. Fig. 1 zeigt schematisch ihren Aufbau.

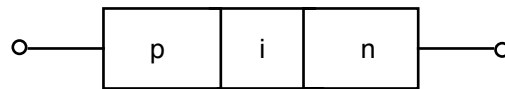


Fig. 1 Aufbau einer pin-Diode

Wird die Diode positiv vorgespannt, so werden von der p-Schicht Löcher und von der n-Schicht Elektronen in die i-Schicht injiziert. Diese Elektronen und Löcher bleiben während ihrer Lebensdauer τ in der i-Schicht und bilden auf diese Weise ein gut leitendes Plasma. Ein kleiner Vorstrom I_{DC} , welcher die rekombinierenden Löcher und Elektronen ersetzt, genügt, um eine gute Leitfähigkeit aufrecht zu erhalten. Überlagert man dem Gleichstrom einen hochfrequenten Wechselstrom, so ist dieser nicht in der Lage, während einer Halbperiode die Ladungsträger in der i-Schicht in ihre angestammten n- und p-Gebiete zurückzutransportieren. Die i-Schicht wirkt damit wechselstrommässig wie ein ohmscher Widerstand, der durch den Vorstrom durch die Diode eingestellt werden kann. Dieser Zusammenhang ist in Fig. 2 dargestellt.

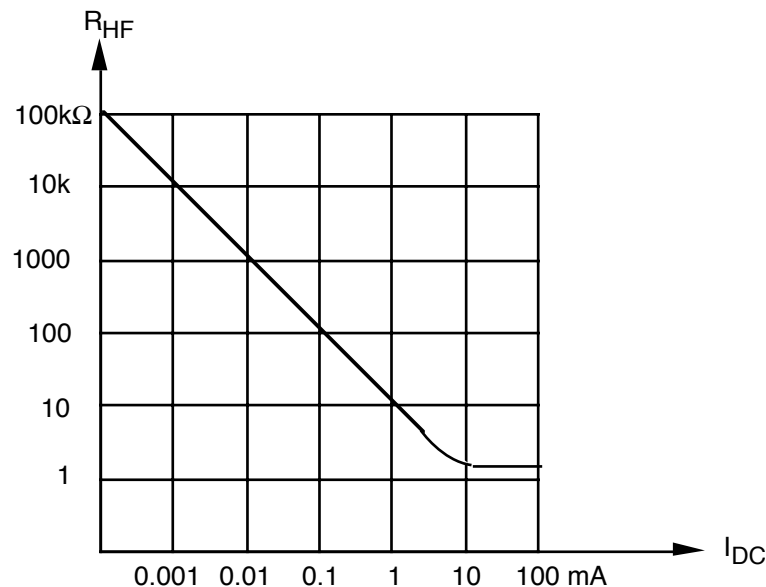


Fig. 2 HF-Widerstand einer pin-Diode in Funktion des Vorstroms I_{DC}

Mathematisch kann diese Abhängigkeit folgendermassen beschrieben werden:

$$\frac{R_{HF}}{\Omega} = (20 \dots 2) \left(\frac{I_{DC}}{\text{mA}} \right)^{-1} \quad (1)$$

Restwiderstände in den p- und n-Gebieten und in den Zuleitungen begrenzen den minimal erreichbaren Widerstand nach unten. Gleichstrommässig verhält sich eine pin-Diode wie eine pn-Diode. Einzig beim Umschalten macht sich die grössere im i-Gebiet gespeicherte Ladung bemerkbar. Die untere Grenzfrequenz f_g , ab welcher die Diode als variabler HF-Widerstand angesehen werden kann, ist durch die Lebensdauer τ der Elektronen und Löcher definiert. Es gilt:

$$f_g \gg \frac{1}{\tau}, \quad \tau = 0.02 \dots\dots\dots 5 \mu\text{s} \quad (2)$$

pin-Dioden sind also ab einigen MHz als variable Widerstände einsetzbar. Im gesperrten Zustand verhält sich die pin-Diode näherungsweise wie eine sehr kleine Kapazität. Infolge der i-Schicht, welche die p- und n-Schichten trennt, ist ihre Sperrschichtkapazität nahezu konstant und viel kleiner als jene einer pn-Diode.

pin-Dioden eignen sich sehr gut für elektronische Schalter und Dämpfungsglieder. Die Grundschaltungen für beide Anwendungen zeigt Fig. 3. Da im gesperrten Zustand in beiden Fällen der grösste Teil der einfallenden Welle reflektiert wird, ist die Schaltleistung ein Vielfaches der Verlustleistung der Diode (bis zum Hundertfachen). Mit den beiden Schaltungen von Fig. 3 erreicht man im gesperrten Zustand Dämpfungen von 20 bis 40 dB. Höhere Dämpfungen erzeugt man durch Kaskadieren von Dioden, wobei immer auf eine Schaltung mit einer parallelgeschalteten Diode eine solche mit einer Seriediode folgen muss.

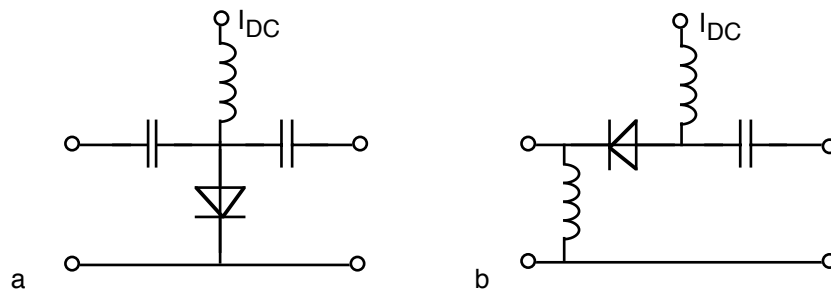


Fig. 3 Grundschaltung für pin-Dioden-Schalter und -Dämpfungsglieder, a) mit parallelgeschalteter Diode, b) mit Seriediode

Angepasste elektronische Dämpfungsglieder können als T- oder π -Glieder mit drei pin-Dioden aufgebaut werden. Da bei diesen Dämpfungsgliedern eine der drei Dioden gleichstrommässig anders vorge-spannt werden muss als die restlichen zwei, zieht man andere Schaltungen, wie jene von Fig. 4 vor. Bei dieser setzt man zwei Quadraturhybride (analog zum Parallelverstärker mit zwei Quadraturhybriden, Passive Komponenten, Fig. 21) ein, um die Reflexionen der pin-Dioden an das mit einem Abschluss versehene Tor 3 umzuleiten. Bei identischen Dioden ist $b_2 = 0$, die abgeschwächte Welle tritt beim Tor 4 aus, während die an den Dioden reflektierten Wellen zum Tor 3 laufen und dort in einem Abschlusswiderstand vernichtet werden können.

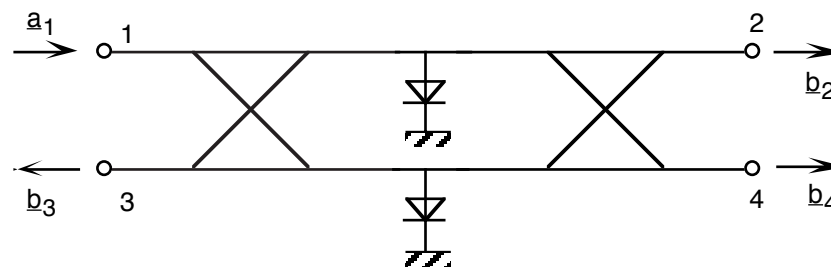


Fig. 4 Angepasstes, elektronisch einstellbares Dämpfungsglied mittels Quadraturhybrid und zwei identischen pin-Dioden (Prinzipschaltung, ohne Netzwerk für die Gleichstromvorspannung der Dioden)

In neuerer Zeit bieten verschiedene Hersteller monolithisch integrierte Mikrowellenschaltungen (Microwave Monolithic Integrated Circuits = MMIC) an. Darunter findet man auch Schalter, die mit GaAsFETs aufgebaut sind. Ein Lieferant solcher Schaltungen ist beispielsweise die Firma Hittite Microwave Semiconductor (<http://www.hittite.com>).

3. Detektoren

Zur Detektion, d.h. zur Gleichrichtung von HF-Signalen geht man im Prinzip gleich vor wie bei tieferen Frequenzen. Die HF-Spannung wird an ein nichtlineares Bauelement gelegt, in der Regel eine Schottky-Diode. Fig. 5 zeigt eine gängige Schaltung. Das HF-Signal wird wechselstrommässig über den Kondensator C an die Diode gekoppelt. Da die Diode nur positive Ströme leiten kann, wird der Kondensator sofort negativ aufgeladen und erzeugt über der Diode eine negative Vorspannung. Diese kann über dem externen Lastwiderstand R_L , der meist einige $k\Omega$ beträgt, abgegriffen werden. Der externe Lastwiderstand ist in der Praxis mit einer Drossel L vom HF-Teil getrennt. Bei grossen HF-Spannungen ist die gleichgerichtete Spannung $U_{DC} \approx \hat{u}_{HF}$. HF-Ströme fliessen nur noch während eines ganz kurzen Teils der HF-Periode. Die positiven Spitzen der Diodenspannung u_D liegen bei der Durchlassspannung U_F der Diode, also bei etwa 0.7 V und die Gleichspannung über der Diode beträgt nahezu $-\hat{u}_{HF}$.

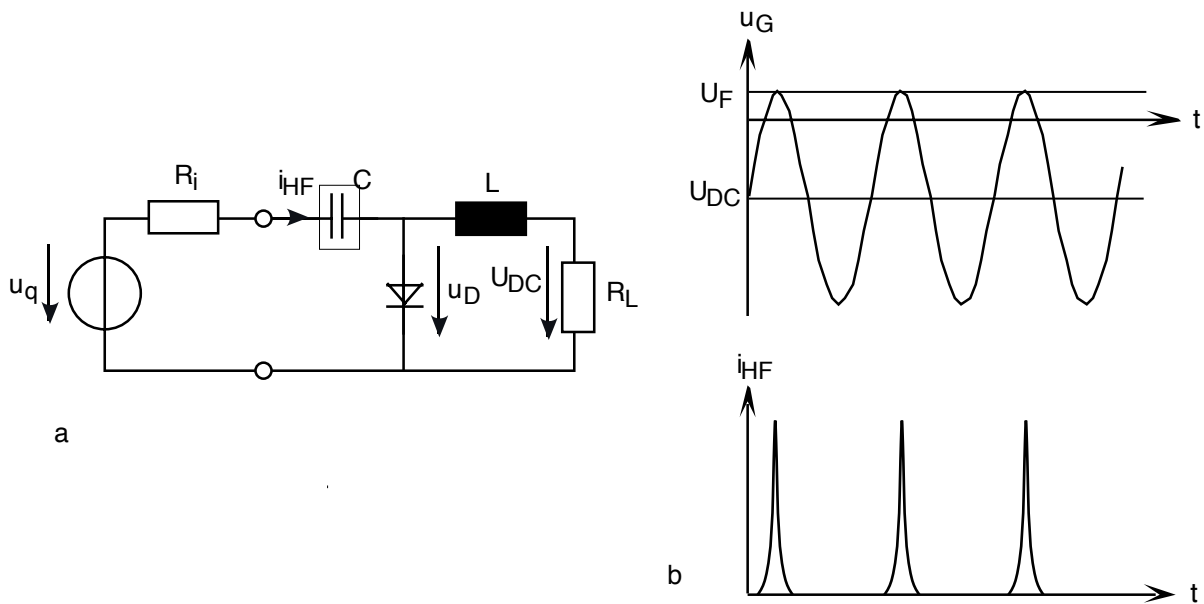


Fig. 5 Detektorschaltung mit Schottkydiode bei grosser HF-Spannung, a) Schaltung, b) Strom- und Spannungsverlauf

Bei kleinen HF-Spannungen findet an der nichtlinearen Diodenkennlinie eine schwache Verzerrung des Dioden-Wechselstromes statt. Letzterer enthält einen Gleichstromanteil, der proportional zu \hat{u}_{HF}^2 ist. Dieser Gleichstrom fliesst durch R_L und führt dort zu einer Gleichspannung. Da in diesem Betriebsbereich die erzeugte Gleichspannung proportional zum Quadrat der HF-Spannung ist, ist sie wegen $P_{HF} = u_{HF}^2/R_W$ direkt **proportional der HF-Leistung**. Gesamthaft ergibt sich für Detektoren eine Kennlinie, wie sie Fig. 6 zeigt. Viele Anzeigergeräte nutzen die lineare Beziehung zwischen HF-Leistung und gleichgerichteter Spannung und sind direkt in P_{HF} geeicht (z.B. skalare Netzwerkanalysatoren und VSWR-Meter).

Fig. 6
Typische
Detektorkennlinie

