

5 CMOS Schaltungstechnik für passiv versorgte Transceiver

Die CMOS Schaltungstechnik eignet sich besonders für die Realisierung von Transceivern, da sie eine Vielzahl von ausgereiften Signalverarbeitungsschaltungen, Prozessoren und Speicherbauelementen mit hoher Speicherdichte zur Verfügung stellt. Dabei spielen die geringen Prozeßkosten ebenso eine Rolle, wie die Möglichkeit, eine Reihe von prozeßkompatiblen integrierten Sensoren einsetzen zu können. Mit den heutigen zur Verfügung stehenden Technologien lassen sich alle Komponenten auf einem einzigen IC unterbringen. Als einzige Ausnahme wird hier die Antennenspule erwähnt. Die Güte der integrierten Spulen ist noch zu klein und die benötigte Fläche der Spule steht in keiner Relation zur Chipfläche des ICs. Dieses Kapitel gibt eine Übersicht von dem prinzipiellen Aufbau eines integrierten passiv versorgten Transceivers. Der Schwerpunkt der Betrachtungen liegt dabei auf dem RF-Frontend, da hier Schaltungskomponenten verwendet werden, die grundsätzlich bei jedem passiv versorgten RFID- oder RFIDS-System gebraucht werden.

5.1 Prinzipielle Architektur eines passiv versorgten RFIDS-Transceiver-ICs

Ein passiv versorgtes RFIDS-Transceiver-IC kann in drei Hauptblöcke aufgeteilt werden, das RF-Frontend, der Prozessorkern und die Sensorsignalverarbeitung. In **Bild 5.1** ist ein prinzipielle Architektur eines passiv versorgten RFIDS-Transceiver-ICs zu sehen. Die externe Antennenspule wird über einen integrierten Resonanzkondensator im RF-Frontend verschaltet. Die wesentlichen Schaltungskomponenten des RF-Frontends lassen sich wiederum in drei Schaltungsblöcke gliedern. Für passiv versorgte Systeme ist der Block der Versorgung besonders wichtig. Er enthält die Gleichrichtung zur Gewinnung einer versorgenden Gleichspannung, die Begrenzungsschaltung sowie eine Regelung der gewonnenen Versorgungs-

spannung und eine Biasstromquelle, die einen von der Versorgungsspannung unabhängigen Referenzstrom liefert. Die beiden weiteren Blöcke bestehen aus der Taktextraktion und den Schaltungen für die Modulation und Demodulation der noch zu übertragenen bzw. schon übertragenen Daten. Bleibt die Größe der Kapazität zur Glättung der Versorgungsspannung im pF-Bereich, so wird sie meistens auch noch mit auf dem Chip integriert. Bei größeren Kapazitäten würde die benötigte Fläche in keiner Relation zur Chipfläche der restlichen Schaltungskomponenten stehen und der Kondensator deshalb als externes Bauelement angeschlossen werden.

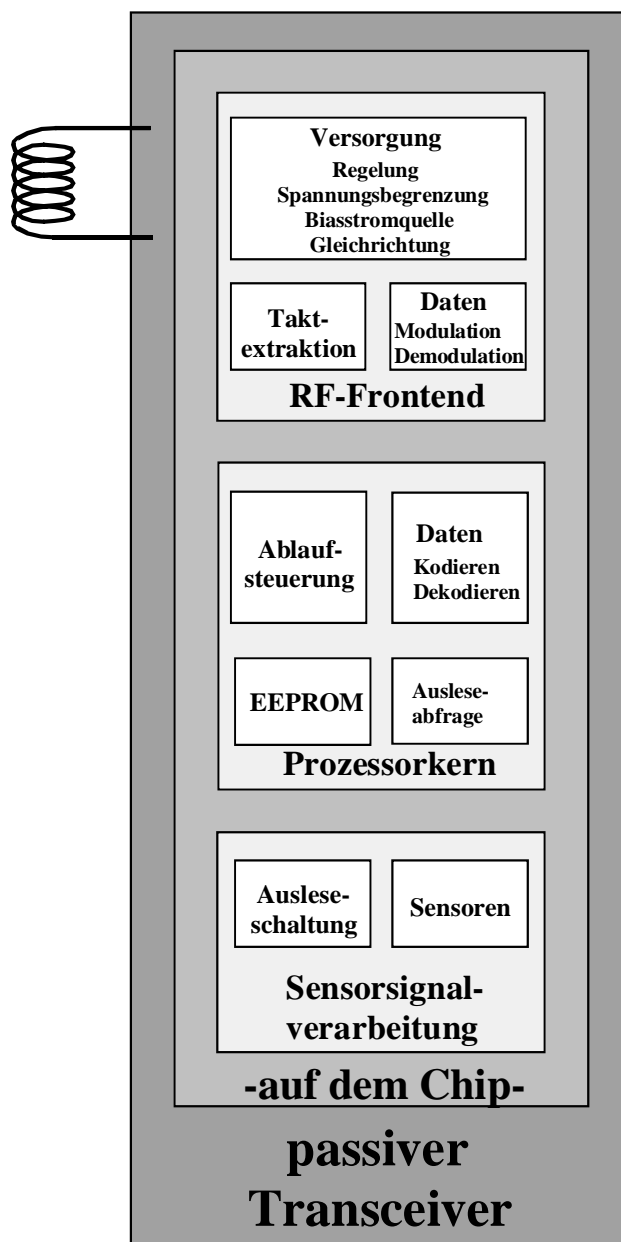


Bild 5.1: Architektur eines passiv versorgten RFIDS-Transceiver-ICs

Der Prozessorkern übernimmt im wesentlichen die Ablaufsteuerung des Übertragungsproto-

kolls. Außerdem beschäftigt er sich neben der Kodierung und Dekodierung der übertragenen Daten auch mit anderen Aufgaben, wie der Speicherauslese und der Abfrage der Sensorausleseschaltung. Handelt es sich nur um ein einfaches RFID-Transceiver-IC, wird eine beim Wafertest in ein integriertes EEPROM eingespeicherte Identifikationsnummer abgefragt, kodiert und über das RF-Frontend zurückgesendet. Bei RFIDS-Transceiver-ICs besteht die Möglichkeit integrierte Sensoren mit Hilfe einer Ausleseschaltung auszulesen und deren Meßwerte entweder in einem EEPROM für kurze Zeit zwischen zu speichern oder direkt zurück zusenden, um sie dann in der Basiseinheit zu speichern. Längere Speicherzeiten sind auf dem Chip nicht möglich, denn, wenn der Transceiver sich nicht mehr im RF-Feld befindet, bricht die Energieversorgung der Speicherelemente ab und es kommt zum Verlust des Speicherinhaltes. Die nächsten Abschnitte geben eine Übersicht über die benötigten Schaltungen im RF-Frontend und ihre Realisierung in der CMOS Schaltungstechnik. Auf Realisierungsmöglichkeiten des Prozessorkerns wird im Rahmen dieser Arbeit verzichtet. Hingegen wurde auf die im Block der Sensorsignalverarbeitung dargestellten integrierten Sensoren schon vorher eingegangen und die fehlenden Ausleseschaltungen werden im Kapitel der Anwendungen im Anschluß an dieses Kapitels näher betrachtet.

5.2 Schaltungskomponenten des RF-Frontends eines passiven Transceivers

In einem passiven Transceiversystem gibt es Schaltungselemente, die unabhängig von der jeweiligen Anwendung grundsätzlich notwendig sind. So kann zum Beispiel ein System nicht ohne eine Versorgungsspannung arbeiten. Manchmal sind auch mehrere verschiedene Versorgungsspannungen nötig, so daß ein Spannungsregler eingesetzt werden muß. Der Prozessorkern eines Transceiversystems wird nie ohne einen Systemtakt betrieben. Er wird entweder direkt aus dem RF-Feld der Basiseinheit auf dem Chip extrahiert oder er muß lokal auf dem Chip durch einen Oszillator erzeugt werden und mit Hilfe einer PLL (Phase Locked Loop) mit den übertragenen Daten synchronisiert werden. Abhängig von der Richtung der Datenübertragung enthält das RF-Frontend einen Datenmodulator oder Datendemodulator. Bei einer bidirektionalen Datenübertragung müssen beide Komponenten zur Verfügung stehen. In **Bild 5.2** sind die Schaltungsblöcke eines RF-Frontends mit ihren Eingangs- und Ausgangsbezeichnungen dargestellt. Die Bezeichnungen dienen zur Orientierung und sind bei der Vorstellung des genauen Aufbaus der einzelnen Blöcke wieder zu finden.

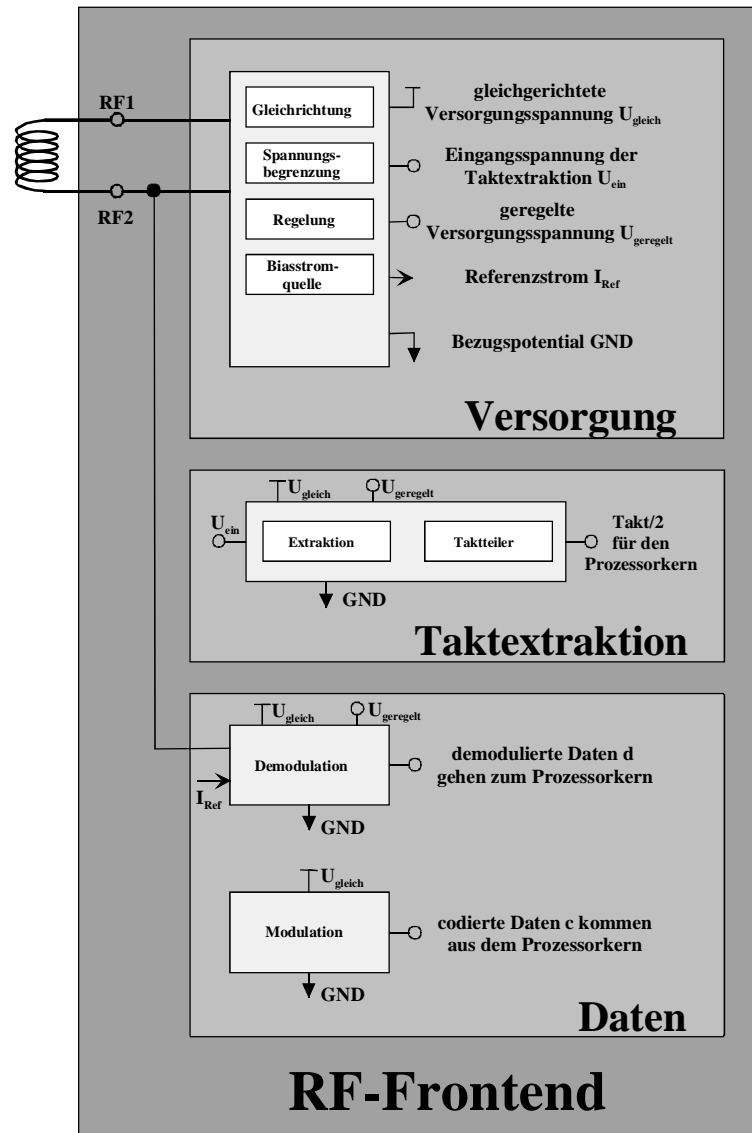


Bild 5.2: Schaltungsblöcke eines RF-Frontends und ihre Eingangs- und Ausgangsbezeichnungen

Das RF-Frontend ist die Schnittstelle zwischen der Antenne oder auch Spule und des Prozessorkerns eines passiven Transceiver-ICs. Neben der Gleichrichtung und Glättung der Versorgungsspannung sind Schaltungen zur Begrenzung vor zu großen induzierten Spannungen sowie vor elektrostatischer Aufladung (ESD: Electro Static Discharge) nötig. Für ESD-Schutz werden in den meisten Fällen Dioden oder als Dioden geschaltete spannungsfeste Transistoren verwendet. Hingegen gibt es für die Begrenzungsschaltungen mehrere Möglichkeiten und es wird später noch näher darauf eingegangen. Ein weiterer wichtiger Bestandteil ist die Biasstromquelle. Sie stellt in gewissen Bereichen einen von den bei drahtloser Energieübertragung oftmals auftretenden Versorgungsspannungsschwankungen unabhängigen Referenzstrom zur Verfügung. In den nächsten Abschnitten sollen einige dieser grundsätzlichen Schaltungselemente ausführlicher erläutert werden.

5.2.1 Schaltungsblock „Versorgung“ eines RF-Frontends

Zu der wichtigsten, bzw. schwierigsten Aufgabe eines passiv arbeitenden RF-Frontends gehört sicherlich die Generation der Versorgung aus dem RF-Trägersignal. Um durch übermäßig hohe Sendeleistung Störungen in der näheren Umgebung zu vermeiden, sollte der Wirkungsgrad der Energieerzeugung auf dem Chip möglichst hoch sein. Dazu werden effiziente Gleichrichter und Spannungsregler benötigt. Sie sollen bei geringer empfangener Leistung möglichst keine unnötigen Verluste verbrauchen, aber trotzdem bei großer Empfangsleistung in der Lage sein, die nachfolgende Schaltung wirkungsvoll zu schützen. Das Blockschaltbild in **Bild 5.3** zeigt den Aufbau des Schaltungsblocks „Versorgung“ eines RF-Frontends.

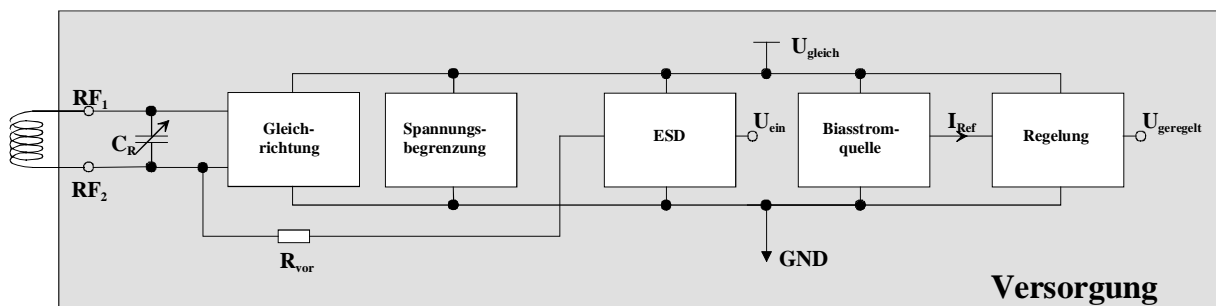


Bild 5.3: Schaltungsblock „Versorgung“ eines RF-Frontends

Über die beiden Anschlüsse RF_1 und RF_2 wird die hochfrequente Trägerschwingung eingekoppelt. Der Trimmkondensator C_R bildet mit der angeschlossenen Spule einen Resonanzschwingkreis, wobei durch das Trimmen Fertigungstoleranzen der Transceiverspule ausgeglichen werden können. Im Anschluß an den Schwingkreis folgen direkt die Schaltungsblöcke der Gleichrichtung und der Spannungsbegrenzungsschaltung. Sie sorgen für eine gleichgerichtete und begrenzte Versorgungsspannung U_{gleich} . Der Schaltungsblock ESD schützt den Transceiverchip nach der Fertigung bei späteren Arbeitsschritten, wie beim Funktionstest oder auch in der Montage, vor elektrostatischer Aufladung. Im Betrieb wird mit diesem Block und der Spannungsbegrenzungsschaltung der Taktextraktionseingang gegen zu hohe positive Spannungen geschützt. Mit Hilfe der Schaltungsblöcke Biasstromquelle und Regelung werden für einen versorgungsspannungsunabhängigen Referenzstrom I_{Ref} und eine versorgungsspannungsunabhängige Regelspannung U_{geregelt} gesorgt, die anderen Schaltungsblöcken dann zur Verfügung gestellt werden. Im folgenden wird auf die einzelnen Schaltungsblöcke näher eingegangen.

5.2.1.1 Gleichrichtung

Die sicherlich einfachste Methode ist die Verwendung eines nichtlinearen Bauelements, wie die Diode. Sie hat den großen Vorteil, daß sie auch bis zu extrem hohen Frequenzen eingesetzt werden kann. Das **Bild 5.4** zeigt die Übertragungscharakteristik einer idealen Diode und einer Halbleiterdiode.

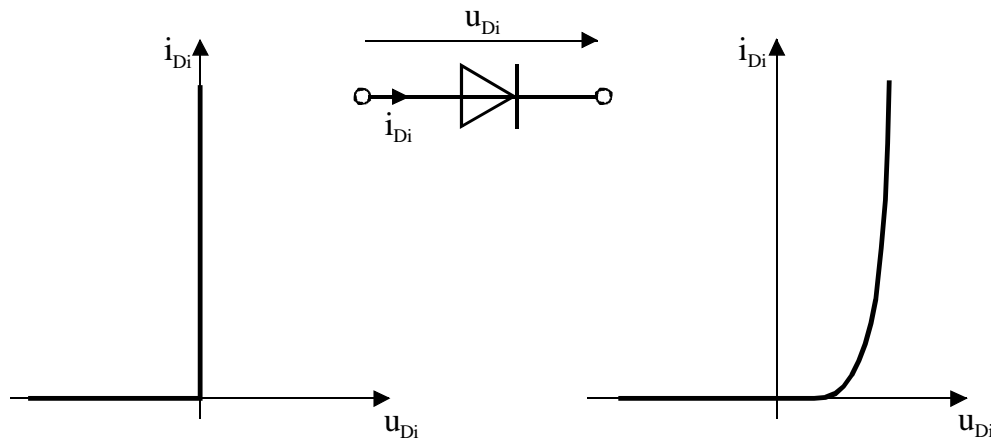


Bild 5.4: Übertragungscharakteristik einer idealen und einer Halbleiterdiode

Wenn die Spannung über der idealen Diode u_D größer oder gleich Null ist, dann stellt sie einen Kurzschluß da und bei Spannungen kleiner u_D wird kein Strom durchgelassen. Dies sind allerdings idealisierte Bedingungen. In der Realität gilt eher der Zusammenhang, der rechts im **Bild 5.4** dargestellt ist und für den auch geschrieben werden kann:

$$i_{Di} = I_S \cdot \left(\exp\left(\frac{u_{Di}}{U_{th}}\right) - 1 \right), \quad (5.1)$$

wobei I_S der Sättigungsstrom und U_{th} die thermische Spannung ist, für die bei Raumtemperatur gilt $U_{th} = kT/q = 26 \text{ mV}$. Die einfachen Halbleiterdioden können in der zur Verfügung stehenden einfachen n-Wannen CMOS-Technologie nur durch einfache pn-Übergänge realisiert werden, d. h. es stehen keine hohen Dotierkonzentrationen zur Realisierung von pn-Übergängen mit schmalen Raumladungszonenausdehnungen zur Verfügung. Durch die schwache Dotierung der n-Wanne, bzw. des p-Substrates kommt es zu großen Raumladungszonenausdehnungen, so daß es sehr lange dauert bis alle Ladungsträger rekombiniert sind. Dadurch sind diese pn-Übergänge zu langsam um hochfrequente Wechselfspannung im Bereich einiger MHz gleichzurichten. Zusätzlich kommt hinzu, daß durch die lange Lebensdauer der Ladungsträger der Wirkungsgrad dieser pn-Übergänge nicht sehr effektiv ist, da bei höheren Spannungen nicht

der volle benötigte Spannungshub erreicht werden kann. In der verwendeten CMOS-Technologie ist dazu übergegangen worden, Dioden mit einem an Gate und Drain kurzgeschlossenen NMOS-Transistor zu realisieren. Das Abschneiden der Raumladungszone des Transistors geht aufgrund der Elektroden als Ladungsträger um ein Vielfaches schneller als bei den pn-Dioden. Dadurch wird auch der gewünschte volle Spannungshub erreicht. Aus diesem Grund wird die höhere Schwellenspannung eines Transistors (hier 1 V) auch in Kauf genommen, obwohl die Flußspannung der pn-Übergänge mit 0,5 V um die Hälfte kleiner ist. **Bild 5.5** zeigt die Übertragungscharakteristik, die der einer Halbleiterdiode sehr ähnelt.

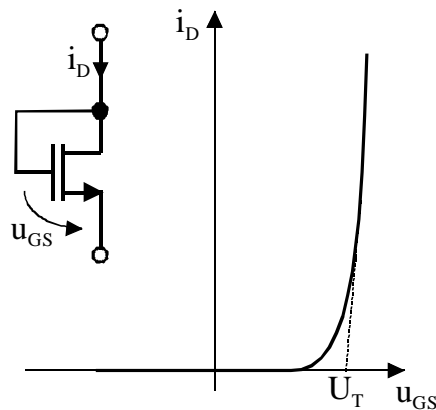


Bild 5.5: Übertragungscharakteristik eines als Diode geschalteten NMOS-Transistors

Hier kann für den Strom-Spannungszusammenhang festgestellt werden:

$$i_D = \begin{cases} (\beta/2) \cdot (u_{GS} - U_T)^2, & u_{GS} \geq U_T \\ 0 & u_{GS} < U_T \end{cases}, \quad (5.2)$$

dabei wird mit β die Steilheits-Konstante und U_T die Schwellenspannung eines NMOS-Transistors beschrieben. Wenn die Gate-Source-Spannung größer als die Schwellenspannung ist, dann leitet der Transistor und der Stromfluß durch den Transistor steigt sehr stark an. Bei Spannungen kleiner der Schwellenspannung sperrt der Transistor und es fließt kein Strom.

In der CMOS-Technologie werden in erster Linie nur Einweggleichrichter eingesetzt, denn die Verwendung von Mehrweggleichrichtern ist nicht möglich, weil ein gemeinsamer Anschluß der Dioden immer auf dem höchsten oder niedrigsten Versorgungspotential liegt. In **Bild 5.6** ist die Einweggleichrichtung mit einem NMOS-Transistor dargestellt. Der Lastwiderstand R_L stellt den Verbraucher, also den mikroelektronischen Chip, dar. Der Kondensator C ist der Stabilitätskondensator und muß so groß gewählt werden, daß er über einen kompletten Meßzyklus den mikroelektronischen Chip mit Strom versorgen kann (siehe Gleichung (2.1)). Zu groß darf er

auch nicht gewählt werden, denn er kann nur aufgeladen werden, solange er sich im RF-Feld befindet. Aber zu lange Aufladezyklen verhindern einen einwandfreien und vor allem einen schnellen Meßablauf. Im Idealfall läßt sich der Stabilitätskondensator direkt mit auf dem Chip integrieren.

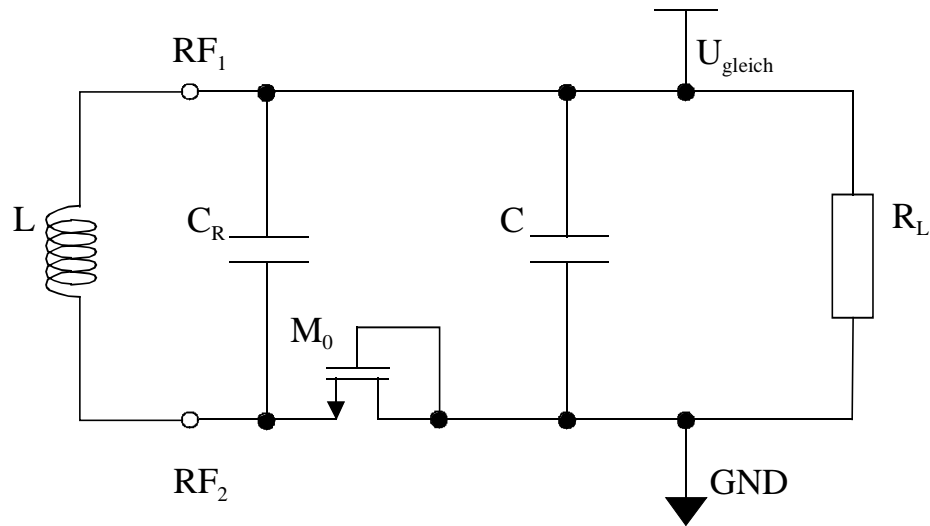


Bild 5.6: Einweggleichrichtung mit einem MOS-Transistor

An den Klemmen RF_1 und RF_2 wird eine gewickelten Spule mit der Induktivität L angeschlossen. Sie bildet mit dem Kondensator C_R einen Resonanzschwingkreis, worüber dann das RF-Feld eingekoppelt wird. Zwischen den Klemmen RF_1 und RF_2 liegt die in **Bild 5.7** dargestellt Spannung RF_1-RF_2 an.

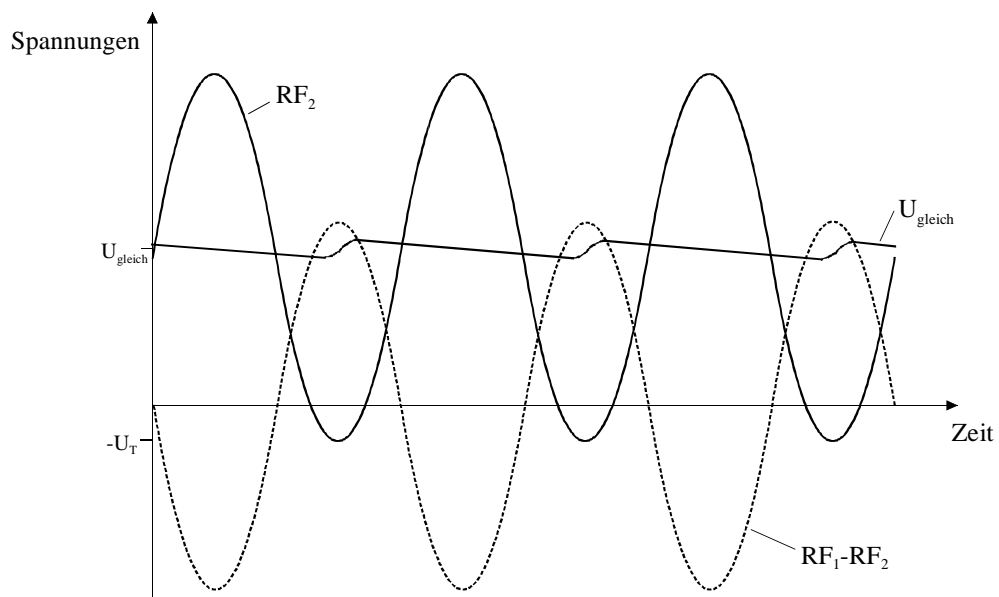


Bild 5.7: Schematische Darstellung der Spannungsverläufe einer Einweggleichrichtung

Der als Diode geschalteter Transistor M_0 richtet diese Wechselspannung gleich, indem er die negative Halbwelle sperrt und während der positiven Halbwelle den Stabilitätskondensator C auflädt, so daß sich zwischen den Klemmen U_{gleich} und dem Substratanschluß GND eine gleichgerichtete Versorgungsspannung einstellt. Zum besseren Auseinanderhalten der Spannungen ist hier eine weitere Klemme U_{gleich} eingeführt worden, obwohl sie mit der Klemme RF_1 auf dem selben Potential liegt. Die Spannung an der Klemme RF_2 bezogen auf den Substratanschluß GND ist ebenfalls in **Bild 5.7** aufgeführt und stellt die über den Gleichrichttransistor M_0 abfallende Spannung dar. Sie macht deutlich, daß im gesperrten Zustand des Gleichrichttransistors M_0 die doppelte Betriebsspannung U_{gleich} an der Eingangsklemme RF_2 anliegen kann. Daraus folgt, daß eine Absicherung der daran angeschlossenen Schaltungsblöcke nötig wird, wie später auch beim ESD-Schutz gezeigt wird.

Bei Verwendung von großen Leistungen ist die von [39], [40] entwickelte Gleichrichterschaltung mit einem aktiv gesteuerten Schalttransistor am besten zu benutzen. In der Einschaltphase funktioniert der Schalttransistor gleichzeitig als Längsregeltransistor und kann die folgende mikroelektronische Schaltung vor zu hohen Spannungen schützen. Ein weiterer Vorteil ist, daß sich der regelbare CMOS Gleichrichter sowohl zur Einweg- als auch zur Mehrweg-Gleichrichtung eignet, da er, wie das Funktionsprinzip in **Bild 5.8** zeigt, in Abhängigkeit des Vorzeichens der über dem Schalter abfallenden Spannung den Strompfad zum Aufladen der Stabilitätskapazität C öffnet und schließt. Im Falle der Mehrweg-Gleichrichtung können mehrere Übertragungskanäle zur Energieversorgung herangezogen werden. In [39] wird eine Beispielschaltung gezeigt.

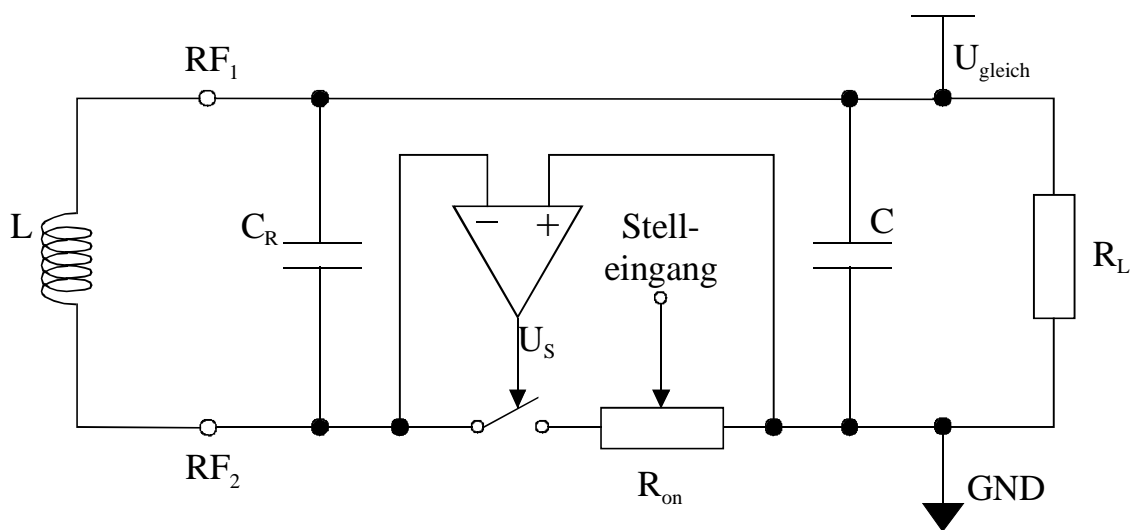


Bild 5.8: Funktionsprinzip eines regelbaren Gleichrichters mit einem gesteuerten Schalter

transistors M_0 zur gleichgerichteten Versorgungsspannung U_{gleich} gezogen wird. Dieser Zustand tritt ein, wenn die positive Halbwelle der Eingangsspannung RF_1 - RF_2 die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} betragsmäßig übersteigt. Das Gate-Potential des Schalttransistors M_0 steigt auf einen Wert, der durch den über U_{reg} steuerbaren Spannungsteiler der Transistoren M_2 und M_3 bestimmt wird. Der Durchlaßwiderstand des Schalters und damit der Stromfluß läßt sich also durch die Spannung U_{reg} steuern. Durch den Steuermechanismus für den Einschaltwiderstand des Schalttransistors M_0 kann in Verbindung mit einem Regelverstärker eine Spannungsstabilisierung realisiert werden, die keinen weiteren Regeltransistor in Serie zum Gleichrichter erfordert. In Analogie zu den oben beschriebenen Zuständen sind in **Bild 5.10** die Spannungsverläufe an dem Gleichrichter mit dem gesteuerten Schalter dargestellt. Neben dem gleichzurichtenden Eingangssignal RF_1 - RF_2 und der gleichgerichteten Versorgungsspannung U_{gleich} ist das Gatepotential U_G zur Steuerung des Schalttransistors M_0 für verschiedene Regelspannungen aufgeführt. Zunächst sperrt der Schalttransistor M_0 , weil das Gatepotential U_G kleiner ist als das Potential an der Eingangsklemme RF_2 und es so zur keiner Entladung des Kondensators C am Ausgang kommt. In dieser Phase wird der durch den Lastwiderstand dargestellte Chip durch die auf dem Kondensator gespeicherte Energie gespeist. Erst wenn das Potential an der Eingangsklemme RF_2 um eine Schwellenspannung unter 0 V gesunken ist, wird der Kondensator C über den dann durchgeschalteten Schalttransistor M_0 auf die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} aufgeladen. Die Höhe des Gatepotentials U_G am Schalttransistor M_0 kann über die Spannung U_{reg} eingestellt werden, wodurch sich dann unterschiedliche Versorgungsspannungen ergeben können.

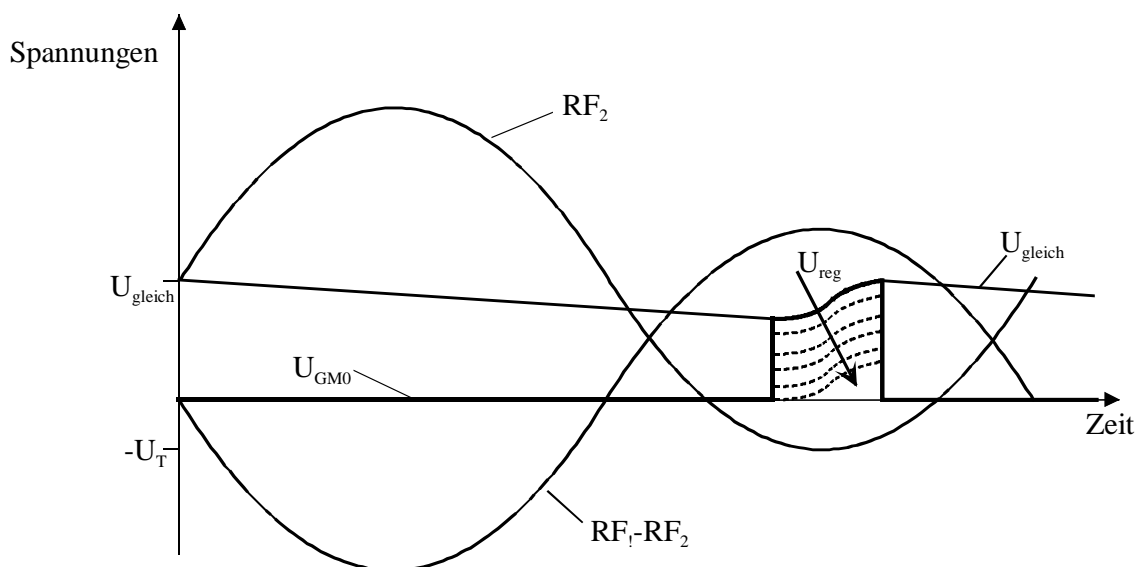


Bild 5.10: Schematische Darstellung der Spannungsverläufe an einem Gleichrichter mit einem gesteuerten Schalter

5.2.1.2 Spannungsbegrenzung

Die Spannungsbegrenzung soll gewährleisten, daß der Mikrochip, der für eine bestimmte Spannung ausgelegt ist, vor höheren induzierten Spannungen geschützt wird. Höhere induzierte Spannungen entstehen durch plötzliche Änderungen des elektromagnetischen Flußes. Die Begrenzung wird meistens über eine plötzliche hohe Stromaufnahme der mikroelektronischen Schaltung realisiert, die dann auf der Seite der Basiseinheit detektiert werden kann und eine Reduzierung der Sendeleistung nach sich ziehen muß. Wird die hohe Stromaufnahme nicht rechtzeitig erkannt, so hat das die Zerstörung der restlichen Schaltungen zur Folge. Die Spannungsbegrenzung gegen die induzierten Spannungen besteht aus einer mikroelektronischen Schaltung mit mehreren als Dioden verschalteten Transistoren, die sich in Serie zueinander befinden. Die Anzahl der Transistoren und die Höhe ihrer Schwellenspannung wird auf die Versorgungsspannung abgestimmt. Diese Art der Spannungsbegrenzung wird auch als „elektronische Z-Diode“ bezeichnet, da hiermit die Funktion einer im Sperrbereich betrachteten Z-Diode realisiert worden ist.

Das Beispiel in **Bild 5.11** schützt eine mikroelektronische Schaltung mit einer Versorgungsspannung von 3,3 V. Der Betrag der Schwellenspannung in dieser Technologie liegt bei 1 V, so daß, wenn alle vier Transistoren leiten, zwischen der Versorgungsspannungsgrenzen 4 V abfallen und der Transistor M_5 über den Stromspiegel durchgeschaltet wird.

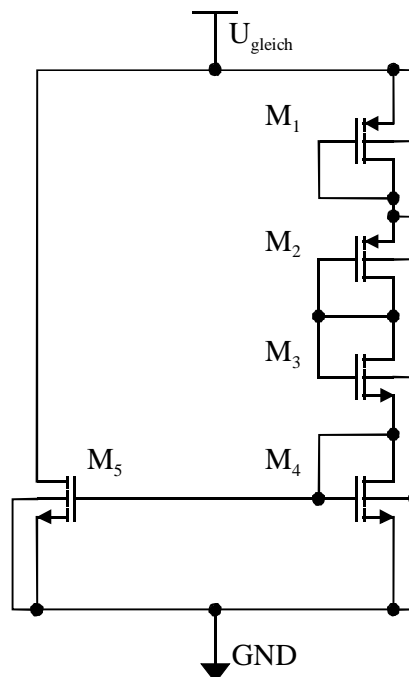


Bild 5.11: Spannungsbegrenzung für induzierte Spannung bei Versorgungsspannungen kleiner 5 V

Der Schutzmechanismus besteht daraus, daß bei Spannungen größer als 10 V das Gatepotential des Gleichrichttransistors M_0 positiv angehoben wird, so daß es während der Phase, in der der als Diode geschalteter Transistor M_0 sperren sollte, trotzdem zu einem Stromfluß kommt, der ein Entladen des Stabilitätskondensators C bewirkt. In diesem Fall wird eine Verringerung der Versorgungsspannung und damit eine Spannungsbegrenzung erreicht.

Das Prinzip dieser Schaltung beruht auf den unterschiedlichen Strom-Spannungsverläufen in den beiden äußeren Schaltungszweigen. Die Transistorenpaare M_{10} und M_{11} sowie M_4 und M_5 sind alle gleich groß dimensioniert und dienen lediglich als Stromspiegel, Sie werden bei der weiteren Betrachtung nicht beachtet. Gleiches gilt auch für die Transistoren M_6 bis M_9 . Wird nun von den Stromspiegeln abgesehen, so ist die Strom-Spannungsabhängigkeit auf der linken Seite durch den Widerstand R_2 linear, wie auch in **Bild 5.13** dargestellt.

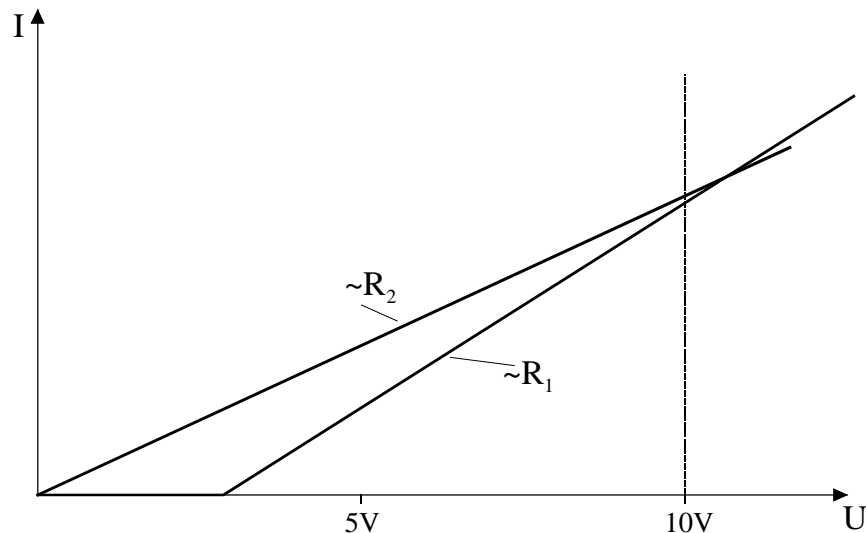


Bild 5.13: Strom-Spannungsabhängigkeit bei der Überspannungsschutzschaltung

Durch die drei als Diode geschalteten Transistoren M_1 bis M_3 verzögert sich der Stromfluß im rechten Zweig um 3 V (In der verwendeten Technologie liegt die Schwellenspannung bei einem Volt). Oberhalb der Spannung von 3 V steigt der Strom proportional zu dem Widerstand R_1 und weil er kleiner ist als der Widerstand R_2 , steigt der Strom I_{R_1} schneller als der Strom I_{R_2} . Die Schaltung ist so dimensioniert, daß sich die beiden Geraden oberhalb der Versorgungsspannung von 10 V schneiden. Das Gatepotential U_{GM0} des Gleichrichttransistors M_0 wird über den Transistor M_{10} auf dem gleichen Potential seines Drainanschlusses gehalten, solange der Strom I_{R_1} kleiner ist als der Strom I_{R_2} . In dem Moment, wo der Strom I_{R_1} größer wird als der Strom I_{R_2} , steigt das Gatepotential U_{GM0} an und der Transistor M_0 läßt solange einen Stromfluß zu bis die Versorgungsspannung unterhalb des Schnittpunktes der beiden Geraden in **Bild 5.13** sinkt.

5.2.1.3 ESD-Schutz

Der Schaltungsblock ESD schützt den Transceiverchip nach der Fertigung bei späteren Arbeitsschritten, wie beim Funktionstest oder auch in der Montage, vor elektrostatischer Aufladung. Zum ESD-Schutz werden Dioden oder als Dioden geschaltete spannungsfeste Transistoren verwendet. **Bild 5.14** zeigt die Verschaltung, so daß bei einer über der Eingangsklemme RF_2 und dem Vorwiderstand R_v eingekoppelten Spannung U_{ein} , die über der Versorgungsspannung U_{gleich} liegt, die obere Diode anfängt zu leiten und bei eingekoppelten Spannungen, die kleiner sind als der Substratanschluß, sich die untere Diode im leitenden Zustand befindet. Bei einer Verwendung einer integrierten Gleichrichterdiode auf dem Mikrochip, kann auf die untere Diode in **Bild 5.14** verzichtet werden. Im Betrieb des Transceivers schützt die obere Diode des Schaltungsblock ESD den Taktextraktionseingang vor zu großen positiven induzierten Spannungen. Durch den im mehreren $10\text{ k}\Omega$ Bereich liegenden Vorwiderstand R_{vor} wird verhindert, daß sich das Einschwingverhalten des Transceiver-Systems verzögert. Wahlweise könnten auch mehrere in Reihe geschaltete Dioden verwendet werden. Doch zusätzlich wird der Takteingang U_{ein} , der direkt auf Gateanschlüsse von Transistoren führt, durch den großen Vorwiderstand gegen hohe Spannungen geschützt.

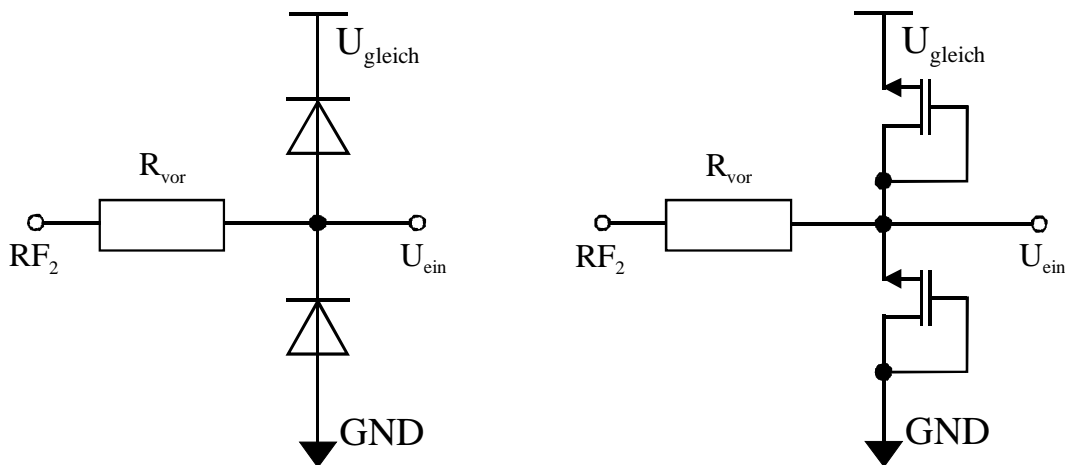


Bild 5.14: ESD-Schutzstrukturen auf einem Siliziumchip: links mit Halbleiterdioden und rechts mit als Diode geschalteten Transistoren

5.2.1.4 Biasstromquelle

Die meisten Schaltungen brauchen einen konstanten Referenzstrom. Wie weiter oben schon gezeigt wurde, besitzt oftmals die Versorgungsspannung eine gewisse Welligkeit und zusätzlich kommen Spannungsschwankungen durch unterschiedliche Plazierung im RF-Feld vor, so daß

einfache Stromspiegel als Referenzquellen nicht ausreichen. Die Schaltung in **Bild 5.15** stellt eine gute Lösung für eine konstante Stromquelle zur Realisierung in integrierter Schaltungstechnik dar, denn sie kommt mit einem Regelwiderstand im Kiloohmbereich aus [37], [87]. Große Widerstände sorgen zwar für kleine Ströme, sind in der Regel aber sehr spannungsabhängig und benötigen eine große Chipfläche.

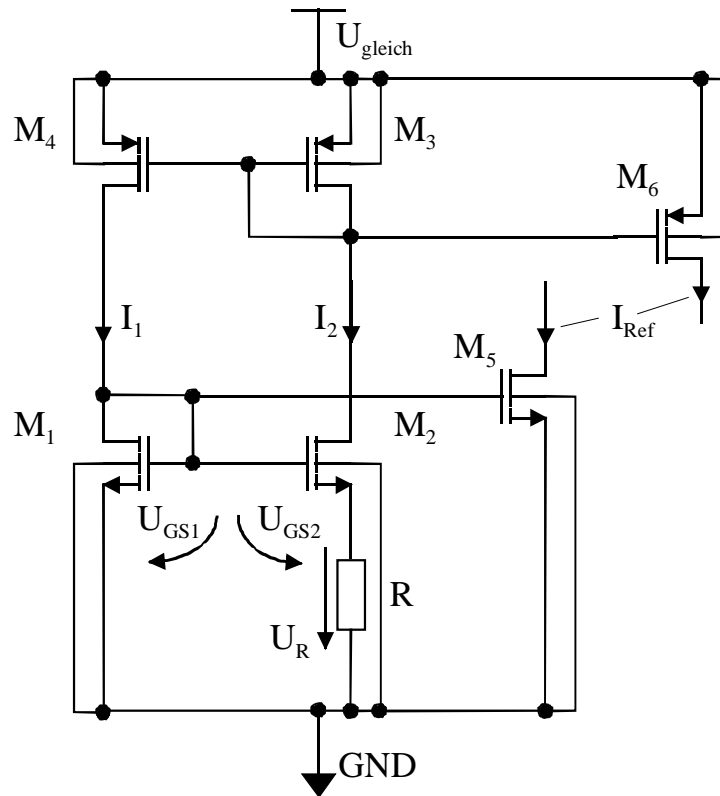


Bild 5.15: Aufbau einer konstanten Stromquelle

Der Stromspiegel aus den Transistoren M_1 und M_2 hat zur Arbeitspunktstabilisierung eine innere Schleifenverstärkung v_i der Ströme

$$v_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} > 1, \quad (5.3)$$

die größer als 1 gewählt werden muß. Hingegen wird beim Stromspiegel aus den Transistoren M_3 und M_4 mit einem Stromverhältnis von 1 gearbeitet und aus Symmetriegründen muß die Kanalweite der PMOS-Transistoren dreimal so weit sein wie beim NMOS-Stromspiegel. Es stellt sich dann ein Konstantstrom $I_1 = I_2 = I_0$ ein. Zur Erläuterung der Funktion sei zunächst eine Erhöhung der Versorgungsspannung U_{gleich} angenommen, die zur einem Ansteigen der Gate-Source-Spannungen U_{GS1} und U_{GS2} an den Transistoren M_1 und M_2 führt. Dies vergrößert

die Ströme I_1 und I_2 . Die Stromerhöhung von I_2 bewirkt an dem Widerstand R eine Zunahme des Spannungsabfalls U_R und damit rückwirkend eine kleinere effektive Gate-Source-Spannung U_{GS2} an Transistor M_2 . Dadurch kommt es zu einer Strombegrenzung von I_2 und gleichzeitig über den Stromspiegel der Transistoren M_3 und M_4 auch von dem Strom I_1 . Die entsprechende Überlegung gilt auch für eine Absenkung der Versorgungsspannung. Somit sind die Ströme weitgehend unabhängig von der Versorgungsspannung. Die konstanten Referenzströme I_{Ref} können dann über die Drainanschlüsse der Transistoren M_5 (Stromsenke) und M_6 (Stromquelle) abgegriffen werden. Die Höhe des Referenzstromes läßt sich dann sehr einfach über die Transistorgeometrien M_2/M_5 und M_3/M_6 einstellen.

Der Konstantstrom $I_1 = I_2 = I_0$ läßt sich über die Schleifenverstärkung v_i und dem Widerstand R einstellen. Es gilt:

$$\begin{aligned} U_{GS_1} &= U_{GS_2} + U_R \\ &= U_{GS_2} + I_0 \cdot R \end{aligned} \quad (5.4)$$

und im Arbeitspunkt sind alle Transistoren in Sättigung, so daß sich mit

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{\beta}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (U_{GS_1} - U_T)^2 \Rightarrow U_{GS_1} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_0}{\beta} \cdot \left(\frac{L}{W}\right)_1} + U_T \\ I_2 &= \frac{\beta}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (U_{GS_2} - U_T)^2 \Rightarrow U_{GS_2} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_0}{\beta} \cdot \left(\frac{L}{W}\right)_2} + U_T \end{aligned} \quad (5.5)$$

der Konstantstrom I_0 nach der Umstellung von Gleichung (5.7) zu

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{U_{GS_1} - U_{GS_2}}{R} \\ &= \frac{2}{R^2 \cdot \beta} \cdot \left(\sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_1} - \sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_2} \right)^2 \\ &= \frac{2}{R^2 \cdot \beta} \cdot \frac{\sqrt{v_i} - 1}{\sqrt{v_i} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1} \end{aligned} \quad (5.6)$$

berechnen läßt. Damit der Widerstand R nicht zu groß wird, sollte eine Schleifenverstärkung v_i zwischen 5 und 10 eingestellt werden. Bei festem Widerstand R lohnt sich eine weitere Erhöhung der Schleifenverstärkung v_i , um einen größeren konstanten Strom I_0 zu erhalten, nicht. Bei großen konstanten Strömen sollte der Strom über den Widerstand eingestellt werden und bei kleinen konstanten Strömen über die Schleifenverstärkung.

5.2.1.5 Spannungsregelung

Die gleichgerichteten Spannungsverläufe in **Bild 5.7** und **Bild 5.10** weisen eine Welligkeit auf. Durch große Stabilitätskapazitäten könnte diese Welligkeit weitestgehend eliminiert werden. Doch die aus der diskreten Schaltungstechnik bekannten Größen von einigen μF können in der mikroelektronischen Schaltungstechnik nicht realisiert werden. Selbst Kapazitäten im nF-Bereich würden Chipflächen ergeben, die der für die restlichen Schaltungselementen benötigten gleich käme. Aufgrund der Wirtschaftlichkeit muß eine möglichst kleine Chipfläche angestrebt werden, so daß integrierte Kapazitäten höchstens bis 500 pF sinnvoll sind. In den meisten Anwendungsfällen werden noch externe Kapazitäten verwendet, insbesondere da, wo die Größe der Spule genügend Platz läßt für die Unterbringung von diskreten Kapazitäten. Bei medizinischen Anwendungen wird auf eine möglichst große Kompaktheit des implantierbaren RFIDS-Systems geachtet und deshalb wird auf externe Bauelemente verzichtet. Jedoch benötigen die analogen Schaltungselemente, wie zum Beispiel die Sensorausleseschaltungen, eines solchen Systems eine möglichst konstante Versorgungsspannung und deshalb wird die gleichgerichtete Spannung U_{gleich} einem Spannungsregler zugeführt, der für die analogen Schaltungselemente eine nahezu konstante Versorgungsspannung U_{geregelt} ausregelt. Innerhalb eines RFIDS-Systems wird dann zwischen zwei Versorgungsspannungen unterschieden. Dabei handelt es sich zum einen um die gleichgerichtete Spannung U_{gleich} , die zur Versorgung aller digitalen Schaltungselementen dient und zum anderen die geregelte Versorgungsspannung U_{geregelt} zur Versorgung der analogen Komponenten. Die digitalen Schaltungselemente sind unempfindlicher gegenüber der Welligkeit in der gleichgerichteten Spannung, außerdem wirken sich so Spannungsspitzen, die durch die Schaltvorgänge innerhalb des Digitalteiles entstehen, nicht auf die analoge Versorgungsspannung aus. Das **Bild 5.16** stellt den Aufbau einer solchen Spannungsregelung dar. Diese Spannungsregelung wird aber auch in Systemen verwendet in denen die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} wesentlich größer ist, als die erlaubte Betriebsspannung einiger Schaltungskomponenten im System, wie zum Beispiel dem Digitalteil. Solche Systeme werden zur Stimulation in der Medizintechnik verwendet, wie im späteren Kapitel an dem Retina Implantat System gezeigt wird. Hier muß die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} zur Generation der Stimulationsimpulse bei 10 V liegen. In der verwendeten Technologie liegt die Betriebsspannung des Digitalteiles bei 5 V, so daß ein Spannungsregler verwendet werden muß, der die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} auf die Betriebsspannung des Digitalteils herunter regelt. Der Digitalteil besteht aus Standardzellen, die sich auf einen bestimmten Betriebsspannungsbereich beziehen, so daß es einfacher ist durch

5.2.2 Schaltungsblock „Taktextraktion“ eines RF-Frontends

Die Taktextraktion ist ein weiterer wichtiger Bestandteil eines RFIDS-Systems. Sie generiert im RF-Frontend den Datentakt für den Prozessorkern. Die einfachste Lösung ist den Datentakt neben der Energie direkt aus dem RF-Feld der Basiseinheit zu beziehen. Dazu ist der Schaltungsblock in **Bild 5.17** mit den nötigen Bezeichnungen dargestellt. Er besteht aus einem Schaltungsblock Extraktion und einem digitalen Standard-D-Flip-Flop mit invertierendem Ausgang. Das D-Flip-Flop im Anschluß bewirkt eine Takthalbierung und damit gleichzeitig eine Symmetrie zwischen den „high“- und „low“-Pegelzeiten. Die Taktreduktion ist für die Schnelligkeit nicht so entscheidend, denn der Digitalteil kann oftmals die Taktraten in Höhe der Trägerfrequenz sowieso nicht verarbeiten und teilt den Takt noch öfter herunter. Für die Extraktion werden im folgenden zwei Möglichkeiten erläutert.

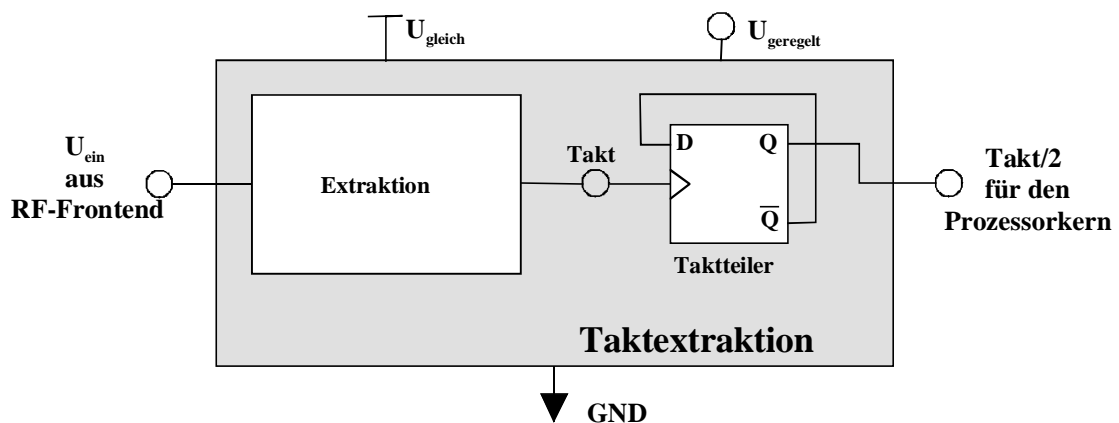


Bild 5.17: Schaltungsblock „Taktextraktion“ des RF-Frontends

Das **Bild 5.18** zeigt eine Möglichkeit einer Realisierung des Schaltungsblocks Extraktion mit Hilfe eines Inverters aus den Transistoren M_1 und M_2 , dessen Schaltschwelle bei der Hälfte der gleichgerichteten Versorgungsspannung U_{gleich} liegt. Mit Hilfe der beiden nachfolgenden gegeneinander verschalteten Invertern aus den Transistoren M_3 und M_4 sowie den Transistoren M_5 und M_6 wird eine Hysterese in die Schaltschwelle eingebaut. Die Hysterese der Schaltschwelle gewährleistet, daß eventuelle Schwankungen im Eingangssignal U_{ein} , die durch Rauschüberlagerungen durch den Übertragungskanal kommen, keinen Einfluß auf die Periodizität des Taktsignals haben.

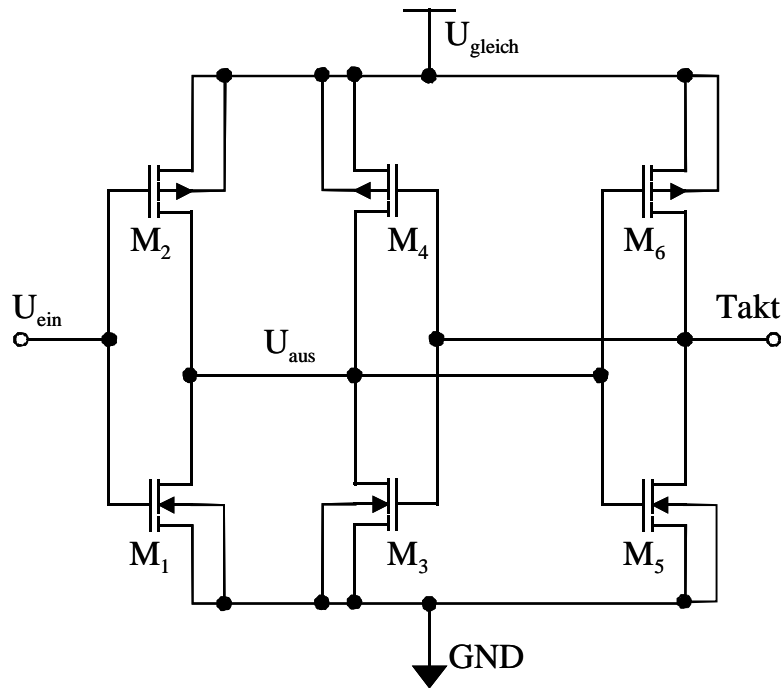


Bild 5.18: Taktextraktion mit einem Inverter und eingebauter Hysterese der Schaltschwelle

Dadurch dass die Kanallängen der beiden Transistoren M_3 und M_4 um den Faktor 10 größer ist als sie bei allen anderen Transistoren gewählt wurde, stellt sich eine Hysterese von 2 V bei einer gleichgerichteten Versorgungsspannung von $U_{\text{gleich}} = 10 \text{ V}$ ein. Dies wird durch den Spannungsteiler der Transistoren M_1 und M_4 , bzw. den Transistoren M_2 und M_3 im Umschaltmoment am Ausgang des ersten Inverters U_{aus} erreicht. Das **Bild 5.19** zeigt im oberen Bildbereich einen möglichen Zeitverlauf des Schaltungsblocks Extraktion auf. Die Eingangsspannung U_{ein} wird durch die ESD-Schaltung im Schaltungsblock „Versorgung“ des RF-Frontends auf die Versorgungsspannung U_{gleich} plus einer Schwellenspannung U_T des als Diode geschalteten Transistors begrenzt. Wenn die ansteigende Eingangsspannung U_{ein} , die untere Schaltschwelle erreicht, schaltet das Potential U_{aus} von „high“ nach „low“. Bei sinkender Eingangsspannung U_{ein} schaltet bei Erreichen der oberen Schaltschwelle das Potential U_{aus} von „low“ nach „high“. Über den Inverter aus den Transistoren M_5 und M_6 wird das Potential U_{aus} einmal invertiert und anschließend wird das Ausgangssignal „Takt“ der Extraktion mit Hilfe des D-Flip-Flops zum einen an den digitalen Versorgungsspannungspegel U_{geregelt} angepasst und zum anderen wird das extrahierte Signal „Takt“ halbiert, um eine Symmetrie zwischen den „high“ und „low“-Pegelzeiten zu erreichen. Die Spannungsverläufe sind zur besseren Übersicht im unteren Bildbereich von **Bild 5.19** extra aufgeführt.

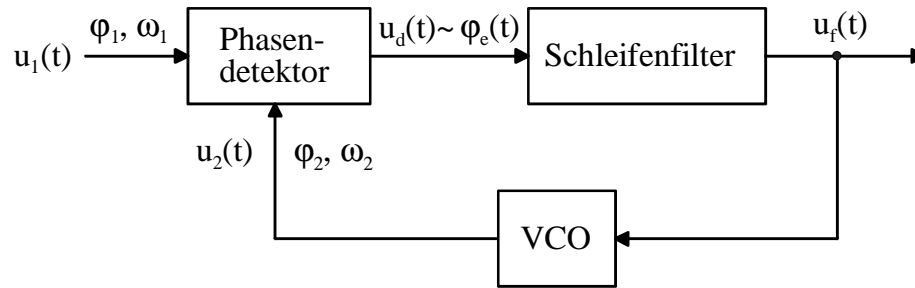


Bild 5.21: Blockschaltbild einer Phasenregelschleife (PLL)

Die Signale und Parameter in **Bild 5.21** haben dabei folgende Bedeutung:

- Eingangssignal $u_1(t)$, kann das demodulierte Datensignal sein.
- Kreisfrequenz $\omega_1(t)$ und Phase $\varphi_1(t)$ des Eingangssignals.
- Oszillatorsignal $u_2(t)$.
- Kreisfrequenz $\omega_2(t)$ und Phase $\varphi_2(t)$ des Oszillatorsignals
- Phasendetektor-Ausgangssignal $u_d(t)$, das proportional dem Phasenfehler $\varphi_e(t)$ ist
- Filterausgangssignal $u_f(t)$

Doch neben dem zusätzlichen Energieverbrauch der einzelnen Komponenten spricht hier auch wieder die größere benötigte Chipfläche gegen eine solche Verwendung, so daß dieses Prinzip der Taktextraktion nicht weiter verfolgt wurde. Zumal durch das RF-Feld schon ein periodisches Signal zur Verfügung steht, so daß eine Extraktion dieses Signals ausreicht und es nicht nötig ist auf dem Chip noch ein oszillierendes Signal zu generieren.

5.2.3 Schaltungsblock „Daten“ eines RF-Frontends

Neben den beiden zuvor dargestellten Schaltungsblöcken eines RF-Frontends, die für jedes Transceiver-System notwendig sind und sich meistens auch bei allen Systemen ähneln, gibt es einen Schaltungsblock „Daten“, dessen Aufbau von der Richtung der Datenübertragung abhängig ist. Bei einer unidirektionalen Datenübertragung in „down-stream“-Richtung wird im Schaltungsblock „Daten“ nur ein Demodulator benötigt. Hingegen kann eine unidirektionale Datenübertragung in „up-stream“-Richtung nur mit einem Modulator funktionieren. Lediglich bei einer bidirektionalen Datenübertragung werden sowohl der Demodulator für die im Transceiver empfangenen Daten und der Modulator für die zu sendenden Daten benötigt. Das **Bild 5.22** gibt einen Überblick über den Schaltungsblock „Daten“ eines RF-Frontends.

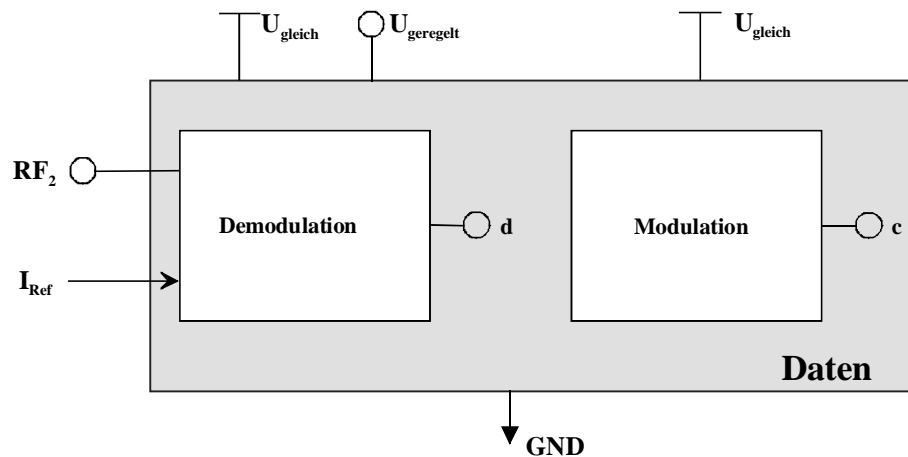


Bild 5.22: Schaltungsblock „Daten“ des RF-Frontends

Im folgenden wird auf die Realisierung eines ASK-Modulators und eines Hüllkurvendemodulators genauer eingegangen, da diese beiden Schaltungen im nächsten Kapitel bei den vorgestellten Anwendungen verwendet worden sind.

5.2.3.1 ASK-Modulator auf der Transceiverseite

Der ASK-Modulator ist die einfachste Möglichkeit Daten an eine Basiseinheit zu übermitteln. Dabei können es sich um einfache Identifikationsdaten handeln, die aus einem Speicher ausgelesen werden, oder aber auch um Auslesedaten eines Sensors. Das Prinzip beruht auf der Lastmodulation der Versorgungsspannung. Dazu wird dem Schwingkreis durch eine in Abhängigkeit der Identifikations- oder Meßdaten geschalteten Last Strom entzogen. Dies hat eine Modulation der Versorgungsspannung zur Folge, die dann über das RF-Feld auf die Seite der Basiseinheit übertragen und dort detektiert werden kann. In **Bild 5.23** wird ein ASK-Modulator dargestellt. Die Höhe der zur Modulation benötigten Last richtet sich nach dem noch zu vertretbaren Spannungseinbruch, so daß die gleichgerichtete Versorgungsspannung U_{gleich} zum Betreiben der restlichen Schaltung noch ausreicht. In der Praxis wird ein Spannungseinbruch von bis zu 20 % eingestellt. Um Chipfläche zu sparen, wird auf Widerstände verzichtet und die Modulationslast durch mehrere als Diode geschaltete Transistoren realisiert (M_2 und M_3). Durch die gleichzeitige Verwendung von PMOS- und NMOS-Transistoren wird der Substrateffekt minimiert. Der Transistor M_2 hat die Funktion eines Schalters, der in Abhängigkeit des vom Prozessorkern generierten und kodierten Datenwortes c den Strompfad durchschaltet. Dadurch kommt es zu einem Spannungsabfall über die beiden Transistoren M_2 und M_3 . Je größer der Spannungsabfall desto größer ist der Modulationshub und desto einfacher kann die Modulation in der Basiseinheit detektiert werden.

die Hüllkurve des modulierten Signals übrig bleibt. Mit Hilfe eines Komparators wird dann entschieden, ob das gefilterte Signal oberhalb oder unterhalb der Referenzspannung liegt. Als Ergebnis liegen die gesendeten Daten demoduliert vor und können zum Decodieren an den Prozessorkern weitergegeben werden.

In der Transceivertechnik ist jedoch nicht immer eine Referenzspannung zum Vergleich vorhanden, denn bei passiv arbeitenden Transceivern wird die Versorgungsspannung aus dem RF-Trägersignal gewonnen und kann vom Abgleich der Resonanzfrequenzen und der Spulengüte abhängig sein, so daß eine aus der Versorgungsspannung generierte Referenzspannung nicht konstant sein kann. Bei aktiv arbeitenden Transceivern bedeutet eine durch einen Spannungsteiler gewonnene Referenzspannung immer einen zusätzlichen Stromverbrauch, der die Versorgungsquelle, z. B. eine Batterie, belastet. Um den Hüllkurvendemodulator auch in der Transceivertechnik einsetzen zu können, wird der Aufbau etwas modifiziert (siehe **Bild 5.25**). Die benötigte Referenzspannung wird durch eine erneute Tiefpaßfilterung direkt aus der Hüllkurve gewonnen. Damit ist gewährleistet, daß der Vergleich zwischen der Hüllkurve und ihrem Mittelwert von der Versorgungsspannung unabhängig ist.

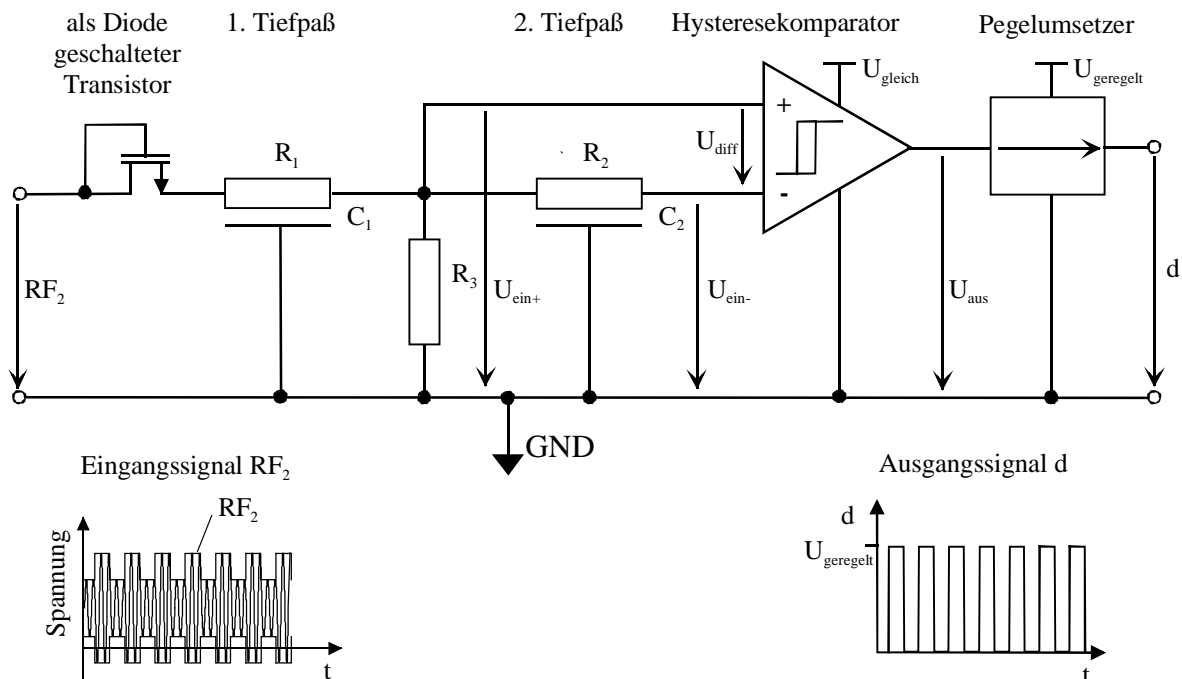


Bild 5.25: Architektur des Hüllkurvendemodulators

Die Grenzfrequenzen der beiden Tiefpaßfilter müssen so gewählt werden, daß zum einen der RF-Träger herausgefiltert wird und zum anderen die Datenübertragungsfrequenz. In [117] wird genauer auf die Dimensionierung des Hüllkurvendemodulators eingegangen. Hier soll nur gezeigt werden, warum es zu einem Einsatz von verteilten RC-Filtern und einem

Hysteresekomparator kommt.

5.2.3.2.1 Verteilte RC-Filter

Die beiden für den Hüllkurvendemodulator benötigten Tiefpässe können entweder als verteilte RC-Filter oder als konzentrierte RC-Filter realisiert werden. **Bild 5.26** veranschaulicht den Aufbau eines verteilten RC-Filters [68]. Um in integrierten Schaltungen nahezu spannungs- und temperaturunabhängige Widerstände zu erreichen, wird Polysilizium als Widerstand verwendet. Da der Square-Widerstand von Polysilizium jedoch kleiner ist als zum Beispiel bei n-Wannenwiderständen, wird, um Chipfläche und damit Produktionskosten zu sparen, die Polysiliziumleiterbahn mäanderförmig ausgelegt. Diese Leiterbahn bildet neben dem Widerstand auch eine der beiden Elektroden des für den Tiefpass benötigten Kondensators. Eine dünne isolierende Siliziumdioxidschicht trennt die zweite Elektrode von der ersten. Die niederohmige Schicht entsteht durch eine hohe Dotierstoffkonzentration im Substrat und kann als ideal leitende Platte betrachtet werden. Die Isolierung dieser als Kondensatorelektrode verwendeten n⁺-Diffusions-Fläche erfolgt durch eine gesperrte Diode zum p⁻-dotierten Substrat.

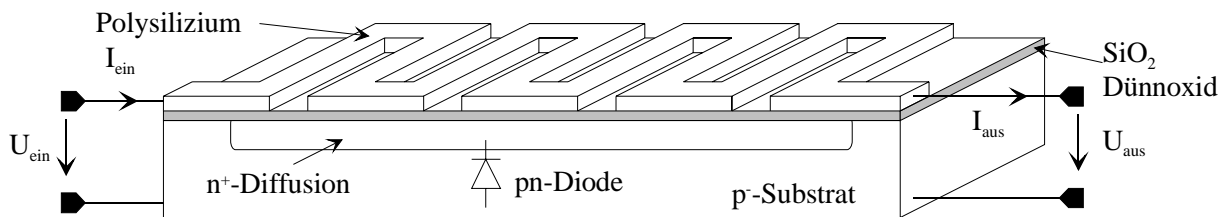


Bild 5.26: Querschnitt durch ein verteiltes RC-Glied

Die Zeitkonstante τ lässt sich durch die Länge L und der Weite W der Polysiliziumleiterbahn und den Technologiekonstanten Square-Widerstand r_{sq} und Kapazitätsbelag c'_{ox} festlegen. Die Zusammenhänge zwischen den Spannungen und Strömen an Ein- und Ausgang eines verteilten RC-Gliedes können über die Theorie homogener Leitungen und mit Hilfe der Kettenmatrix \vec{K}_v berechnet werden [114], [122]. Für ein verteiltes RC-Glied der Leiterbahnlänge L und -weite W gilt mit der komplexen Frequenz s folgender Zusammenhang:

$$\begin{pmatrix} U_{aus} \\ I_{aus} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \frac{k_1}{W \cdot \sqrt{s}} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \\ \frac{W \cdot \sqrt{s}}{k_1} \cdot \sinh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) & \cosh(L \cdot k_2 \cdot \sqrt{s}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{ein} \\ I_{ein} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

$$= \vec{K}_v \cdot \begin{pmatrix} U_{ein} \\ I_{ein} \end{pmatrix}$$

Wobei es sich bei $k_1 = \sqrt{r_{sq}/c'_{ox}}$ und $k_2 = \sqrt{r_{sq} \cdot c'_{ox}}$ um Parameter handelt, die nur von der verwendeten Technologie abhängen. Bei einer $1,2 \mu\text{m}$ Technologie liegen typische Werte für einen Squarewiderstand bei $r_{sq} = 20 \Omega/\square$ und für einen Kapazitätsbelag bei $c'_{ox} = 0,72 \mu\text{F}/\text{mm}^2$. Bei einmal festgelegter Technologie läßt sich die benötigte Zeitkonstante τ nur noch durch die Leiterbahnlänge L und -weite W einstellen.

Ein konzentriertes RC-Glied (siehe **Bild 5.27** aus [68]) besteht ebenfalls aus einer mäanderförmigen Polysiliziumleiterbahn mit der Länge L und Weite W als Widerstand; allerdings liegt unter ihr kein n^+ -Diffusionsgebiet und somit bildet sich auch keine Kapazität zwischen der Polysiliziumleiterbahn und dem darunterliegenden Gebiet aus. Der Kondensator besteht zwar auch wie beim verteilten RC-Glied aus einer Polysiliziumleiterplatte und einem n^+ -Diffusionsgebiet mit einem Dielektrikum aus Siliziumdioxid; nur ist er hinter dem Widerstand angeordnet und somit benötigt diese Anordnung eine größere Chipfläche.

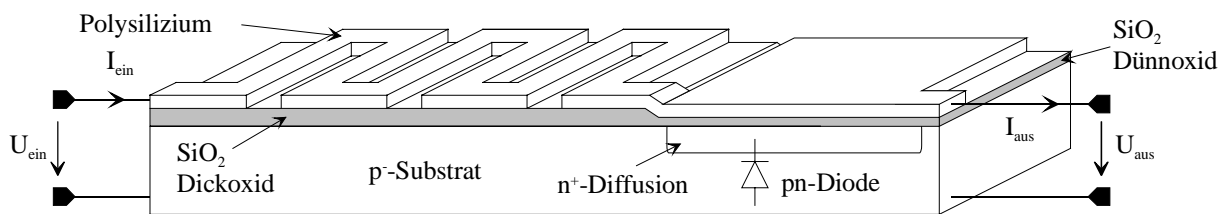


Bild 5.27: Querschnitt durch ein konzentriertes RC-Glied

Auch hier läßt sich ein Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsspannungen, bzw. -strömen mit Hilfe der Kettenmatrix \vec{K}_k aufstellen:

$$\begin{pmatrix} U_{aus} \\ I_{aus} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + s \cdot R \cdot C & R \\ s \cdot C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{ein} \\ I_{ein} \end{pmatrix} = \vec{K}_k \cdot \begin{pmatrix} U_{ein} \\ I_{ein} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Mit Hilfe der beiden Kettenmatrizen aus den Gleichungen (5.7) und (5.8) lassen sich die Übertragungsfunktionen $H_v(s)$ und $H_k(s)$ des verteilten, bzw. konzentrierten RC-Gliedes bestimmen; dabei steht der Kettenparameter K_{11} für die reziproke Leerlaufspannungsübertragungsfunktion:

$$H_v(s) = \left. \frac{U_{aus}}{U_{ein}} \right|_{I_{aus}=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{\cosh(\sqrt{\tau_v \cdot s})} \quad (5.9)$$

und

$$H_k(s) = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} \Big|_{I_{aus}=0} = \frac{1}{K_{11}} = \frac{1}{1 + \tau_k \cdot s} \quad (5.10)$$

mit den Zeitkonstanten

$$\tau_v = L^2 \cdot r_{sq} \cdot c'_{ox} \quad (5.11)$$

und

$$\tau_k = R \cdot C \quad (5.12)$$

Bei einem Vergleich der beiden Übertragungsfunktionen mit gleicher Zeitkonstante $\tau_v = \tau_k$ läßt sich feststellen, daß aufgrund der Lage des ersten dominanten Pols der Übertragungsfunktionen, die Grenzfrequenz f_b des verteilten RC-Gliedes um den Faktor $\pi^2/4$ größer ist gegenüber der Grenzfrequenz des konzentrierten RC-Gliedes [1], [27]. Aufgrund der hyperbolischen Cosinus-Funktion im Nenner der Übertragungsfunktion besitzt das verteilte RC-Glied unendlich viele Polstellen, wodurch die Dämpfung mit zunehmender Frequenz stark ansteigt. So zeigt das verteilte RC-Glied nicht nur einen steileren Anstieg der Dämpfung im Sperrbereich des Tiefpasses, sondern sorgt mit seinem Aufbau für eine reduzierte Chipfläche. Ein weiterer Vorteil ist die höhere Störsignalunterdrückung durch die kapazitive Einkopplung über das Substrat, denn die mit Masse verbundene niederohmige n^+ -Elektrode schirmt die Polysiliziumleiterbahn gegenüber Einstrahlung ab [41].

5.2.3.2.2 Hysteresekomparator

Der Hysteresekomparator wird direkt nach dem Übertragungskanal eingesetzt, so daß er in einer sehr verrauschten Umgebung arbeiten soll. Ist der Komparator schnell genug und die Amplitude des Rauschsignals groß, so wird der Ausgang des Komparators auch verrauscht sein, da der Komparator seinem Eingangssignal folgen kann. Wie schon bei der Abschätzung des Kanalrauschens gezeigt wurde, können die Amplitudenwerte des Rauschen durchaus im mV-Bereich liegen. Für solche Fälle muß die Übertragungscharakteristik des Komparators verändert werden; der Komparator braucht eine Hysterese. Sie bestimmt den Umschaltpunkt in Abhängigkeit der Eingangs-, bzw. der Ausgangsspannung. Diese Vorgehensweise ist in **Bild 5.28** auf der linken Seite verdeutlicht. Wird im negativen Spannungsbereich in Richtung positiver Spannung gestartet, so ändert der Ausgang seinen Pegel nicht bevor der Umschaltpunkt U_{SH} erreicht ist. Ist einmal umgeschaltet worden, so wechselt der Umschaltpunkt. Wird vom Eingang die negative Richtung eingeschlagen, so schaltet der Ausgang erst bei dem Umschaltpunkt U_{SL} . Der

Vorteil eines solchen Schaltungsverhaltens zeigt die rechte Seite von **Bild 5.28**.

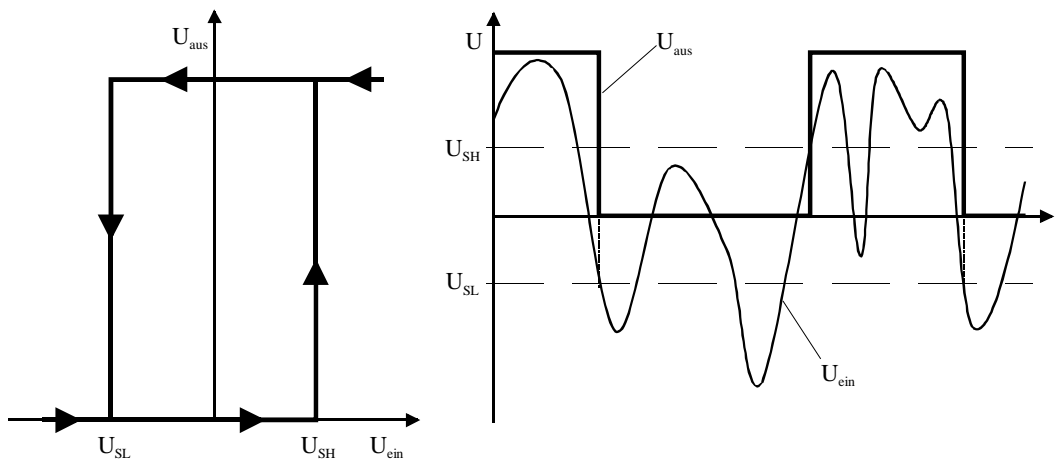


Bild 5.28: Funktionsweise des Hysteresekomparators

Das Ausgangssignal reagiert nicht auf jede Änderung des Eingangssignals im Bereich der Nulllinie; erst wenn die Umschaltunkte erreicht sind, kommt es zu einem Wechsel des Ausgangspegels. Mit Hilfe einer solchen Hysterese kann das Schaltverhalten eines Komparators auf die maximal zu erwartenden Rauschsignale angepaßt werden. Der für die später vorgestellten Anwendung entwickelte Hysteresekomparator hat deshalb eine Hysterese von 10 mV.

Es gibt viele Wege, eine Hysterese in einen Komparator einzubauen; alle beruhen auf dem Prinzip der positiven Rückkopplung [2]. In der differentiellen Eingangsstufe [3] in **Bild 5.29** gibt es zwei Rückkopplungspfade: Den negativen Rückkopplungspfad durch den gemeinsamen Sourceanschluß der Transistoren M_1 und M_2 (Aufteilen des Strompfades) und der positive Rückkopplungspfad durch die Gate- und Drainanschlüsse der beiden Transistoren M_{10} und M_{20} . Wenn der Faktor des positiven Rückkopplungspfades geringer ausfällt als der des negativen, ist der Gesamtfaktor negativer und es wird keine Hysterese erreicht. Wird der positive Faktor jedoch vergrößert, so daß der Gesamtfaktor positiv ist, kommt es zu einer Hysterese in der Übertragungscharakteristik des Komparators. Dies ist gleichbedeutend mit den Bedingungen:

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{10}}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} = A > 1 \qquad \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{20}}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} = B > 1. \qquad (5.13)$$

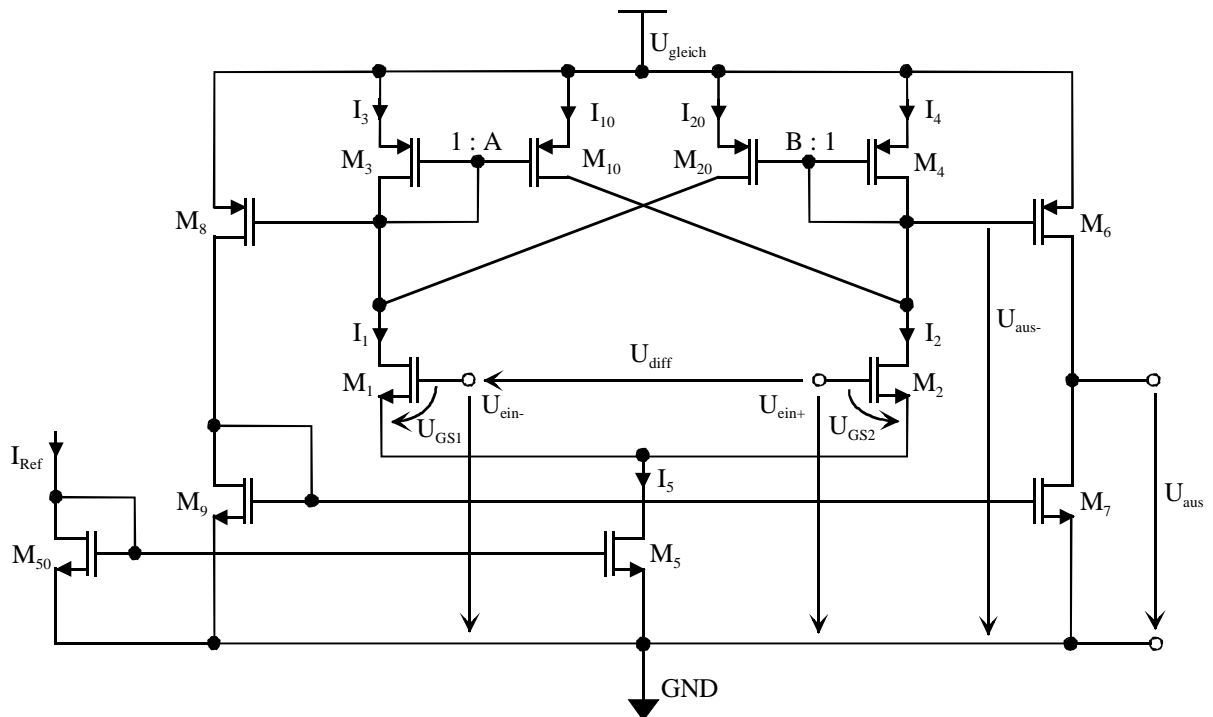


Bild 5.29: Hysteresekomparator als differentielle Eingangsstufe

Die Funktionsweise des Hysteresekomparators und die Bestimmung der Schaltschwellen lassen sich mit Hilfe einiger Gleichungen erklären. Zunächst sei angenommen, die Eingangsspannung $U_{\text{ein}+}$ am Transistor M_2 ist kleiner als die Eingangsspannung $U_{\text{ein}-}$ an Transistor M_1 , d. h. die Differenzspannung U_{diff} ist negativ. Dies hat ein Durchschalten der Transistoren M_3 und M_{10} und ein Sperren der Transistoren M_{20} und M_4 zur Folge. Dadurch wiederum fließt der gesamte Strom i_5 durch die Transistoren M_1 und M_3 und die Spannung $U_{\text{aus-}}$ hat „high“-Pegel. Über den Transistor M_6 wird $U_{\text{aus-}}$ einmal invertiert, so daß am Ausgang des Hysteresekomparators eine Spannung U_{aus} mit „low“-Pegel anliegt. In diesem Moment versucht der Transistor M_{10} folgenden Strom zur Verfügung zu stellen:

$$i_{10} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{M_{10}}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{M_3}} \cdot i_3 = A \cdot i_3. \quad (5.14)$$

Wird die Eingangsspannung $U_{\text{ein}+}$ an Transistor M_2 vergrößert, so daß die Differenzspannung U_{diff} positiv wird und sich der Schaltschwelle U_{SH} nähert, beginnt ein Teil des Stromes i_5 durch den Transistor M_2 zu fließen. In dem Moment, in dem der Strom durch Transistor M_2 gleich dem Strom durch Transistor M_{10} ist, schaltet der Komparator. Genau zu dieser Zeit gilt für die Ströme

$$i_2 = i_{10} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{10}}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} \cdot i_3 = A \cdot i_3 \quad (5.15)$$

$$i_1 = i_3$$

$$i_5 = i_1 + i_2.$$

und nach dem Umstellen ergibt sich:

$$i_1 = \frac{1}{1+A} \cdot i_5$$

$$i_2 = \frac{A}{1+A} \cdot i_5. \quad (5.16)$$

Damit sind die Ströme durch die Transistoren M_1 und M_2 bekannt und nun lassen sich ihre Gate-Source-Spannungen $u_{GS1,2}$ bestimmen:

$$u_{GS1} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_1}{\beta_1}} + U_{T1} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_5}{\beta_1 \cdot (1+A)}} + U_{T1}$$

$$u_{GS2} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_2}{\beta_2}} + U_{T2} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_5 \cdot A}{\beta_1 \cdot (1+A)}} + U_{T2}. \quad (5.17)$$

Über den Maschenumlauf und mit den Gleichungen (5.17) läßt sich dann die Schaltschwellenspannung U_{SH} berechnen:

$$-U_{ein-} + U_{GS1} - U_{GS2} + U_{ein+} = 0$$

$$U_{SH} = U_{diff} = U_{ein+} - U_{ein-} = U_{GS2} - U_{GS1}$$

mit $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ und $U_{T1} = U_{T2} = U_T$ (5.18)

$$U_{SH} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_5}{\beta}} \cdot \left(\sqrt{\frac{A}{1+A}} - \sqrt{\frac{1}{1+A}} \right).$$

Nach dem Umschalten des Komparators fließt nun der Hauptteil des Stromes i_5 durch die Transistoren M_2 und M_4 und somit schaltet auch M_{20} durch, wohingegen die Transistoren M_3 , M_{10} und M_1 sperren. Wird nun die Eingangsspannung U_{ein+} wieder reduziert, so daß die Differenzspannung U_{diff} negativ wird, verhält sich der Komparator ähnlich wie vorher geschildert. Der Strom in Transistor M_1 erhöht sich, bis er identisch ist mit dem Strom durch den Transistor M_{20} . In diesem Moment ist die Schaltschwellenspannung U_{SL} erreicht und der

Komparator schaltet wieder um. Mit Hilfe der Gleichungen

$$i_1 = i_{20} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{20}}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} \cdot i_4 = B \cdot i_4 \quad (5.19)$$

$$i_2 = i_4$$

$$i_5 = i_1 + i_2$$

folgt für die Ströme

$$i_1 = \frac{B}{1+B} \cdot i_5 \quad (5.20)$$

$$i_2 = \frac{1}{1+B} \cdot i_5$$

und über die dazugehörigen Gate-Source-Spannungen

$$u_{GS1} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_1}{\beta_1}} + U_{T1} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_5 \cdot B}{\beta_1 \cdot (1+B)}} + U_{T1} \quad (5.21)$$

$$u_{GS2} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_2}{\beta_2}} + U_{T2} = \sqrt{\frac{2 \cdot i_5}{\beta_1 \cdot (1+B)}} + U_{T2}$$

läßt sich dann die Schaltschwelligkeit U_{SL} mit dem Maschenumlauf berechnen:

$$-U_{ein-} + U_{GS1} - U_{GS2} + U_{ein+} = 0$$

$$U_{SL} = U_{diff} = U_{ein+} - U_{ein-} = U_{GS2} - U_{GS1}$$

$$\text{mit } \beta_1 = \beta_2 = \beta \quad \text{und} \quad U_{T1} = U_{T2} = U_T \quad (5.22)$$

$$U_{SL} = -\sqrt{\frac{2 \cdot i_5}{\beta}} \cdot \left(\sqrt{\frac{B}{1+B}} - \sqrt{\frac{1}{1+B}} \right).$$

Der zum Betrieb benötigte Strom i_5 kann mit Hilfe des Stromspiegels aus den Transistoren M_5 und M_{50} in Abhängigkeit der aus der Biasstromquelle gelieferten Referenzstrom I_{Ref} eingestellt werden, so daß gilt:

$$i_5 = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{50}}{\left(\frac{W}{L}\right)_5} \cdot I_{Ref} \quad (5.23)$$

Aus einer Differenzeingangsstufe wird eine sogenannte „single-ended“ Ausgangsstufe. Dieser Aufbau stellt eine Klasse-AB Treiberfähigkeit sicher. Über zwei Inverter wird der Pegel des Ausgangssignals des Hysteresekomparators U_{aus} auf die geregelte Versorgungsspannung U_{geregelt} angepaßt. Damit können dann die demodulierten Daten d des Hüllkurvendemodulators an den Prozessorkern übergeben werden.