

**Bauelemente-Degradation durch
radioaktive Strahlung und deren
Konsequenzen für den Entwurf strahlen-
resistenter elektronischer Schaltungen**

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Detlef Brumbi
aus Mülheim a.d. Ruhr

Bochum 1990

**SCHRIFTENREIHE DES INSTITUTS FÜR ELEKTRONIK
RUHR-UNIVERSITÄT BOCHUM
HEFT NR. 901/5**

Dissertation eingereicht am:	09.05.1990
Tag der mündlichen Prüfung:	27.06.1990
Referent:	Prof. Dr.-Ing. J.W. Klein
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. U. Langmann

Inhaltsverzeichnis

Häufig verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

1. Einleitung	1
2. Theoretische Grundlagen der Schädigungsmechanismen	3
2.1. Wechselwirkung zwischen Strahlung und Materie, radiologische Größen	3
2.2. Versetzungsschädigung	4
2.3. Ionisation im Halbleiter-Material, Photoströme, Single Event Upset	6
2.4. Oxidladungen	6
2.5. Phasengrenzzustände	7
2.6. Ausheilung von Schädigungen	8
2.7. Bestrahlungsversuche unter Laborbedingungen	9
3. Wirkung integraler Schädigungen auf das Verhalten von Halbleiter-Bauelementen	11
3.1. Qualitative Parameterdegradationen	11
3.1.1. Halbleiterwiderstände	11
3.1.2. Sperrströme	11
3.1.3. Durchbruchspannungen	11
3.1.4. Stromverstärkungsfaktor von Bipolartransistoren	12
3.1.5. Schwellspannung von MOS-Feldeffekttransistoren	13
3.1.6. Steilheit von Feldeffekttransistoren	14
3.1.7. Sperrschichtkapazitäten, Transitfrequenz	15
3.1.8. Rauschen	15
3.1.9. Integrierte Schaltungen	15
3.1.10. Spezielle strahlenresistente Bauelemente	16
3.2. Einflussfaktoren	17
3.2.1. Arbeitspunkt während der Bestrahlung und des Ausheilens	17
3.2.2. Weitere Einflussfaktoren	19
3.3. Quantitative Bestrahlungsdaten	20
3.3.1. Relevanz der Parameterdegradation	20
3.3.2. Degradationsverlauf über der Dosis	21
3.3.3. Modell zur Beschreibung der Degradation durch Oxidladungen	21
3.3.4. Allgemeine Gesetzmäßigkeiten bei Neutronenbestrahlung	24
3.3.5. Datensammlungen von Bauelementen	26

4. Experimentelle Bedingungen und Messaufbau	27
4.1. Strahlungsumgebung	27
4.2. Technische Versuchsbedingungen	28
4.3. Verwendetes Messsystem	29
4.4. Aufbau der Messschaltungen	29
4.5. Programm zur Steuerung des Messablaufs	31
5. Experimentelle Untersuchungen an kommerziellen Bauelementen	33
5.1. Aufbaumaterialien	33
5.1.1. Kunststoffe	33
5.1.2. Keramik	35
5.1.3. Leiterplatten	36
5.1.4. Gasbildung	38
5.1.5. Metalle	38
5.2. Bipolartransistoren	39
5.2.1. Untersuchungsmethode	39
5.2.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen	40
5.2.3. Simulationsmodell für die B-Degradation	46
5.2.4. Annealing	52
5.3. MOS-Feldeffekttransistoren	53
5.3.1. Untersuchungsmethode	53
5.3.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen	54
5.3.3. Deutung der Arbeitspunktabhängigkeit	59
5.3.4. Annealing	60
5.4. Integrierte Operationsverstärker	61
5.4.1. Untersuchungsmethode	61
5.4.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen	61
5.4.3. Annealing	65
5.5. Integrierte Transimpedanzverstärker	66
5.5.1. Untersuchungsmethode	66
5.5.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen	67
5.5.3. Bestrahlungs- und Annealing-Zyklen	68
5.6. Z-Dioden	72
5.6.1. Untersuchungsmethode	72
5.6.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen	72
5.7. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren	72
5.7.1. Untersuchungsmethode	72
5.7.2. Ergebnisse der Bestrahlungs- und Annealinguntersuchungen	73

5.8. Photoströme	74
5.9. Statistik	74
6. Entwurf und Test strahlenresistenter Schaltungen	77
6.1. Allgemeine Entwurfsregeln	77
6.1.1. Auswahl des aktiven Bauelements	77
6.1.2. Arbeitspunkteinstellung der Bipolartransistoren	78
6.1.3. Gegengekoppelte Transistorschaltungen	79
6.1.4. Differenzverstärkerstruktur	81
6.1.5. Arbeitspunkteinstellung bei MOSFET	83
6.1.6. Strom-Spannungs-Konverter mit einem MOSFET	83
6.1.7. Schaltungen mit integrierten Verstärkern	85
6.1.8. Spannungsstabilisierung mit Z-Dioden	86
6.1.9. Auswirkungen auf das dynamische Verhalten	87
6.2. Beispiele strahlenharter Grundsaltungen	89
6.2.1. Stromspiegel mit Bipolartransistoren	89
6.2.2. Gegengekoppelte Bipolartransistor-Verstärkerschaltung	90
6.2.3. Gegengekoppelte MOSFET-Verstärkerschaltung	91
6.2.4. Verstärkerschaltung mit Sperrschicht-FET	94
6.2.5. Verstärkerschaltungen mit integrierten Operationsverstärkern	96
6.3. Realisierung eines diskreten Operationsverstärkers	99
6.3.1. Zielsetzung	99
6.3.2. Grundüberlegungen	99
6.3.3. Beschreibung der Schaltungsstrukturen	101
6.3.4. Degradation der einzelnen Transistoren	102
6.3.5. Degradation der Schaltungseigenschaften	104
6.3.6. Eigenschaften von Verstärkerschaltungen	106
6.3.7. Weitere Entwicklungsmöglichkeiten	107
6.4. Gesamtbewertung	107
7. Zusammenfassung	111
8. Literaturverzeichnis	113
8.1. Spezielle Literatur über Bestrahlungseffekte	113
8.2. Allgemeine Literatur	126
8.3. Benutzte Computer-Software	127

Häufig verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

A	Annealingfaktor; Trap-Einfangausbeute
B	Stromverstärkungsfaktor
B_F	Spice-Parameter für die Stromverstärkung
B_I	Invers-Stromverstärkung
C	Kapazität
D	Energiedosis; Anteil der verbleibenden Schädigung
d_{ox}	Oxiddicke
E	Energie; elektrische Feldstärke
F	Annealingfaktor; Fläche
FET	Feldeffekttransistor
f_g	(Kleinsignal-)Grenzfrequenz
f_{LS}	Großsignal-Bandbreite
f_T	Transitfrequenz
G	Generationsdichte
g_m	Steilheit
Gy	Gray (Einheit der Energiedosis)
GBWP	Verstärkungs-Bandbreite-Produkt
HMI	Hahn-Meitner-Institut
I	Strom
I_B	Basisstrom (Transistor); Biasstrom (OP)
I_C	Kollektorstrom
I_{CE0}	Kollektor-Emitter-Reststrom
I_D	Drainstrom
I_E	Eingangsstrom
I_{KF}	Spice-Parameter für den Hochstromeffekt
I_{SE}	Spice-Parameter für zusätzlichen Basisstrom
JFET	Sperrschicht-Feldeffekttransistor
K	Steilheitsfaktor beim MOSFET; Konstante
k	Gegenkopplungsfaktor; Boltzmannkonstante
m	Masse
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
N	Majoritätsträger-Dichte
n	Steigungsfaktor in Diodengleichung; Neutronenzahl
n_E, n_F	Spice-Parameter der Steigungsfaktoren
OP	Operationsverstärker
P	Majoritätsträger-Dichte der Löcher
PTFE	Polytetrafluorethylen

Q	Flächenladungsdichte
q	Elementarladung
R	Widerstand
R_a	Ausgangswiderstand
R_e	Eingangswiderstand
R_L	Lastwiderstand
S_E	Massenbremsvermögen
SEU	Single Event Upset
T	Temperatur; Transistor
t	Zeit
U_A	Ausgangsspannung
U_B	Betriebsspannung
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_E	Eingangsspannung
U_{EA}	Early-Spannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{OX}	Spannung über dem Oxid
U_{OS}	Offsetspannung
U_p	Pinchoff-Spannung
U_T	Temperaturspannung
U_{th}	Schwellspannung
U_Z	Z-Spannung
U_0	Bezugsspannung in MOSFET-Kennliniengleichung
V	Volumen
V_u	Spannungsverstärkung
V_0	Leerlaufverstärkung
X	Messgröße, allgemein
x	Strecke
ρ	Dichte
σ	Leitfähigkeit
τ	Minoritätsträger-Lebensdauer
μ	Beweglichkeit
Φ	Fluenz

1. Einleitung

Radioaktive Strahlung bewirkt Veränderungen in jeder Materie, speziell auch in elektronischen Komponenten. Eine relevante Schädigung in elektronischen Schaltungen tritt zwar erst bei Strahlungsdosen auf, die weit über einer mehrjährigen natürlichen Belastung liegen (10^{-3} Gy/Jahr)*, eine konkrete Grenzdosis kann aber nicht angegeben werden. Teilweise können schon Belastungen von wenigen Gy, bei einigen Bauelementen aber erst oberhalb von 10^4 Gy relevant sein. Auf jeden Fall zu berücksichtigende Anwendungen betreffen den Weltraum oder kerntechnische Anlagen, hier besonders in Störfall-Situationen (Bild 1.1). Aber auch in der angewandten Halbleitertechnologie sind die Auswirkungen von Bestrahlungen zu beachten, hervorgerufen durch Herstellungsverfahren (Bedampfen mittels Elektronenstrahl, Ionenimplantation, Plasma-Ätzen, Elektronenstrahl- und Röntgen-Lithographie), Testverfahren (Elektronenstrahl- oder Röntgen-Mikroskopie) oder auch Spuren von radioaktiven Substanzen im Bauelement (z.B. Keramik-Gehäuse) [24].

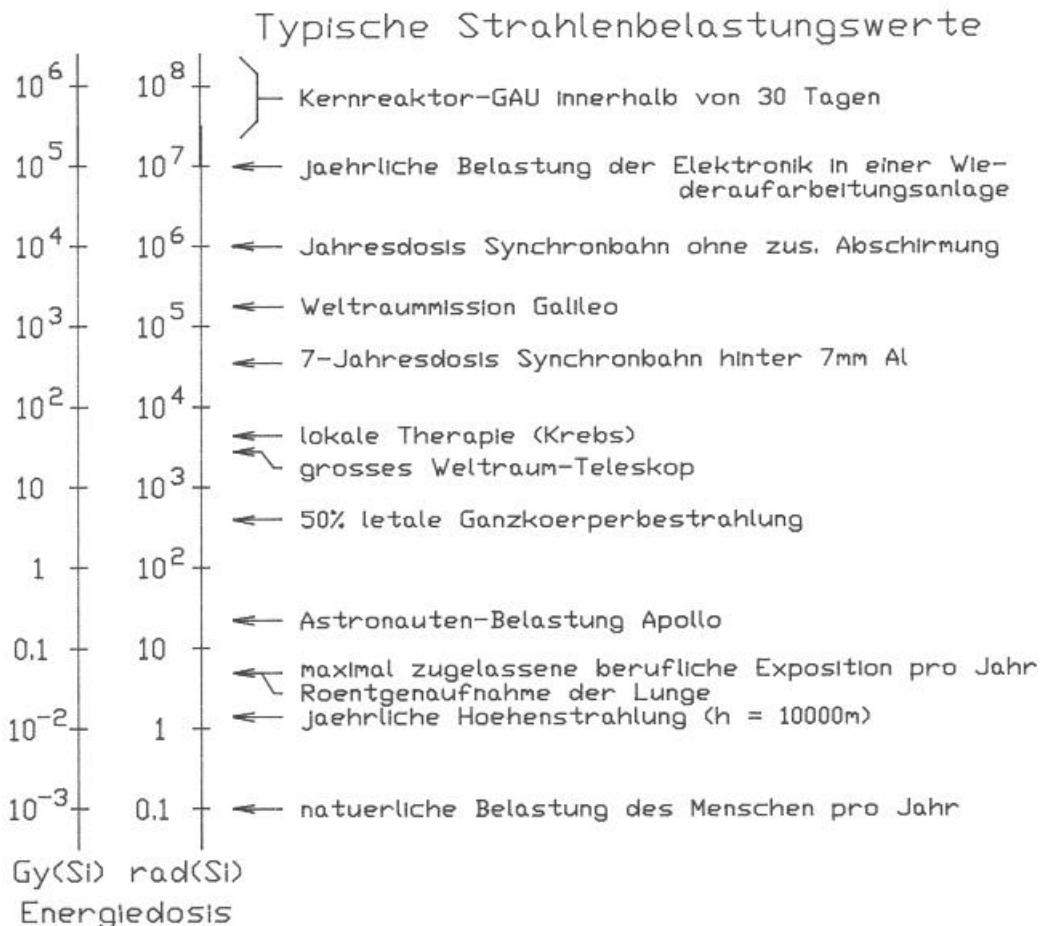


Bild 1.1: Typische Strahlenbelastungswerte verschiedener Anwendungen

* Gy (Gray) ist die SI-Einheit der absorbierten Energiedosis (siehe Abschnitt 2.1)

Schon aus den Diskussionen über die Reaktorsicherheit leitet sich eine gesellschaftspolitische Bedeutung ab zu erforschen, welche Auswirkungen ionisierende Strahlung z.B. auf elektronische Komponenten der Kernkraftwerkstechnik hat, und wie man die Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen beurteilen bzw. verbessern kann. Allgemein sind in allen genannten Bereichen vor allem Zuverlässigkeits- und Sicherheitsaspekte von Bedeutung, wenn eine elektronische Schaltung unter den extremen Umgebungsbedingungen eines radioaktiven Strahlungsfelds eingesetzt werden soll. Fehlende allgemeingültige Aussagen über die Schädigungseinflüsse auf elektronische Bauelemente und Schaltungen, sowie die Komplexität des gesamten Forschungsthemas haben zur Folge, dass auch auf ingenieurwissenschaftlicher Seite größtenteils Unsicherheit über die zu stellenden Anforderungen an die Strahlenresistenz und die Methodik zur Durchführung geeigneter Tests besteht.

Die Behandlung der Strahlenschäden in elektronischen Komponenten ist ein relativ junges Forschungsgebiet. Die ersten Kongresse über Strahlungseffekte an Halbleiter-Bauelementen fanden Ende der 50er Jahre statt, bedeutende Abhandlungen mit detaillierten Bestrahlungsuntersuchungen an elektronischen Bauelementen sind seit Anfang der 60er Jahre bekannt [17,122]. Wenn auch seit dieser Zeit sehr viele Veröffentlichungen über Grundlagenuntersuchungen an Bauelementen erschienen sind (vor allem in den Dezember-Ausgaben der "IEEE Transactions on Nuclear Science", siehe Literaturverzeichnis), sind dennoch Aussagen über die Auswirkungen auf elektronische Schaltungen rar (z.B. [14]). Ältere Bücher (z.B. [142]) geben sogar ein aus heutiger Sicht zu optimistisches Bild ab. Viele Untersuchungen beziehen sich auf spezielle Teststrukturen von Halbleiterbauelementen, um die halbleiterphysikalischen Effekte zu erklären.

Es existieren sehr viele Einflussfaktoren auf das Schädigungsverhalten, daher können sich die Untersuchungen in dieser Arbeit nur auf wenige der möglichen Parameter beschränken. Auf der Grundlage einer Recherche über den aktuellen Erkenntnisstand zu diesem Thema wurden zu einigen Punkten, die unzureichende Aussagen beinhalten, experimentelle Bestrahlungsuntersuchungen an Halbleiterbauelementen unter realitätsnahen Randbedingungen durchgeführt. Die untersuchten Bauelemente sind ausschließlich Standardbauteile, die nicht strahlengehärtet sind. In der Literatur werden Bauelemente im Allgemeinen isoliert betrachtet, nicht aber die Auswirkungen auf Schaltungseigenschaften oder die Optimierung von Schaltungen. In der vorliegenden Arbeit werden auch diese Aspekte auf der Grundlage vorhandener und gemessener Daten behandelt.

Ausgehend von den gewonnenen Erkenntnissen wurden geeignete Bauelemente ausgewählt und eine komplexe Schaltung entworfen und getestet, die eine hohe Strahlenresistenz aufweist. Ein wichtiges Hilfsmittel für die Untersuchungen ist die numerische Netzwerkanalyse, z.B. mit dem Programm Spice [219,220], die jedoch geeignete Modelle zur Beschreibung der Bauelemente erfordert.

Einflüsse sehr kurzer Strahlungspulse mit hoher Leistung wurden nicht untersucht, da sie hauptsächlich im militärischen Interessensbereich liegen.

Wichtig ist auch anzumerken, dass die allgemeinen Resultate zur optimierten Dimensionierung von Schaltungen unter Strahlenbelastung in ähnlicher Form auch für andere Einflüsse durch Alterung, Temperaturänderung oder Bauelementetoleranzen gültig sind.

2. Theoretische Grundlagen der Schädigungsmechanismen

Behandelt werden hier nur Halbleiter-Bauelemente, da fast alle anderen elektronischen Bauteile, wie z.B. Widerstände und Kondensatoren (außer Al-Elektrolyte), bei den betrachteten Dosiswerten ihre Eigenschaften nur unwesentlich verändern [10,26]. Alle Arten hochenergetischer Strahlung wie Neutronen, Elektronen, Protonen, Ionen und Gammaquanten (einschließlich Röntgenstrahlung) treten in Wechselwirkung mit einem Halbleiter-Kristall.

Bei der folgenden Beschreibung wird als Schwerpunkt lediglich die *Strahlungswirkung* behandelt, nicht die Ursache des Auftretens von Strahlung.

2.1. Wechselwirkung zwischen Strahlung und Materie, radiologische Größen

Die wichtigsten bekannten Wechselwirkungen einwirkender Strahlung mit Materie sind [23,67,107,201]:

- Herauslösen von Elektronen aus den Atomhüllen (Ionisation)
- Comptoneffekt (teilweise Energieübertragung von γ -Quant auf Elektron)
- Paarerzeugung von Elektron und Positron (γ -Mindestenergie: 1.02 MeV)
- Bremsstrahlung (durch Elektronen im elektrischen Feld des Kerns)
- Atomversetzungen (durch elastische Streuung am Kern)
- Inelastische Streuung am Kern mit Erzeugung eines Gamma-Quants (vor allem durch Neutronen)
- Kernabsorption oder Kernspaltung (z.B. durch hochenergetische Neutronen)

Hierbei ist die Gesamtwirkung im Allgemeinen um so größer, je schwerer und energiereicher ein Teilchen ist. Entstehende Gammaquanten, emittierte Teilchen oder radioaktive Nuklide können entsprechende Sekundärprozesse auslösen.

Die radiometrische Größe Fluenz Φ ist definiert als durchtretende Teilchenzahl pro Flächeneinheit. Sie wird meist für die Beschreibung der Intensität einer Neutronenstrahlung verwendet (z.B. $\text{n}\cdot\text{cm}^{-2}$).

Während die Fluenz die primär auftretende Anzahl der Teilchen oder Quanten charakterisiert, wird zur quantitativen Erfassung der Wirkung auf Materie die erzeugte Ionenladung oder die resultierende Energieabsorption längs des Weges im durchstrahlten Material verwendet.

Das Massenbremsvermögen S_E ist die dichtebezogene Energieabsorption je Teilchen bzw. Quant:

$$S_E = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{dE}{dx} \quad (2.1)$$

mit der Einheit $\text{J}\cdot\text{m}^2/\text{kg}$ oder auch $\text{MeV}\cdot\text{cm}^2/\text{g}$. International sind dafür die Begriffe "Stopping Power" oder "LET" (Linear Energy Transfer) gebräuchlich. Häufig werden jedoch dieselben Begriffe auch für die nicht-dichtebezogene Größe Bremsvermögen (dE/dx) verwendet, in diesem Fall erkennbar an der Einheit J/m oder MeV/cm .

Die Energiedosis D (im Folgenden kurz "Dosis" genannt) ist als absorbierte Energie je Masseneinheit definiert:

$$D = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{dE}{dV} = \frac{dE}{dm} \quad (2.2)$$

und besitzt als Einheit: $J/kg = Gy$ (Gray), benannt nach dem amerikanischen Physiker L. H. Gray (1905-1965), der sich um die Dosimetrie verdient gemacht hat [202]. Die ältere, aber häufig noch gebrauchte Einheit ist Rad (radiation absorbed dose, $1 \text{ Rad} = 0.01 \text{ Gy}$). In der vorliegenden Arbeit wird konsequent die SI-Einheit Gy verwendet.

Dank der Normierung auf die spezifische Masse ergeben sich bei den meisten Materialien ähnliche Werte für die Energiedosis. Für genaue Angaben muss man das Absorbermaterial benennen, z.B. $Gy(Si)$ oder $Gy(SiO_2)$. Bei den experimentellen Ergebnissen wird hier der Einfachheit halber bei Dosisangaben nur "Gy" geschrieben, wobei damit die während der Bestrahlungsversuche durch Glas-Dosimeter ermittelte Dosis gemeint ist. Sie wird mit der in Si bzw. SiO_2 absorbierten Dosis gleichgesetzt; eventuelle geringe Abweichungen spielen in Anbetracht der relativen Messunsicherheit der Dosis von etwa 10 % und bei Vergleichen innerhalb einer Messreihe keine Rolle.

Durch die absorbierte Dosis wird jedoch nicht berücksichtigt, welche Art der Wechselwirkung auftritt und welche Veränderungen im Material bzw. Auswirkungen auf die Materialeigenschaften hierbei entstehen.

Die Dosis hängt mit dem Massenbremsvermögen und der Fluenz gemäß der Gleichung:

$$D = S_E \cdot \Phi \quad (2.3)$$

zusammen. Tabellen und Diagramme für S_E von Protonen-, Neutronen-, Elektronen- und Gammastrahlung in Abhängigkeit von der Teilchenenergie sind in [67] angegeben ("Fluence to Dose Conversion"). Für Energien zwischen etwa 1 MeV und 2 MeV beträgt das Massenbremsvermögen in Silizium:

für Photonen:	$S_{E\gamma} = (4 \dots 7)$	$\cdot 10^{-12}$	$Gy \cdot cm^2$
für Elektronen:	$S_{Ee} = 2.5$	$\cdot 10^{-10}$	$Gy \cdot cm^2$
für Neutronen:	$S_{En} = (2 \dots 3)$	$\cdot 10^{-13}$	$Gy \cdot cm^2$
für Protonen:	$S_{Ep} = (3 \dots 2)$	$\cdot 10^{-8}$	$Gy \cdot cm^2$

Die über 5 Dekaden verteilten Werte weisen auf die stark unterschiedlichen Energieabsorptionen der einzelnen Teilchenarten hin.

Bezieht man den Dosiswert auf die Zeit, erhält man die Größe "Dosisrate" für die Strahlungsintensität.

2.2. Versetzungsschädigung

Ein wichtiger Einfluss einwirkender Strahlung, hauptsächlich von Neutronen, ist die Erzeugung von Kristalldefekten, die zusätzliche Energiezustände innerhalb des verbotenen Bandes und damit Rekombinationszentren generieren.

Durch die Wechselwirkung eines eingestrahnten Teilchens mit einem Gitteratom kann dieses aus dem Gitterverband herausgelöst werden, und es entsteht eine Fehlstelle [122]. Das freie Atom kann, wenn es genügend übertragene Stoßenergie besitzt, weitere Atome herausschlagen, oder in eine Zwischengitterposition wandern; es bildet sich ein Leerstellen-Zwischengitteratom-Komplex (Vacancy-Interstitial-Pair) [176]. In der Nähe eines Dotierstoffatoms bilden sich ebenfalls stabile Komplexe. Dadurch wird die Dichte der wirksamen Rekombinationszentren vergrößert und aufgrund der Fehlordnung die Beweglichkeit verkleinert. Die Majoritätsträgerkonzentration verringert sich, indem Haftstellen für Donatoren oder Akzeptoren entstehen. Es kann sogar eine Inversion eintreten. Durch spezielle Komplexarten mit Fremdatomen werden Störstellen mit Energiezuständen im verbotenen Band erzeugt, die die Minoritätsträger-Lebensdauer deutlich verringern. Es sind sehr viele Defekt-Arten bekannt [23], Sauerstoffatome und OH-Komplexe spielen häufig eine Rolle.

Für das Herausschlagen eines Si-Atoms aus dem Gitter wird z.B. bei Elektronenbeschuss eine Mindestenergie von etwa 200 keV benötigt, bei Protonen nur etwa 100 eV. Neutronen können wegen der fehlenden Ladung leichter mit den Gitteratome kollidieren und erzeugen daher eine intensivere Versetzungsschädigung.

Bei der Versetzungsschädigung wird allgemein ein linearer Zusammenhang zwischen der Bestrahlungsdosis und der Änderung der Halbleitereigenschaft angenommen. Es besteht jedoch keine allgemeingültige Beziehung zwischen der absorbierten Dosis und der Anzahl der versetzten Atome oder den Auswirkungen der Schädigung. Sie hängt vom Absorbermaterial, von Teilchenart und -energie ab.

Die wichtigsten Auswirkungen auf die halbleiterelektronischen Eigenschaften sind im Folgenden zusammengefasst:

- Die Rekombinationsrate wird durch zusätzliche Rekombinationszentren vergrößert. Die Minoritätsträger-Lebensdauer τ , definiert als Kehrwert der Rekombinationsrate, wird entsprechend kleiner.
- Die Konzentration der Majoritätsträger N nimmt durch das Entstehen von Kompensationszentren ab. Für diesen Vorgang findet man in der englischen Literatur den Begriff "carrier removal". Je Neutron (bezogen auf die Energie 1 MeV) und 1 cm Weglänge werden z.B. in Si durchschnittlich 1 bis 4 Dotieratome kompensiert: $dN/d\Phi = - (1...4) \text{ cm}^{-1}$ [100]. Es ist leicht einzusehen, dass die Auswirkung stark von der Dotierungsdichte abhängt, daher werden Halbleiterbereiche mit hoher Dotierkonzentration (z.B. Z-Dioden kleiner Durchbruchspannung, Basis-Emitter-Sperrschicht eines Bipolartransistors, Kanal eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors) eine geringere Degradation erfahren als solche mit niedriger Konzentration.
- Weiterhin werden die Beweglichkeiten μ_n bzw. μ_p der Elektronen bzw. Löcher durch die Bildung von Streuzentren bei Bestrahlung verkleinert [65], allerdings in wesentlich geringerem Maße als die beiden anderen besprochenen Effekte. Dadurch und durch die Verkleinerung der Majoritätsträgerdichte N bzw. P wird die spezifische Leitfähigkeit $\sigma = q \cdot (\mu_n \cdot N + \mu_p \cdot P)$ geringer.

Die Neutronenfluenz, bei der jeweils eine Halbierung eines Halbleiterparameters auftritt, beträgt für die Minoritätsträger-Lebensdauer etwa 10^{11} bis 10^{16} n/cm², abhängig von der ursprünglichen Lebensdauer (kleiner Wert günstig) und vom Injektionsgrad (hohe Injektion günstig), für die Majoritätsträgerkonzentration etwa $3 \cdot 10^{14}$ n/cm² und für die Beweglichkeit etwa $2 \cdot 10^{15}$ n/cm² [65].

2.3. Ionisation im Halbleiter-Material, Photoströme, Single Event Upset

Eine Wirkung der Bestrahlung ist die Generation von Ladungsträgerpaaren. Für die Ionisation wird in Si eine Energie von 3.6 eV, in SiO₂ 18 eV je Ladungsträgerpaar benötigt. Mit Hilfe dieser Ionisierungsenergie ΔE und der Dichte ρ kann man die Generationsdichte G (Dichte der Ladungsträgerpaare / Dosis) errechnen:

$$G = \rho / \Delta E \quad (2.4)$$

Daraus folgt, dass 1 Gy(Si) $4 \cdot 10^{15}$ Elektronen-Loch-Paare je cm³ Halbleitervolumen erzeugt, in SiO₂ entsprechend $8 \cdot 10^{14}$ /cm³. Wegen der geringen Ionisierungsenergie zeigt auch UV-Strahlung schon eine Wirkung dieser Art.

Innerhalb des Siliziums wird - wie beim Lichteinfall in eine Photodiode - in Raumladungsbereichen ein strahlungsintensitätsabhängiger Strom generiert, der beim Betrieb in strahlungsbelasteter Umgebung zu berücksichtigen ist. Es entsteht dadurch aber keine bleibende Schädigung nach Ausbleiben der Bestrahlung, da die Ladungen schnell abgebaut werden. Auch in raumladungsfreien Bereichen tritt eine temporäre Änderung der Leitfähigkeit durch die Generation von Ladungsträgern auf.

Bei Speicherschaltungen (z.B. RAM oder EPROM) ist es möglich, dass ein durchdringendes, energiereiches geladenes Teilchen eine Signalladung so verändert, dass eine Fehlinformation entsteht. Für diesen Effekt ist die Abkürzung SEU (single event upset) gebräuchlich. Bei analogen Ladungsspeichern (z.B. CCD) kann durch einen solchen Vorgang ebenfalls eine Informationsänderung auftreten.

2.4. Oxidladungen

In SiO₂ werden durch Ionisation (hauptsächlich verursacht durch Photonen und geladene Teilchen) ebenfalls Ladungsträger erzeugt. Diese werden unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes getrennt und wandern zu den Grenzflächen, wie das Bild 2.1 schematisch zeigt. Ein Stromfluss durch das Oxid entsteht. Hierbei ist die Beweglichkeit von Elektronen ($\mu_n = 20$ cm²/Vs) und Löchern ($\mu_p = 2 \cdot 10^{-5}$ cm²/Vs) sehr unterschiedlich [23], so dass die Elektronen in weniger als 1 ps, die Löcher aber in Zeiten der Größenordnung 1 μ s durch das Oxid zur Phasengrenze driften. Ein Teil der generierten Ladungsträger rekombiniert im SiO₂. Durch das Einfangen in sogenannten "Traps" nahe der Grenzflächen (Schwerpunkt etwa 10 nm vor der Halbleiterschicht [93]) reichern sich die *positiven* Ladungen an. Sie beeinflussen das elektrische Verhalten der Halbleiter-Isolator-Struktur.

Es ist einfach zu erkennen, dass hier die Schädigung stark vom elektrischen Feld, also von den anliegenden Spannungen abhängt. Bei tiefen Temperaturen (z.B. 80K) ist die Beweglichkeit der Löcher so gering, dass sie praktisch am Ort der Entstehung "einfrieren", die Wirkung wird verstärkt [23].

Qualitativ ergibt sich allgemein bei Isolierschichten eine Beeinflussung der Trägerkonzentration des darunterliegenden Halbleitergebiets, z.B. bei MOS-Bauelementen eine Verschiebung der Schwellspannung. So entsteht durch die positive Grenzflächenladung im n-Halbleiter eine Anreicherung, im p-Halbleiter eine Verarmung der Majoritäts-Ladungsträger. Im Extremfall kann dabei sogar eine Inversion und Kanalbildung eintreten [154,67], wie Bild 2.2 für einen pn-Übergang zeigt, in welchem dadurch eine leitende Verbindung zwischen den Anschlüssen entsteht.

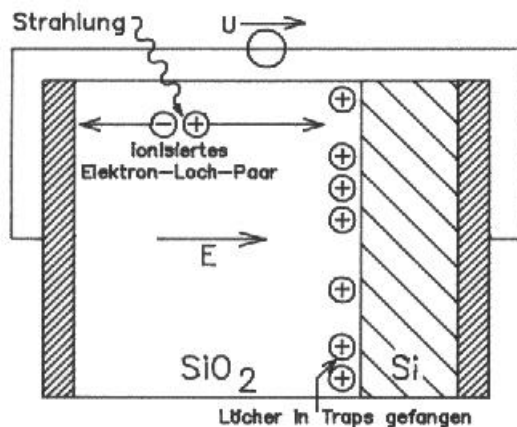


Bild 2.1: Ladungstransport im Oxid

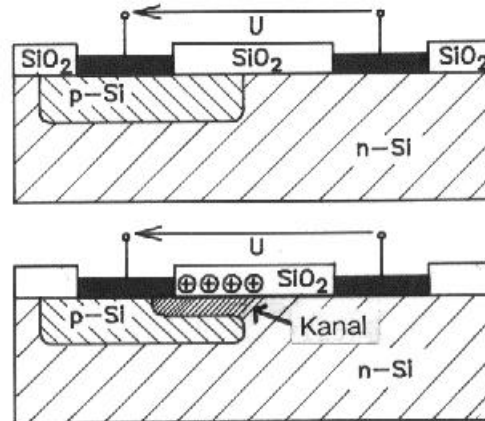


Bild 2.2: pn-Übergang und Entstehen eines Kanals (nach [67])

Allgemein zeigt sich bei zunehmender Dosis ein sättigendes Verhalten. Man kann meistens feststellen, dass in Halbleiterelementen mit SiO_2 -Strukturen bei kleinen Dosiswerten zunächst die Ionisationschädigung dominiert und erst bei hoher Bestrahlung - wenn die Ionisation sättigt - die Versetzungsschädigung.

Neutronen haben keine ionisierende Wirkung und erzeugen daher keine direkte Schädigung durch die Bildung von Oxidladungen. Sekundärprozesse der Neutronenbestrahlung können jedoch eine Ionisation bewirken.

2.5. Phasengrenz Zustände

In engem Zusammenhang mit der besprochenen Ionisation im SiO_2 und dem Ladungsaufbau im Oxid steht die Vergrößerung der Dichte der Grenzflächenzustände an der Si-SiO_2 -Phasengrenze. Nach einer Theorie von Lai [97,98] und Stanley et al. [158] werden die Grenzflächenzustände durch die Kompensation der Löcher-Traps in neutrale Störstellen mit Hilfe von Elektronen erzeugt, die wiederum durch Ionisation entstehen oder aus dem Siliziumsubstrat tunneln. Untersuchungen mit UV-Strahlung geringer Eindringtiefe belegen [181], dass kein direkter Einfluss auf die Grenzschicht verantwortlich ist, sondern die Grenzflächenzustände durch Transportvorgänge entstehen. Im Widerspruch zu der Theorie, dass

kompensierende Elektronen für deren Entstehen verantwortlich sind, zeigen Knoll et al. [93] durch Experimente mittels Tunnel-Injektion, dass die generierten Löcher selbst die Phasengrenzzustände erzeugen. Es existiert noch keine allgemein anerkannte Theorie über deren Entstehen.

Die Oberflächen-Rekombinationsrate steigt durch Phasengrenzzustände an. Energieterme, die sich im oberen Teil des verbotenen Bandes bilden, haben Akzeptorcharakter, im unteren Teil Donatorcharakter [23,93]. Der räumliche Wirkungsbereich der Phasengrenzzustände beschränkt sich auf wenige nm Abstand von der Grenzschicht [55].

Eine bedeutsame Eigenschaft ist die sehr langsame Bildung der Phasengrenzzustände mit Sättigungszeiten im Minuten- bis Stundenbereich, so dass sich dieser Effekt durchaus auch noch längere Zeit nach einer Bestrahlung auswirken kann [20,23,181]. SiN-Passivierungsschichten und Wasserstoffgas beeinflussen die Geschwindigkeit [134], ebenso Temperatur und elektrisches Feld. Die Vorhersage der Grenzflächeneffekte im SiO₂ ist daher äußerst schwierig.

Die Existenz mehrerer Phasengrenzzustände mit unterschiedlichen Energieniveaus im verbotenen Band (z.B. Donatorcharakter unabhängig von der Kanaldotierung) erschwert die Betrachtungen noch weiter [54].

2.6. Ausheilung von Schädigungen

Für die Degradationserscheinungen zeigt sich ein langsam ablaufendes selbständiges Ausheilen der Schädigung nach einer Bestrahlung. Im Englischen wird dafür der Ausdruck "Annealing" verwendet; obwohl dieses Wort ursprünglich "Ausglühen" bedeutet, wird es im Zusammenhang mit Bestrahlung allgemein für "Ausheilen" verwendet, auch ohne eine Wärmebehandlung. Der Begriff "Annealing" ist in der Literatur (auch im Deutschen) weit verbreitet, so dass er in der vorliegenden Arbeit ebenfalls Verwendung findet.

Allgemein ist anzumerken, dass Annealing nicht erst nach der Bestrahlung in Aktion tritt, sondern schon währenddessen, so dass hierdurch eine Abhängigkeit von der Dosisrate entsteht. Die Vorgänge für das Ausheilen von Kristallschädigungen und Oxidladungen sind unterschiedlich.

Versetzte Atome und Störstellen bilden sich durch Diffusion zurück. Die Kristalltemperatur ist ein wesentlicher Einflussfaktor, jedoch ist eine wesentliche Beschleunigung erst oberhalb 250°C zu beobachten [35]. Temperaturen von 700°C, bei denen ein vollständiges Ausheilen stattfindet, sind für gehäute Bauelemente unzulässig hoch. Die Annealinggeschwindigkeit hängt aber auch vom Arbeitspunkt des Bauelements, vornehmlich vom Injektionsstrom ab, d.h. von der Ladungsdichte und Ladungsträgergeschwindigkeit im geschädigten Gebiet [24,35,107].

Positive Oxidladungen werden durch Elektronen kompensiert, wobei sich Phasengrenzzustände ausbilden. Hierfür kann der Annealing-Verlauf durch einen logarithmischen Zusammenhang mit der Zeit beschrieben werden [112]. Durch hohe Temperaturen oder Beleuchtung mit UV-Licht kann das Ausheilen wesentlich beschleunigt werden [155], ebenso üben *äußere* elektrische Felder einen Einfluss aus [112,35].

Für die Grenzflächeneffekte im SiO_2 treten das Ausheilen der Oxidladungen und der Aufbau der Phasengrenzzustände konkurrierend auf [158], wobei auch eine effektive Parameteränderung über den Anfangszustand hinaus auftreten kann ("Rebound") [107]. Bei einer Behandlung mit höheren Temperaturen kann ein "Rebound"-Effekt auch durch das Ausheilen von Kristalldefekten entstehen, die schon vor der Bestrahlung vorhanden waren [35].

Zur quantitativen Erfassung der Ausheilung in Relation zur Schädigung sind verschiedene Parameter allgemein gebräuchlich. Mit folgenden Abkürzungen:

- $X(0)$ Messgröße vor der Bestrahlung,
- $X(t_0)$ Messgröße am Ende der Bestrahlung,
- $X(t)$ Messgröße zu einem beliebigen Zeitpunkt nach der Bestrahlung,
- $X(\infty)$ Messgröße nach unendlich langer Ausheilzeit

definiert man:

- a) Den Annealingfaktor:

$$F(t) = \frac{X(t) - X(0)}{X(\infty) - X(0)} \quad (2.5)$$

- b) Den Annealinggrad:

$$A(t) = \frac{X(t) - X(t_0)}{X(0) - X(t_0)} \quad (2.6)$$

- c) Den Anteil der verbleibenden Schädigung:

$$D(t) = \frac{X(0) - X(t)}{X(0) - X(t_0)} = 1 - A(t) \quad (2.7)$$

Nachteilig ist bei der Berechnung des Annealingfaktors $F(t)$, dass der Zustand nach einer sehr langen Annealingzeit (theoretisch unendlich lange) bekannt sein muss, während die anderen Parameter zu jedem Zeitpunkt sofort angegeben werden können. Außerdem ist die Definition des Annealingfaktors nicht möglich, wenn ein vollständiges Ausheilen stattfindet.

Aus diesen Gründen wird in dieser Arbeit lediglich der Annealinggrad $A(t)$ zur quantitativen Bewertung des Ausheilens verwendet. $A(t) < 1$ besagt, dass die Schädigung nicht vollständig ausgeheilt ist, $A(t) > 1$ bedeutet ein Ausheilen über den Anfangszustand hinaus.

2.7. Bestrahlungsversuche unter Laborbedingungen

Eine Bestrahlungsuntersuchung im Labor kann niemals die reale technische Anwendung vollständig widerspiegeln, da hierzu eine exakte Nachbildung der Strahlungsarten und deren Spektren notwendig wäre. Vergleichende Untersuchungen zeigen, dass unterschiedliche Strahlenquellen quantitativ sehr unterschiedliche Ergebnisse liefern (s. Abschnitt 3.2.2), wobei nicht nur die Strahlenart, sondern auch deren Energie eine Rolle spielt. Außerdem kann bei komplexen Strahlenarten nicht unbedingt eine

lineare Überlagerung der Wirkungen einzelner Strahlungstypen angesetzt werden. Daher sollte sich eine Laboruntersuchung möglichst an der im realen Betrieb zu erwartenden Strahlung orientieren, um quantitative Ergebnisse übertragen zu können. Ein Einfluss der Dosisrate erschwert zudem die Übertragung der experimentellen Ergebnisse, wenn hier aus praktischen Gründen nur begrenzte Versuchszeiten zur Verfügung stehen. Trotzdem sind durch grundlegende Untersuchungen mit einer Strahlenart und auch höherer Dosisrate vergleichende Bewertungen der Strahlungsempfindlichkeit möglich.

Die Möglichkeiten der Laboruntersuchungen sind durch die zur Verfügung stehenden Strahlenquellen begrenzt. Gamma- und Neutronenstrahlung kann durch radioaktive Materie erzeugt werden. In einem Reaktor lassen sich Neutronenuntersuchungen einfach durchführen, für Photonen-Untersuchungen im Labor wird häufig das Präparat ^{60}Co verwendet, das Gammaquanten von 1.17 MeV und 1.33 MeV abgibt. Zur Erzeugung niederenergetischer Photonenstrahlung sind Röntgenröhren geeignet (z.B. beim HMI: 150 keV). Für Elektronen ist ein Van-de-Graaff-Generator verwendbar (z.B. beim HMI: bis 2.5 MeV), allgemein für geladene Elementarteilchen und Ionen Linearbeschleuniger ("LINAC") [10].

Die für die experimentellen Untersuchungen dieser Arbeit genutzte Gamma-Bestrahlungsmöglichkeit in einem Brennelemente-Abklingbecken wird in Abschnitt 4.1 ausführlich beschrieben.

3. Wirkung integraler Schädigungen auf das Verhalten von Halbleiter-Bauelementen

Unter "integrale Schädigungen" werden solche Veränderungen verstanden, die durch Akkumulation der absorbierten Dosis entstehen, im Gegensatz zur "transienten Schädigung" aufgrund von Photoströmen. Ausgehend von den Veränderungen im Halbleitermaterial und im Oxid werden zunächst mögliche Auswirkungen der Bestrahlung auf die elektronischen Eigenschaften verschiedener Bauelementeklassen beschrieben. Es folgt eine Übersicht über die Faktoren, die das Ausmaß der Veränderungen beeinflussen, sowie eine Bewertung der verfügbaren quantitativen Bestrahlungsdaten.

Es werden die verfügbaren Aussagen aus der Literatur zusammengefasst wiedergegeben. Einige beziehen sich zwar auf spezielle Teststrukturen von Halbleiterbauelementen (z.B. [39,59,66,86,117,127,154]), sie sind jedoch auch für Standard-Bauelemente relevant.

3.1. Qualitative Parameterdegradationen

3.1.1. Halbleiterwiderstände

Die Widerstandswerte epitaktischer oder diffundierter Halbleiterwiderstände in integrierten Schaltungen und auch die Bahnwiderstände von Halbleiter-Bauelementen verändern sich bei Bestrahlung. Vor allem durch die Verringerung der Majoritätsträgerdichte bei Versetzungsschädigungen werden sie vergrößert [39,125]. Auswirkungen sind z.B. Arbeitspunktveränderungen oder eine Erhöhung der Sättigungsspannung von Transistoren.

3.1.2. Sperrströme

Durch die Vergrößerung der Grenzflächenzustandsdichte nehmen Sperrschichtströme in oberflächennahen Zonen zu. Ein weiterer Effekt tritt durch die effektive Vergrößerung der Grenzfläche aufgrund einer Kanalbildung (siehe Abschnitt 2.4) ein.

Die Aussagen gelten für alle Typen von Halbleiterbauelementen, jedoch sind die quantitativen Auswirkungen sehr verschieden. Während Sperrschichtströme bei Si-Bipolartransistoren nur bei sehr kleinen Kollektorströmen oder höheren Temperaturen eine Bedeutung haben, kann sich z.B. der zunehmende Gatestrom oder Kanal-Reststrom eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors [2] in hochohmigen Schaltungsstrukturen kritisch auswirken.

Dagegen wird bei MOS-Feldeffekttransistoren keine Zunahme des statischen Gatestroms beobachtet, weil er hier nur von den Isolationseigenschaften des Oxids abhängt.

Ein starker Anstieg des Stroms durch einen gesperrten MOSFET-Schalter kann auch die Ursache in einer unzureichenden Steuerspannung haben, da sich Abschnürspannung und Steilheit der Kennlinie $R_{DS}(U_{GS})$ ausgeprägt verändern (siehe 3.1.5. und 3.1.6.).

3.1.3. Durchbruchspannungen

Die Durchbruchspannung eines pn-Übergangs hängt einerseits von den Dotierungsdichten, andererseits von der Grenzflächenstruktur ab [100]. Wird der Durchbruch durch Stoßionisation verursacht (Durchbruchspannung > 5 V), ist eine Zunahme der Spannung durch Abnahme der Majoritätsträgerdichte zu erwarten. Bei Bauelementen mit komplexen Oberflächenstrukturen (z.B. monolithisch integrierte Schaltungen) oder bei solchen hoher Spannungsfestigkeit wird jedoch das Durchbruchverhalten mit größerer Wahrscheinlichkeit schlechter, weil eine Kanalbildung durch Oberflächeninversion auftreten kann. Bei hochdotierten pn-Übergängen, wie z.B. Z-Dioden mit kleiner Nennspannung oder der Basis-Emitter-Übergang von Transistoren, dominiert der Zener-Effekt und die Durchbruchspannung wird aufgrund der Abnahme der Minoritätsträgerlebensdauer geringfügig sinken.

Das Verhalten ist grundsätzlich nicht einheitlich, z.B. ergibt sich ein deutlicher Unterschied im Verhalten von p^+n -Strukturen bzw. von n^+p -Strukturen [155].

Temperaturkompensierte Referenzdioden, die gewöhnlich aus einer Reihenschaltung einer Z-Diode und mehrerer Dioden in Flussrichtung aufgebaut sind, weisen bei Neutronenbestrahlung eine hohe Degradation auf [108].

Auch bei MOSFET wird eine Abnahme der Durchbruchspannung aufgrund von Randfeldveränderungen durch Oxidladungen beobachtet, vor allem bei "Hochspannungs"-Ausführungen [15,127].

3.1.4. Stromverstärkungsfaktor von Bipolartransistoren

Die Verringerung der Minoritätsträgerlebensdauer führt bei Bipolartransistoren zu einer höheren Rekombination in der Basiszone und damit zu einer Zunahme des Basisstroms und einer Abnahme des Stromverstärkungsfaktors $B = I_C/I_B$. Weitere kollektorstromunabhängige Basis-Stromanteile verringern zusätzlich die Stromverstärkung.

Der statische Stromverstärkungsfaktor $B = I_C/I_B$ eines Bipolartransistors ist abhängig vom Kollektorstrom I_C im Arbeitspunkt. Im Folgenden werden die halbleiterphysikalischen Effekte für npn-Transistoren beschrieben, sie sind durch Umkehr der Vorzeichen von Strömen und Spannungen auch auf pnp-Transistoren übertragbar.

Der Basisstrom I_B setzt sich aus mehreren Anteilen zusammen [100], die eine unterschiedliche Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} aufweisen, die durch den Faktor n_i in der allgemeinen Gleichung:

$$I_{Bi} = I_{Si} \cdot \exp(U_{BE}/n_i U_T) \quad (3.1)$$

beschrieben werden kann ($U_T = k \cdot T / q$: Temperaturspannung).

- a) Der Rekombinationsanteil des Emitterstroms (vom Emitter in die Basis injizierte Elektronen) innerhalb der neutralen Basiszone:

$$I_{RB} = I_C \cdot t_b / \tau_n = I_{S1} \cdot \exp(U_{BE} / U_T) \quad (3.2)$$

lässt sich durch das Verhältnis von Basislaufzeit t_b und Minoritätsträger-Lebensdauer τ_n in der Basis berechnen.

- b) Den Diffusionsstrom durch Löcherinjektion von der Basis in den Emitter erhält man zu:

$$I_{D'} = K \cdot I_C = I_{S2} \cdot \exp(U_{BE} / U_T) \quad (3.3)$$

- c) Der Generations-Rekombinationsstrom innerhalb der Basis-Emitter-Sperrschicht:

$$I_{RG} = I_{S3} \cdot \exp(U_{BE} / 1.5 U_T) \quad (3.4)$$

- d) Der Oberflächen-Rekombinationsstrom an der Basis-Emitter-Grenzschicht I_S besitzt eine $\exp(U_{BE} / 2 \cdot U_T)$ -Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung.
- e) Weitere Dioden-Stromanteile I_{CH} , die durch Kanalbildung an der Halbleiter-Oberfläche entstehen, können sehr große Faktoren $n_i > 2$ bewirken (z.B. nach Bestrahlung: $n_i = 7.4$ [61]).
- f) Hinzu kommt noch der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode, der den äußeren Basisstrom verringert und von U_{CB} , nicht von U_{BE} abhängt. Bei Si-Transistoren ist dieser Strom i.a. zu vernachlässigen (Größenordnung: pA bis nA), wenn der Kollektorstrom nicht im Sub- μ A-Bereich liegt. Nach Bestrahlung kann jedoch der Einfluss wesentlich größer werden.

I_{RB} ergibt bei mittleren Kollektor-Strömen den größten Anteil am Gesamt-Basisstrom. Der Abfall der Stromverstärkung bei kleinen Kollektorströmen ist durch die zusätzlichen Basisstromanteile, die eine unterschiedliche U_{BE} -Abhängigkeit aufweisen, verursacht.

Ein durch Strahlung geschädigter Transistor erhöht die einzelnen Anteile des Basisstroms: I_{RB} wird durch die Abnahme der Minoritätsträger-Lebensdauer, I_{RG} durch die Abnahme der Majoritätsträgerdichte verändert, I_S steigt durch die Oberflächenzustandsdichte im Deckoxid, und I_{CH} kann durch Oxidladungen und die damit verursachte Anreicherung im Halbleiter entstehen. Allgemein sind beim Bipolartransistor zunächst die Oberflächenzustände dominierend, erst bei höheren Dosen die Oxidladungen [154].

Da der Anteil I_{RB} nach Gl. 3.2 von der Basislaufzeit abhängt, werden Transistoren mit hoher Transitfrequenz f_T weniger geschädigt als solche mit niedriger Frequenz f_T (siehe auch Abschnitt 3.3.4).

Ein Stromverstärkungs-Abfall bei hohen Kollektorströmen (hohe Ladungsträger-Injektion) ist durch die Erhöhung der Basis-Leitfähigkeit und die Einschnürung des Stromflusskanals infolge eines Potentialgradienten durch den Bahnwiderstand im Basisgebiet zu erklären. Dieser Hochstromeffekt ist durch einen Korrekturfaktor beschreibbar (s. Abschnitt 5.2.3.).

Die inverse Stromverstärkung B_i wird ebenfalls abnehmen und z.B. einen negativen Einfluss auf die Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ ausüben.

3.1.5. Schwellspannung von MOS-Feldeffekttransistoren

Durch positive Oxidladungen entsteht im n-Kanal-MOSFET eine Anreicherung, im p-Kanal-MOSFET eine Verarmung von Ladungsträgern, so dass die Steuerkennlinien $I_D = f(U_{GS})$ und damit die Schwellspannungen in beiden Fällen zu negativeren Spannungen verschoben werden. Phasengrenzzustände verändern ebenfalls die Schwellspannung: bei n-Kanal-Transistoren in positive Richtung, bei p-Kanal-Transistoren in negative Richtung. Durch die gleichzeitige Wirkung beider Effekte ist die effektive Verschiebung nur schwer zu beschreiben. Die absolute Degradation kann weit mehr als 10 V betragen. Diese Degradation entsteht jedoch nur bei ionisierender Strahlung, in Bezug auf Neutronen sind MOS-Strukturen sehr resistent [57,128].

Durch ein über dem Oxid anliegendes elektrisches Feld wird die Ladungsbildung beeinflusst. Eine positive Gatespannung (wie beim n-Kanal-Anreicherungs-FET im "On"-Zustand) verschiebt die positiven Ladungen zur Halbleitergrenzfläche und verstärkt die Degradation. Sogar die Frequenz einer sich ändernden Gatespannung beeinflusst die Degradation [158].

Grenzflächenzustände mit Akzeptorcharakter (gewöhnlich bei einem n-Kanal) bilden negative Raumladungen und verschieben die Schwellspannung ins Positive, solche mit Donatorcharakter (gewöhnlich bei einem p-Kanal) bilden positive Raumladungen und ergeben für die Schwellspannung eine negative Änderung. Bei n-Kanal-Transistoren sind daher der Oxidladungsaufbau und die Erhöhung der Grenzflächenzustandsdichte zwei konkurrierende Effekte. Bei hohen Dosen wird die Degradation dann nichtmonoton. Durch Annealing kann sogar eine positivere Schwellspannung als vor der Bestrahlung auftreten ("Rebound"), da die Annealinggeschwindigkeit der beiden Effekte unterschiedlich ist [23,158]. Hierdurch besteht auch eine Abhängigkeit von der Dosisrate.

3.1.6. Steilheit von Feldeffekttransistoren

Die Steilheit $g_m = dI_D/dU_{GS}$ bei konstantem Drainstrom I_D reagiert bei Feldeffekttransistoren zwar relativ wenig auf Bestrahlung, da ihre Funktion im wesentlichen auf dem Transport von Majoritätsträgern basiert, dennoch können eine Leitfähigkeitsabnahme durch "carrier removal" bei Neutroneneinfluss [152] und hauptsächlich Phasengrenzzustände auch zu einer Abnahme der Steilheit von Feldeffekttransistoren führen. Da sich die Phasengrenzzustände aus Oxidladungen bilden, sind bei MOSFET die Steilheitsänderung und die Schwellspannungsänderung miteinander korreliert.

Bei Sperrschicht-Feldeffekttransistoren wird zudem vereinzelt eine deutliche Frequenzabhängigkeit der Steilheit nach Bestrahlung beobachtet [110].

3.1.7. Sperrschichtkapazitäten, Transitfrequenz

Durch Veränderung der Halbleiter-Eigenschaften oder Bildung eines Oberflächen-Inversionskanals können sich Sperrschicht-Kapazitäten, z.B. die Kollektor-Basis-Kapazität eines Transistors, durch Bestrahlung stark vergrößern [39,61,161].

Tiefliegende Traps führen zu einer starken Frequenzabhängigkeit der Sperrschichtkapazität eines pn-Übergangs (Anstieg bei Frequenzen unter 10 kHz) nach einer Bestrahlung, besonders bei geringen Sperrspannungen [2,53,181]. Ein Verlauf in mehreren Stufen zeigt, dass Zustände mit verschiedenen Zeitkonstanten existieren [65]. Höherdotierte Gebiete (z.B. Basis-Emitter-Sperrschicht) sind weniger empfindlich [161]. Bei höheren Frequenzen (>10 kHz) kann die Sperrschichtkapazität auch kleiner werden [53].

Bei Dioden und Transistoren in Schalteranwendungen kann sich die Ausschaltzeit durch Bestrahlungs-Degradation verkürzen, wenn die Minoritätsträgerlebensdauer deutlich reduziert wurde.

Aussagen über die Degradation der Transitfrequenz von Bipolartransistoren widersprechen sich: teils wird eine starke Abnahme genannt [63,107], teils im wesentlichen Konstanz [14,53]. Erklärbar wäre eine Abnahme durch Erhöhung des Kollektor-Bahnwiderstands.

3.1.8. Rauschen

Eine Erhöhung des Eigenrauschens der Halbleiterbauteile wird verursacht durch:

- Vergrößerung der Bahnwiderstände und eventueller integrierter Halbleiterwiderstände
- Zunahme der Oberflächenströme und damit verbundener Rauschströme, vor allem bei niedrigen Frequenzen ($1/f$ -Rauschen)
- Erhöhung des Basisstroms der Bipolartransistoren und allgemeiner Sperrströme, verbunden mit "Shot Noise"
- Zuwachs an Inhomogenitäten durch Versetzungsschädigung

Experimentelle Ergebnisse bestätigen die Verschlechterung der Rauscheigenschaften, insbesondere im niedrigen Frequenzbereich [67,89,126].

3.1.9. Integrierte Schaltungen

Obwohl die Ursachen für Degradationserscheinungen identisch sind, reagieren monolithisch integrierte Schaltungen auf radioaktive Bestrahlung weitgehend intensiver als die diskreten Bauelemente an sich [56,78,79,83,117]. Dafür gibt es mehrere Gründe:

- Häufig haben integrierte Transistoren eine niedrige Transitfrequenz (wenige MHz), so dass deren Strahlenempfindlichkeit groß ist.
- Durch vernetzte Oxidstrukturen ergibt sich ein erheblich größerer Einfluss erzeugter Oxidladungen.
- Die meisten Transistoren werden unter sehr kleinen Kollektorströmen betrieben, was sich negativ in Bezug auf deren Degradation auswirkt.
- Die Sperrschichtisolation zur Trennung der verschiedenen Elemente auf einem Substrat, verbunden mit der möglichen hohen Zunahme von Halbleiter-Sperrströmen, kann zu einer

nicht gewünschten Verkopplung führen. Bei einer Oxidwannen-Isolation tritt dieser Effekt nicht auf.

- Integrierte Halbleiterwiderstände verändern sich stärker als diskrete Widerstände auf Kohle- oder Metallschichtbasis.
- pnp-Lateral-Transistoren sind schlechter als vertikale Strukturen. Dieser Nachteil wird jedoch durch neuere Technologien, mit denen auch substratisolierte vertikale pnp-Transistoren integrierbar sind, aufgehoben.
- Durch mehrschichtige Halbleiterzonen sind Thyristorstrukturen vorhanden, die aufgrund von Fotoströmen zünden können und zu einem Latchup oder zur Zerstörung führen.

Bei integrierten Schaltungen treten besonders große Unterschiede zwischen verschiedenen Typen, Herstellern und Produktionschargen desselben Herstellers auf.

Durch lokale Behandlung der integrierten Schaltung mit einem Elektronenstrahl kann man die Empfindlichkeit einzelner Stufen bestimmen [117].

Aufgrund der Bauelemente-Degradationen werden sich z.B. in Operationsverstärkern die meisten Parameter ändern:

- Die Eingangs-Offsetspannung und der Eingangs-Offsetstrom aufgrund unsymmetrischer Degradation der Transistoren in der Eingangsstufe und Pegelverschiebungen in nachfolgenden Stufen (letzteres vor allem, wenn die Verstärkung der ersten Stufe relativ klein ist)
- Anstieg des Biasstroms aufgrund der Stromverstärkungsabnahme von Bipolartransistoren bzw. aufgrund der Gate-Sperrströme der Feldeffekttransistoren
- Meist Abnahme der Stromaufnahme aufgrund der Degradation der internen Widerstände und Stromspiegel (häufig aus pnp-Transistoren)
- Durch Abnahme der Arbeitspunktströme Auswirkungen auf die Leerlaufverstärkung und die dynamischen Parameter
- Abnahme der Strom- und Spannungs-Aussteuerbarkeit des Ausgangs
- Für das Rauschen gelten auch hier die allgemeinen Aussagen aus 3.1.8.

Da die Arbeitspunktströme eine wichtige Rolle spielen, wird man aus der Veränderung der Gesamtstromaufnahme Schlüsse auf die Degradation anderer Eigenschaften ziehen können.

3.1.10. Spezielle strahlenresistente Bauelemente

Einige Literaturstellen weisen darauf hin, dass spezielle Bauteilklassen eine wesentlich höhere Strahlenresistenz aufweisen als die in den vorhergehenden Abschnitten beschriebenen Silizium-Bauelemente. Dies sind:

- Extrem hochdotierte Halbleiterelemente, wie z.B. Tunneldioden [25,67,157].
- GaAs-MESFET [3,4,5,6,9,21,43,73,75,119,198,199,200], die allerdings einige ungünstige elektronische Eigenschaften im Niederfrequenzbereich aufweisen (Rauschen, frequenzabhängige Steilheit) [206,208] und bisher nicht als komplementäre Bauteile erhältlich waren

(nur n-Kanal-Transistoren). Seit kurzer Zeit sind jedoch auch komplementäre Sperrschicht-FET aus GaAs bekannt.

- Thermionische integrierte Schaltungen (Mikro-Miniatur-Elektronenröhren auf einem Keramiksubstrat) [103] und mikrostrukturierte Feldemissions-Bauelemente [64], die jedoch zur Zeit nur als Labormuster existieren.
- Vermutlich allgemein Elektronenröhren mit den bekannten Nachteilen, wie der große Platzbedarf und die hohe Leistungsaufnahme.

3.2. Einflussfaktoren

Die quantitative Degradation durch Strahlenschäden hängt von mehreren Randbedingungen ab.

3.2.1. Arbeitspunkt während der Bestrahlung und des Ausheilens

Die Biasbedingungen, das heißt die während der Bestrahlung am Bauteil anliegenden Spannungen und Ströme, modifizieren die Degradation [1,14,18,23,24,35,53,58,61,100, 122,124,154]. In den umfangreicheren Datensammlungen (s. Abschnitt 3.3.5) wurden die Bauelemente gewöhnlich im ungünstigsten Betriebszustand, z.B. stromlos mit relativ hohen Sperrspannungen bestrahlt [19,190,191,192,193]. Hierdurch wird zwar ein qualitativer Vergleich zwischen verschiedenen Bauelementen und eine pessimistische Beurteilung der Einsatzfähigkeit ermöglicht, durch optimierte Auswahl des Arbeitspunkts können aber die Strahlenresistenz entscheidend erhöht und die Zuverlässigkeit der Schaltung verbessert werden. Der Schaltungstechniker kann hierauf gezielt Einfluss nehmen und die Strahlenbelastbarkeit positiv beeinflussen, indem die Bauteile in günstigen Arbeitspunkten betrieben werden.

Da zum Beispiel die Schädigung des Stromverstärkungsfaktors B vom Arbeitspunkt sowohl während der Bestrahlung, wie auch bei der Messung abhängt, existieren verschiedene Messmethoden und Darstellungsformen, um diese Einflüsse zu berücksichtigen. Sie liefern jedoch unterschiedliche Ergebnisse:

- a) Alle Probanden werden während der Bestrahlung in einem konstanten und gleichen Arbeitspunkt betrieben, und die Messung der Stromverstärkung erfolgt über mehrere Dekaden des Kollektorstroms. Hierbei lässt sich z.B. erkennen, dass gerade bei kleinen Messströmen die Degradation besonders stark ist.
- b) Die Probanden werden in verschiedenen Arbeitspunkten bestrahlt (Gruppen von Probanden mit gleichem Arbeitspunkt für statistische Aussagen), und die Messergebnisse der Stromverstärkung bei identischem Kollektorstrom oder identischem Basisstrom werden gegenübergestellt. Damit lässt sich die arbeitspunktabhängige Schädigung untersuchen.
- c) Die Probanden werden in Gruppen unter dem gleichem Arbeitspunkt während der Bestrahlung *und* während der Messung behandelt. Dieses Verfahren ist am praxisnächsten, da die Degradation der effektiv wirksamen Stromverstärkung in einer Schaltung bestimmt wird (vorausgesetzt, der Arbeitspunkt ändert sich nicht sehr stark). Es lassen sich aber die

grundsätzlich vorhandene I_C -Abhängigkeit der Stromverstärkung, die durch Bestrahlung noch verstärkt wird, und die arbeitspunktabhängige Schädigung hierbei nicht voneinander trennen.

In der Literatur wird meistens das Verfahren nach a) angewendet und seltener die größere Arbeitspunktabhängigkeit nach b) berücksichtigt. Die eigenen Untersuchungen werden mit beiden Verfahren a) und b) ausgewertet, die Ergebnisse nach c) lassen sich dann aus den beiden Einzelergebnissen herleiten.

Bei b) ist noch zu unterscheiden, ob der Kollektorstrom oder der Basisstrom konstant gehalten wird. Im zweiten Fall ergeben sich im Bereich unterhalb des Stromverstärkungsmaximums etwas größere Degradationsauswirkungen. Bei einer Kontrollrechnung ergab sich mit den gemessenen Degradationsdaten des BFY90 bei 30 kGy und dem relativ kleinen Basisstrom $I_B = 1 \mu A$ ein relativer Fehler der β -Änderung von etwa 10%.

Bekannt ist die Ursache der Arbeitspunktabhängigkeit in Zusammenhang mit Oxidstrukturen: Die durch Ionisation generierten Ladungen werden durch ein elektrisches Feld getrennt, sowohl durch die äußere Spannung zwischen Substrat und Metallisierung über dem Oxid, wie auch durch ein inneres Feld aufgrund der Differenz der Austrittsarbeiten von Halbleiter und Metall. Ist die Feldstärke gering, kann ein höherer Anteil rekombinieren; werden die Löcher in Richtung der Halbleiter-Phasengrenze bewegt, ist die Auswirkung größer als beim Transport in die entgegengesetzte Richtung. Experimentelle Ergebnisse [67,123] zeigen, dass die Degradation der Schwellspannung von MOSFET in der Nähe von $U_{GS} = 0$ am geringsten und für positive Gate-Spannungen größer als bei negativen Spannungen ist (siehe auch 3.3.3). In [50] wurde dagegen festgestellt, dass die geringste Schwellspannungsänderung bei negativen Gate-Source-Spannungen auftritt.

Während einige Literaturstellen keine wesentliche Abhängigkeit der Bipolartransistor-Degradation vom Arbeitspunkt während der Bestrahlung angeben [154], weisen andere auf eine solche (hauptsächlich vom Kollektorstrom) hin, ohne sie jedoch zu deuten [53]. Für die $1/\beta$ -Degradation gilt, dass diese durch eine Sperrspannung an der Basis-Emitter-Diode verstärkt wird, durch eine entsprechende Flussspannung vermindert wird, stark vermindert durch eine Flussspannung am Basis-Kollektor-Übergang, d.h. wenn der Transistor in Sättigung betrieben wird [61]. Im Inversbetrieb entstand eine extreme Degradation der Eingangskennlinie [61]. Eine Beeinflussung durch ein äußeres elektrisches Feld (Spannung am isolierten Metallgehäuse) wurde von Peck et al. [122] nachgewiesen, bei Goben et al. [61] war wiederum kein Einfluss messbar.

Die Degradation des Sperrstroms eines Halbleiterübergangs ist sehr von der anliegenden Sperrspannung abhängig [122]. Die Durchbruchspannung degradiert um so mehr, je höher die anliegende Sperrspannung ist [15].

Auch bei der Degradation von Sperrschichtkapazitäten ist ein Arbeitspunkteinfluss festzustellen: bei hoher Sperrspannung steigt die Kollektor-Basis-Kapazität stärker an, während ein Betrieb ohne Spannung oder in Vorwärtsrichtung kaum Veränderung bewirkt [61,161]. Bezüglich der Transitfrequenz mindert eine hohe Stromdichte die Degradation [14].

Auch beim Ausheilen ist eine Arbeitspunktabhängigkeit nachzuweisen. Es gilt hier ähnlich der Einflüsse während der Bestrahlung, dass ein Stromfluss durch das Bauelement von Nutzen ist.

3.2.2. Weitere Einflussfaktoren

Viele weitere Randbedingungen beeinflussen die Degradation (in Klammern Beispiele der Abhängigkeiten):

Verwendetes Bauteil:

- Bauteiltyp
- Halbleitermaterial (Si, Ge, GaAs,...) [102]
- Oxid (trockenes/nasses Oxid; kristallin/amorph; Oxidationstemperatur; Dicke; Verunreinigungen)
- Technologie
- Dotierstoffe und -verfahren (Diffusion, Implantation)
- Verunreinigungen
- Gehäuse
- Hersteller, Charge, Exemplar

Umgebung:

- Temperatur
- Bestrahlungs-Vorgeschichte
- Zeit nach der Bestrahlung

Eigenschaften der Strahlung:

- Strahlungsart (Photonen, Elektronen, Neutronen, Protonen, Ionen) [30,56,67,128,197]
- Teilchenenergie bzw. Spektrum
- Dosisrate [37,137,140,158,159,185]

Bild 3.1 gibt ein Beispiel der Transistor-Schädigung (Veränderung der Stromverstärkung) mit 2 MeV-Protonen, Reaktor-Neutronen (0...5 MeV), 2 MeV-Elektronen und ^{60}Co -Gammastrahlung (1.3 MeV). Neben der Fluenz-Skalierung auf der Abszisse ist für jede Kurve auch ein Bezugswert für die absorbierte Dosis in Gy(Si) angegeben. Man erkennt, dass sehr unterschiedliche Absorptions-Energien notwendig sind, um mit den einzelnen Strahlungsarten die gleiche Degradation zu erhalten; vor allem Neutronen erzeugen schon bei geringen Dosen große Schädigungen.

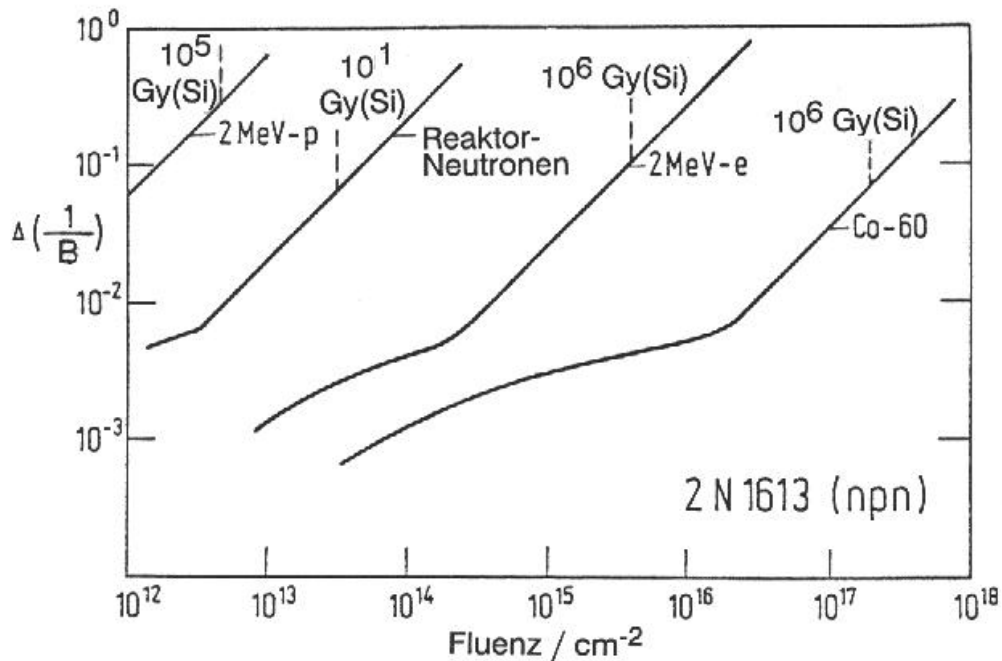


Bild 3.1: Schädigung eines Transistors unter verschiedenen Strahlungsarten [67]

3.3. Quantitative Bestrahlungsdaten

Wenn auch, wie im letzten Abschnitt aufgezeigt wurde, die Vielzahl an Einflussfaktoren auf die quantitative Schädigung und das parallel ablaufende Ausheilen eine Vorhersage der Degradation unmöglich macht, so kann man doch für einzelne Effekte die Charakteristik des Degradationsverlaufs aufzeigen. Die bekannten Gesetzmäßigkeiten sind in den folgenden Abschnitten zusammengestellt.

3.3.1. Relevanz der Parameterdegradation

Inwieweit die Veränderung eines Bauteilparameters von Bedeutung ist, hängt alleine von der Auswirkung auf die verwendete Schaltung und von ihren geforderten Eigenschaften ab. Gerade bei Halbleiterelementen sind häufig große Streubreiten vom Hersteller angegeben (z.B. Stromverstärkungsfaktor bei Bipolartransistoren oder Sättigungsstrom bei Feldeffekttransistoren). Ist die Schaltung so ausgelegt, dass sie für alle Exemplare innerhalb der Streubreite funktioniert, wird auch eine relativ große Degradation innerhalb dieses Intervalls keine nachteiligen Auswirkungen haben. Anders ist der Fall, wenn die Exemplarstreuung einen Abgleich der Schaltung erfordert; dann kann sich eine geringe Änderung durch Bestrahlung schon deutlich auswirken.

Wie diese Beispiele zeigen, ist es nicht möglich, allgemeingültige Ausfallkriterien festzulegen. Sinnvoll auf der Bauteilebene ist eventuell die Einhaltung herstellergenannter Grenzwerte (z.B. Sperrströme). Wenn aber die Degradation in der selben Größenordnung wie die Streuung der Ausgangswerte liegt, ist eine Grenze festzulegen, die in der betrachteten speziellen Schaltung noch einen akzeptablen Betrieb zulässt. Toleranzen der Schaltungseigenschaften müssen individuell definiert werden.

3.3.2. Degradationsverlauf über der Dosis

Die funktionale Abhängigkeit der Parameterdegradation über der Bestrahlungsdosis ist nicht einheitlich. Teilweise wird ein lineares Verhalten angenommen, z.B. für $1/B$ bei Neutronenbestrahlung: $\Delta 1/B = K \cdot \Phi$, teilweise ein nichtlineares, sättigendes Verhalten bei Gammabestrahlung: $\Delta 1/B = K \cdot D^n$ ($0.5 \leq n \leq 1$) [107] oder $\Delta 1/B = K \cdot (1 - \exp(-\alpha \cdot D))$ [61]. Die Änderung der Schwellspannung ΔU_{th} ist bei kleinen Dosen zunächst linear [93] und sättigt bei hohen Dosen [54] (siehe nächsten Abschnitt).

Ein Sättigungsverhalten liegt grundsätzlich auch nur bis zu einem begrenzten Dosisbereich vor. Vor allem, wenn dann Verlagerungsschädigungen dominieren, wird eine stetige Degradation mit zunehmender Dosis zu beobachten sein.

Beobachtet werden aber auch nichtmonotone Verläufe, vor allem wenn konkurrierende Effekte wie Schädigung und Ausheilung oder Ladungsaufbau und Bildung von Phasengrenzzuständen parallel auftreten. Einige Vorgänge, wie z.B. der letztgenannte, laufen sehr langsam ab, so dass die Bestrahlungszeit bzw. die Dosisrate ebenfalls den Verlauf beeinflussen.

Die Streuung unterschiedlicher Exemplare aus derselben Produktionscharge ist im Allgemeinen gering im Vergleich zur Streubreite zwischen verschiedenen Herstellungsproduktionen. Zu beobachten ist auch eine Abnahme der Streuung zu höheren Dosen hin [122].

3.3.3. Modell zur Beschreibung der Degradation durch Oxidladungen

Das folgende Modell in Anlehnung an Freeman und Holmes-Siedle [54] berechnet die maximal mögliche Schwellspannungsänderung einer MOS-Struktur unter folgenden idealisierten Bedingungen:

- Im gesamten Oxidvolumen werde durch Bestrahlung eine homogene Dichte von Elektronen-Loch-Paaren erzeugt. Die Generationsdichte in Siliziumdioxid beträgt $G = 8 \cdot 10^{14} \text{ Gy}^{-1} \cdot \text{cm}^{-3}$ (s. Abschnitt 2.3.).
- Die Rekombinationsrate der erzeugten Ladungsträger ist abhängig vom elektrischen Feld E , mit einer empirisch zu ermittelnden Ausbeute $f(E)$ der generierten Löcher.
- Die Löcher werden in einer Fläche parallel zur Halbleiter-Isolator-Grenzschicht festgehalten, wenn sie durch das innere elektrische Feld in Richtung dieser Fläche beschleunigt wurden.
- Die Trap-Einfangausbeute der Löcher betrage A .
- Die Ladungen seien in der Fläche gleichmäßig verteilt und deren Dichte könne beliebig groß werden, d.h. es trete keine Sättigung der stationären Ladung ein.
- Effekte durch Grenzflächenzustände werden vernachlässigt.
- Das Ausheilen der erzeugten Oxidladung werde vernachlässigt.

Die Spannung über dem Oxid U_{ox} setzt sich aus der außen angelegten Spannung und der Differenz der Austrittspotentiale vom Silizium und dem Gatemetall zusammen.

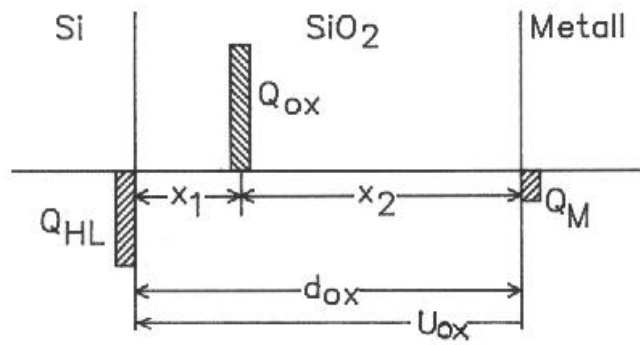


Bild 3.2: MOS-Struktur für die Modellentwicklung

Um zu zeigen, dass eine theoretische Abhängigkeit der Degradation von U_{ox} besteht und die Schwellspannungsänderung stets negativ ist, wird die Herleitung aus [54] im Folgenden verkürzt wiedergegeben. Unter den genannten Voraussetzungen wird in der geometrischen Struktur, die schematisch in Bild 3.2 abgebildet ist (Querschnittsfläche F), durch die absorbierte Dosis D eine Ladungsmenge $N \cdot q$ (q = Elementarladung) generiert und zur Trap-Schicht bewegt, mit:

$$N = G \cdot D \cdot F \cdot x_2 \quad \text{für } U_{ox} > 0 \quad (3.5a)$$

$$N = G \cdot D \cdot F \cdot x_1 \quad \text{für } U_{ox} < 0 \quad (3.5b)$$

Die Flächenladungsdichte Q_{ox} , die sich im Abstand x_1 vom Silizium anreichert, beträgt dann:

$$\begin{aligned} Q_{ox} &= f(E) \cdot A \cdot N \cdot q / F \\ &= G \cdot q \cdot D \cdot x_2 \cdot f(E) \cdot A \quad \text{für } U_{ox} > 0 \end{aligned} \quad (3.6a)$$

$$= G \cdot q \cdot D \cdot x_1 \cdot f(E) \cdot A \quad \text{für } U_{ox} < 0 \quad (3.6b)$$

Die influenzierte Flächenladungsdichte Q_{HL} im Halbleiter lässt sich berechnen zu [54]:

$$Q_{HL} = - Q_{ox} \cdot x_2 / d_{ox} \quad (3.7)$$

und die resultierende Schwellspannungsänderung ΔU_{th} beträgt dann mit der Oxidkapazität

$$C_{ox} = \epsilon_{ox} \cdot \epsilon_0 \cdot F / d_{ox} :$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{th} &= Q_{HL} \cdot F / C_{ox} \\ &= - G \cdot q \cdot D \cdot x_2^2 \cdot f(E) \cdot A / (\epsilon_{ox} \cdot \epsilon_0) \quad \text{für } U_{ox} > 0 \end{aligned} \quad (3.8a)$$

$$= - G \cdot q \cdot D \cdot x_1 \cdot x_2 \cdot f(E) \cdot A / (\epsilon_{ox} \cdot \epsilon_0) \quad \text{für } U_{ox} < 0 \quad (3.8b)$$

Zunächst verändert sich die Trap-Ladung proportional mit der Dosis. Durch den Ladungsaufbau im Oxid verändert sich jedoch das Feld und damit auch $f(E)$. Sobald trotz äußerer Spannung das Oxid außerhalb der Grenzschicht feldfrei wird, werden keine weiteren Ladungen mehr aus dem Oxidvolumen zur Grenzschicht befördert, die Ladung sättigt also bei höheren Dosen. Der Sättigungswert der Spannungsverschiebung ist gegeben durch [54]:

$$\Delta U_{th, sat} = - U_{ox} \cdot (d_{ox}/x_1 - 1) \quad \text{für } U_{ox} > 0 \quad (3.9a)$$

$$\Delta U_{th, sat} = + U_{ox} \quad \text{für } U_{ox} < 0 \quad (3.9b)$$

Die Degradation wird also stark von der angelegten Spannung und den geometrischen Parametern d_{ox} und x_1 beeinflusst, die Änderung ΔU_{th} ist in allen Fällen negativ. Die Oxiddicke als technologische Größe hat durch den quadratischen Einfluss von x_2 in Gleichung 3.8a große Bedeutung: Strukturen mit dünner Oxidschicht degradieren weniger.

Bild 3.3 beschreibt den asymptotischen Verlauf der Schwellspannungsverschiebung über der Bestrahlungsdosis für verschiedene Spannungen U_{ox} unter den Annahmen, dass der Einfangwirkungsgrad $A = 1$ beträgt und $d_{ox} = 100 \text{ nm}$ und $x_1 = 10 \text{ nm}$ sei.

Allgemein ist die Veränderung bei positiver Oxidspannung U_{ox} größer als bei betragsmäßig gleich großer negativer Spannung. Diese Eigenschaft ergibt bei MOS-Feldeffekttransistoren auch prinzipielle Unterschiede in der Strahlenhärte von Schaltungen mit n-Kanal- bzw. p-Kanal-Transistoren und Anreicherungs- bzw. Verarmungstypen.

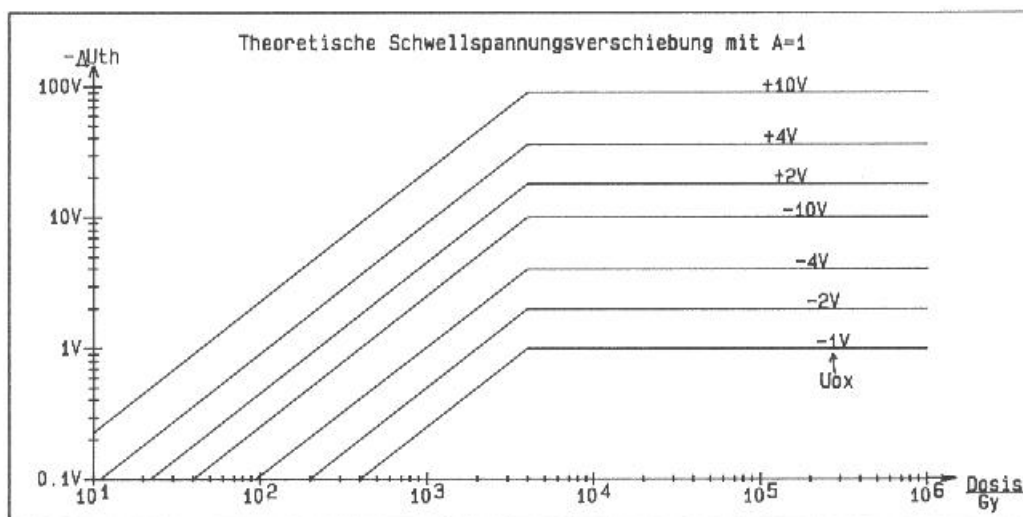


Bild 3.3: U_{th} -Degradation für verschiedene Oxid-Spannungen, nach [54]

In der Realität sind jedoch die oben angegebenen Voraussetzungen nicht erfüllt, so dass die berechnete Spannungsverschiebung nur den ungünstigsten Fall wiedergibt. Vor allem die Einfangwahrscheinlichkeit A ist häufig wesentlich kleiner als 1. Der technologieabhängige Parameter A wird als Gütekriterium für die Strahlenhärte einer Oxidstruktur angesehen und beträgt nach [54] etwa zwischen 0.01 bis 0.9. Bild 3.4 zeigt die Auswirkungen unterschiedlicher Einfangwahrscheinlichkeiten mit $U_{ox} = 10 \text{ V}$ und den gleichen geometrischen Abmessungen wie für Bild 3.3.

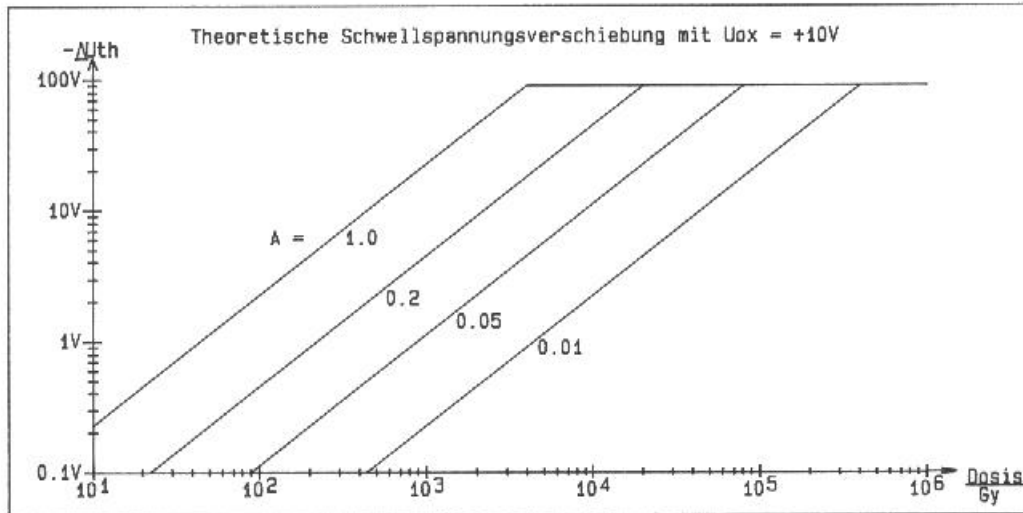


Bild 3.4: U_{th} -Degradation für verschiedene Einfangwahrscheinlichkeiten, nach [54]

Weiterhin kann eine Sättigung auch dadurch eintreten, dass alle Störstellen an der Grenzschicht mit positiven Ladungen belegt sind. In diesem Fall beträgt mit der Sättigungs-Flächenladungsdichte Q_{sat} die maximale Schwellspannungsverschiebung [54]:

$$\Delta U_{th} = - Q_{sat} \cdot x_2 / (\epsilon_{ox} \cdot \epsilon_0) \quad (3.10)$$

Einige experimentelle Untersuchungen belegen die Proportionalität zwischen Sättigungsladung bzw. Schwellspannungsverschiebung und positiver Spannung über der Oxidschicht [123,155]. Deutliche Abweichungen vom vorgestellten Modell sind jedoch festzustellen, wenn die Phasengrenzzustandsdichte ebenfalls die Schwellspannung verändert [54].

Das beschriebene Modell zur Schwellspannungs-Degradation von MOSFET wird in Abschnitt 5.3.3. bei der Diskussion der Messergebnisse angewendet.

Ein besonderer Effekt tritt bei höherfrequenter Modulation des Gatepotentials mit relativ hoher Amplitude auf. Für diesen Fall ist die Degradation geringer, da aufgrund der Trägheit der Löcher die Wahrscheinlichkeit zur Rekombination mit den erzeugten Elektronen wächst. Auch dieses ist in der Literatur experimentell bestätigt [158].

3.3.4. Allgemeine Gesetzmäßigkeiten bei Neutronenbestrahlung

Während für ionisierende Strahlung bis auf die im letzten Abschnitt beschriebene Worst-Case-Betrachtung der Oxidladungen noch keine allgemeinen quantitativen Gesetzmäßigkeiten für die Degradation von Halbleiter- und Bauteilparametern angegeben werden können, werden für Neutronenstrahlung in der Literatur verschiedene lineare Abhängigkeiten genannt, z.B. [23,40]:

- für die Minoritätsträger-Lebensdauer: $1/\tau = 1/\tau_0 + k_\tau \cdot p$ (3.11)

- für die Majoritätsträgerladung: $N = N_0 - k_N \cdot p$ (3.12)

- für die Beweglichkeit: $1/\mu = 1/\mu_0 + k_\mu \cdot p$ (3.13)

wobei die Schädigungskonstanten k_τ , k_N und k_μ von verschiedenen Halbleiterparametern abhängen und empirisch zu ermitteln sind.

Für größere Änderungen der Majoritätsträger-Ladungsdichte wird eine exponentielle Funktion angegeben [110,150]:

$$N = N_0 \cdot \exp(-k_N' \cdot \Phi) \quad (3.14)$$

Die Schädigungskonstante k_N' ist abhängig von N_0 und beträgt nach [150]:

$$\text{für n-Silizium: } k_N' = 0.011 \text{ cm}^2 \cdot (N_0 \cdot \text{cm}^3)^{-0.82}$$

$$\text{für p-Silizium: } k_N' = 0.0025 \text{ cm}^2 \cdot (N_0 \cdot \text{cm}^3)^{-0.77}$$

Auch für die Degradation des Stromverstärkungsfaktors B von Bipolartransistoren lässt sich eine interessante Abhängigkeit angeben [1,53,107,124]:

$$1/B = 1/B_0 + K_B \cdot \Phi / (2\pi f_T) \quad (3.15)$$

$$\text{mit } k_B = (0.4 \dots 1.7) \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2/\text{s}$$

Die Auswertung dieser linearen Abhängigkeit wird von Poblentz et al. [124] sogar zur Dosimetrie der Neutronenfluenz vorgeschlagen.

Die $1/B$ -Schädigung ist nach Gl. 3.15 direkt mit der Transistfrequenz f_T des Transistors korreliert, d.h. Transistoren mit guten Hochfrequenzeigenschaften weisen eine geringere Degradation auf. Die Streuung von k_B ist dennoch recht groß, auch für Exemplare desselben Typs.

Von Ahlport et al. [1] wird außerdem ein Verfahren zur empirischen rechnerischen Behandlung der Kollektorstromabhängigkeit der Schädigungskonstanten mit 3 zusätzlichen Parametern angegeben.

Diese Gesetzmäßigkeiten können jedoch durch eigene Experimente im Rahmen dieser Arbeit nicht überprüft werden, da keine Bestrahlungsmöglichkeit mit Neutronen zur Verfügung steht.

3.3.5. Datensammlungen von Bauelementen

Zahlreiche Veröffentlichungen enthalten Degradationsdaten einzelner Bauelemente für Neutronen-, Elektronen- oder Gammabestrahlung.

Beim Hahn-Meitner-Institut in Berlin werden im Auftrag von Firmen Bestrahlungsuntersuchungen an elektronischen Bauelementen durchgeführt. Die umfangreichen Ergebnisse (bis 1987 etwa 490 Untersuchungen) sind in [18,19,25,190,191,192,193] zusammengefasst. Bei Vergleichen mit Messergebnissen wird in dieser Arbeit Bezug darauf genommen.

Verschiedene Veröffentlichungen geben in geringerem Umfang Bestrahlungsdaten und Vergleiche unterschiedlicher Bauelemente an, z.B. [10]. Sicherlich existieren noch geheime Unterlagen der militärischen Forschung, die sich aber wohl schwerpunktmäßig mit Strahlungspulsen extrem hoher Dosisrate befassen.

Bei der Firma Interatom wird zur Zeit eine Datenbank der verfügbaren Ergebnisse eingerichtet.

Auf die Problematik, dass viele Untersuchungen die Bauelemente nur in konstanten Arbeitspunkten behandeln, wurde oben schon hingewiesen. Bei den eigenen Experimenten stehen der Vergleich verschiedener Arbeitspunkte und der Betrieb in konkreten Schaltungen im Vordergrund.

4. Experimentelle Bedingungen und Messaufbau

In diesem Kapitel werden die Randbedingungen für die praktischen Gamma-Bestrahlungsversuche beschrieben, um einen Vergleich mit anderen Ergebnissen, z.B. aus der Literatur ziehen zu können, da die Schädigung von der verwendeten Strahlung abhängt. Neutronenuntersuchungen wurden nicht durchgeführt, da hierzu keine technische Möglichkeit in Ortsnähe bestand und Handhabungsprobleme durch radioaktive Kontamination auftreten.

Die zu berücksichtigenden Hauptaspekte der Untersuchungen und Voraussetzungen für die Messungen sind:

- Wegen des großen Zeit- und Kostenaufwands für jedes einzelne Experiment sollte die Anzahl der Untersuchungen auf ein Minimum beschränkt werden.
- Die Untersuchungen beschränkten sich auf handelsübliche Typen der Standard-Bauteilklassen Bipolar-, Sperrschicht-Feldeffekt-, MOS-Feldeffekt-Transistoren, Z-Dioden und integrierte Operations- bzw. Transimpedanzverstärker, sämtlich aus Silizium. Dabei konnten nur jeweils wenige verschiedene Typen bestrahlt werden, vorrangig leicht beschaffbare und an anderer Stelle getestete. Von jedem Typ wurden 5 Exemplare untersucht, um statistische Aussagen abzuleiten. Andere spezielle Bauteilklassen, die laut Literaturaussagen eine bessere Strahlenresistenz versprechen (s. Abschnitt 3.1.10.), wurden nicht getestet.
- Die Messung der Bauteileigenschaften sollte - soweit möglich - fortlaufend während der Bestrahlung erfolgen.
- Um Auswirkungen von Fehlern abzuschwächen und sie während des Experiments zu erkennen, waren Kontroll- und Sicherungsfunktionen vorzusehen.
- Für die Messungen bzw. Simulationen der Schaltungs-Degradation wurden die Bauteiletypen eingesetzt, die sich in den Vortests als geeignet erwiesen hatten.

4.1. Strahlungsumgebung

Die Bestrahlungsexperimente an Bauelementen und Schaltungen wurden in der Kernforschungsanlage Jülich im Abklingbecken für Brennelemente des Forschungsreaktors "DIDO" durchgeführt (Bild 4.1). Das Lagerbecken hat eine Grundfläche von $5.5 \cdot 6 \text{ m}^2$ und eine Wassertiefe von 6 m. In röhrenförmigen Halterungen befinden sich die Brennelemente. Dazwischen werden die Behälter mit den Probanden positioniert.

Nach einem vorliegenden Analysebericht [214] ist die auftretende Strahlung wie folgt zu charakterisieren: Die Brennelemente werden erst nach einer 14-tägigen Zwischenlagerung in das Abklingbecken gebracht, daher ist der Neutronenfluss vernachlässigbar klein, und die Strahlung kann als fast reine Gamma-Strahlung betrachtet werden. Das Energiespektrum ist abhängig von der Lagerzeit. Dabei nimmt die mittlere Energie von etwa 900 keV auf etwa 600 keV ab. Es treten auch Spektralanteile bis etwa 2.5 MeV auf, deren relative Intensität aber im Vergleich zum Hauptanteil nur etwa 10^{-2} nach 30 Tagen und 10^{-4} nach 120 Tagen beträgt. Im wesentlichen liegt das Spektrum zwischen 0.6 MeV und 0.8 MeV.

Die Dosisrate ist durch Variation der Anzahl Brennstäbe und deren Abstand zum Versuchsbehälter einstellbar. Die Dosisrate kann durch Kontrollmessungen vor dem Experiment nur grob abgeschätzt werden. Die exakte Dosis wird mit Hilfe eines Glasdosimeters oder eines Thermo-Lumineszenz-Dosimeters im Bestrahlungsbehälter während des Versuchs registriert, so dass die Werte der Dosis bzw. Dosisrate erst nach dem Experiment zur Verfügung stehen.

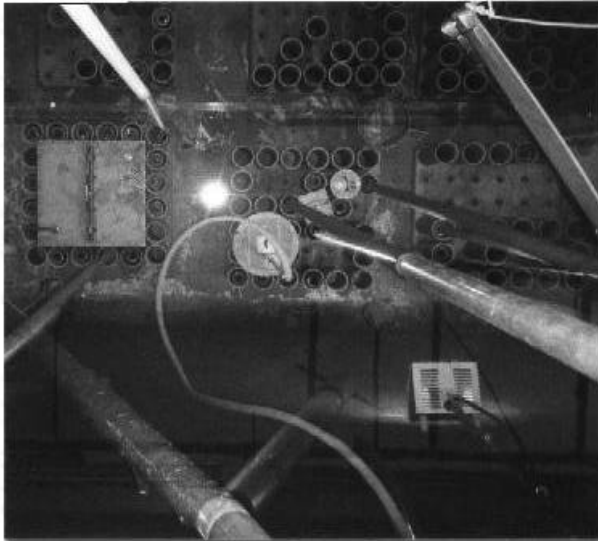


Bild 4.1: Blick in das Abklingbecken der KFA Jülich

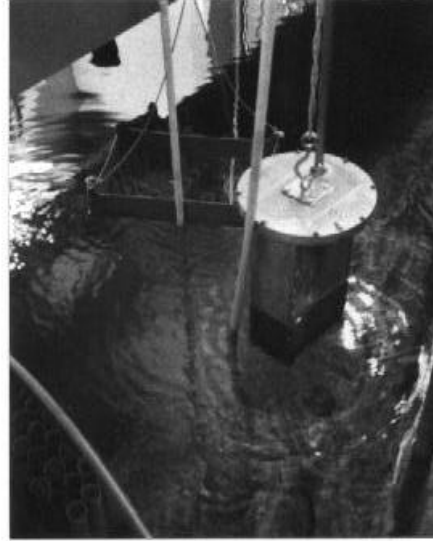


Bild 4.2: Der Versuchsbehälter beim Absenken in das Becken

4.2. Technische Versuchsbedingungen

Die zu bestrahlenden Objekte werden in einem wasserdichten 80 cm hohen Aluminiumbehälter mit kreisrundem Querschnitt (35 cm Durchmesser) oder rechteckigem Querschnitt ($35 \cdot 16 \text{ cm}^2$) untergebracht (Bild 4.2). An dessen Verschlussdeckel sind ein Rohr und daran ein Kunststoffschlauch angebracht, durch die Zuleitungskabel über die Wasseroberfläche bis zur Messstelle geführt werden können. Dadurch ist eine aktive Kontrolle der Probanden während der Bestrahlung möglich, bei der Konzeption des Messsystems sind jedoch der enge Schlauchdurchmesser von 22 mm und die benötigte Zuleitungslänge von mindestens 10 m zu berücksichtigen. Es kann außerdem ein dünnes Rohr zur Gasdurchspülung (z.B. Stickstoff oder Helium) durchgeführt werden.

Die Temperatur am Beckenboden beträgt zwischen 22°C und 30°C . Die Dosisrate kann maximal bis etwa $500 \text{ Gy/h} = 0.14 \text{ Gy/s}$ eingestellt werden. Die Bestrahlungsdauer der einzelnen Experimente betrug zwischen 7 und 15 Tage, die Gesamtdosis aller Versuche zusammen etwa 220 kGy.

4.3. Verwendetes Messsystem

Die zu messenden Bauteile- und Schaltungs-Daten sollten kontinuierlich während der Bestrahlung erfasst werden (Online-Messung), um den Verlauf der Degradation, sowie kurzzeitige oder nichtmonotone Änderungen erkennen zu können.

Während beim ersten Bestrahlungsexperiment die Messwerte noch von einem Digitalmultimeter abgelesen und notiert wurden, wurde für die folgenden Untersuchungen ein vollautomatisches rechnergesteuertes Messsystem entworfen und aufgebaut, das die Messdaten in Dateien abspeichert. Geeignete Analyseprogramme gestatten dann eine komfortable Auswertung der Daten und eine graphische Darstellung der Ergebnisse.

Wegen der besonderen Randbedingungen (begrenzte Zahl der Messleitungen, große Kabellänge) konnten jedoch nicht alle Parameter (z.B. dynamische Größen) ohne zu großen Aufwand online erfasst werden; diese wurden dann lediglich vor und nach der Bestrahlung gemessen (Offline-Messung).

4.4. Aufbau der Messschaltungen

Da es sehr aufwändig wäre, Signalkabel zu jedem zu untersuchenden Objekt direkt zu legen, wurde eine Messstellenumschaltung auf der Bestrahlungsseite und eine sequentielle Messung der Objekte realisiert. Das rechnergesteuerte Messsystem ist in Bild 4.3 skizziert. Es besteht aus dem Steuer-Rechner, den Umsetzern und Treibern für die Analog-Digital-Schnittstellen, sowie den Versuchsschaltungen im Bestrahlungsraum. Für die Analog-Digital-, Digital-Analog-Umsetzer und digitale Ausgabekanäle wurden gekaufte oder am Lehrstuhl entwickelte Rechner-Steckkarten eingesetzt, die analogen Umsetzer wurden in Anpassung an das Messproblem entwickelt.

Die Temperatur im Bestrahlungsraum wird gemessen, so dass Temperaturänderungen in den Ergebnissen berücksichtigt werden können; dieses erwies sich aufgrund der geringen Schwankungen doch als nicht notwendig. Zur Temperaturmessung wurde ein Heißleiterwiderstand verwendet, der, wie Kontrollmessungen ergaben, *nicht* degradierte. Der Potentialunterschied zwischen der Masse auf der Geräteseite und der Masse auf der Bestrahlungsseite wird registriert, um den Spannungsabfall über dem langen Kabel zu korrigieren. Nachdem bei einem Experiment der Behälter undicht verschlossen war und durch den Wassereintritt die Schaltungen zerstört wurden, wurde außerdem ein Wassersensor (Messung des Übergangswiderstands zweier paralleler Metallstifte in einem offenen Kunststoff-Rohr) installiert.

Alle Komponenten auf der Bestrahlungsseite sind in einem Aluminium-Rack für Europakarten untergebracht (Bild 4.4). Jeweils 20 Probanden mit den zugehörigen Relais und der Biasbeschaltung befinden sich auf einer Karte. In Bild 4.4 ist auch der Wassersensor zu sehen, der innerhalb des Behälters auf dessen Boden liegt.

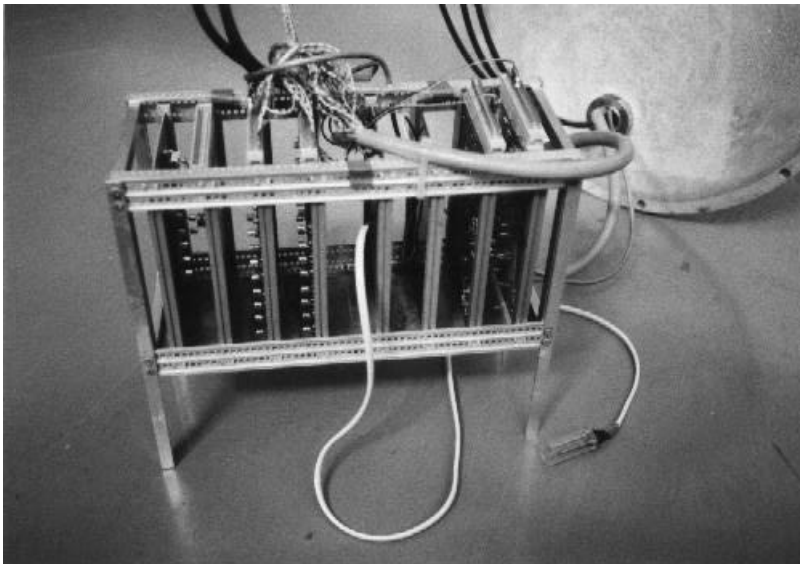


Bild 4.4: Rack mit mehreren Versuchsplatinen und Kabelzuführung durch den Behälterdeckel

Eine mit vertretbarem Aufwand möglichst hohe Anzahl gleichzeitig bestrahlter Probanden wurde angestrebt, um verschiedene Typen und Arbeitspunkte einsetzen zu können und auch eine begrenzte Aussage über die Statistik der Schädigungen zu erhalten. So wurden jeweils 5 Probanden (in wenigen Fällen nur 3) gleichen Typs unter gleichen Arbeitsbedingungen untersucht und als Gruppe ausgewertet. Es wurde auch darauf geachtet, dass Bauelemente gleichen Typs vom selben Hersteller stammen, dieselbe Codenummer tragen und vor der Bestrahlung etwa gleiche Parameterwerte aufweisen.

Zumal die Elemente während der Bestrahlung sequentiell gemessen werden, ist der Arbeitspunkt während dieser Messphasen nicht konstant. Da deren Dauer jedoch nur etwa 1/40 der gesamten Bestrahlungszeit beträgt, ist der Einfluss relativ gering.

4.5. Programm zur Steuerung des Messablaufs

Es werden die Ausgangskennlinienfelder von Einzelbauelementen ermittelt, indem zwei äußere Größen durch DA-Umsetzer eingestellt werden und eine dritte mittels eines AD-Umsetzers gemessen wird. Bei Bipolartransistoren werden z.B. 16 verschiedene Basisströme (exponentiell gestuft zwischen $0.2\ \mu\text{A}$ und $1\ \text{mA}$) und 8 verschiedene Kollektorspannungen ($0.2\ \text{V}$ bis $15\ \text{V}$) eingestellt und jeweils der zugehörige Kollektorstrom gemessen. Ein kompletter Messablauf für 40 Transistoren dauert etwa 50 Minuten, im wesentlichen durch die AD-Umsetzungszeit bestimmt. Das Mess-Programm umfasst außer der eigentlichen Steuerung des Messablaufs auch einige Kontroll- und Sicherungsfunktionen:

- Automatischer Neustart des Messprogramms nach einem Netzausfall. Die Datei auf der Festplatte wird zudem nach jedem Schreibvorgang zwischengespeichert, so dass man im ungünstigsten Fall nur das letzt-gemessene Datenpaket verlieren kann.
- Softwaremäßige Begrenzung des Kollektorstroms und der Transistor-Verlustleistung, um einer Überlastung der Probanden und des Messsystems vorzubeugen.
- Kontrolle des Messsensors zur Warnung vor eindringendem Wasser.
- Messung der Temperatur im Bestrahlungsbehälter für eventuelle Korrekturen bei der Datenauswertung.
- Erfassung des Spannungsabfalls am Massekabel für die spätere Auswertung.
- Kontrollanzeigen auf dem Monitor.

Das zuerst für Bipolartransistoren konzipierte Programmpaket konnte durch den modularen Aufbau mit nur jeweils geringen Änderungen auch für die anderen Bauelemente eingesetzt werden. Die Datenspeicherung auf der Festplatte erfolgt speicherplatzoptimal. Zur Datenreduktion werden nur solche Kennlinienfelder festgehalten, deren Messwerte sich im Vergleich mit der zuletzt erfolgten Messung am selben Probanden um ein vorgegebenes Maß (z.B. Standardabweichung größer als 2%) unterscheiden.

Bei MOSFET tritt vor jede Kennlinienfeld-Messung ein näherungsweise Suchen der Schwellspannung, da hierfür sehr große Änderungen zu erwarten waren.

Die Steuer- und Auswertprogramme (mit graphischen Darstellungsmöglichkeiten und statistischen Auswertungen) wurden in der Hochsprache Pascal [217] geschrieben.

5. Experimentelle Untersuchungen an kommerziellen Bauelementen

Es wurden insgesamt 7 Bestrahlungsexperimente an verschiedenen Bauelementen und einigen Schaltungen durchgeführt. Nachfolgend sind die Untersuchungsmethoden und Ergebnisse für einzelne Bauteilarten zusammengefasst. Mehrere Messungen mussten wiederholt werden, da unvorhersehbare Störereignisse auftraten, einmal z.B. ein Wassereinbruch, der die gesamte Elektronik im Bestrahlungsbehälter zerstörte.

5.1. Aufbaumaterialien

Bei fast allen Bestrahlungsuntersuchungen traten Störungen der Messungen auf, die auf eine mangelhafte Isolation zurückzuführen waren. Der Übergangswiderstand auf den Leiterplatten lag nach den Bestrahlungen teilweise in der Größenordnung einige 100 k Ω bis einige M Ω und verursachte Messstörungen. Auffallend ist auch eine braune Verfärbung des Epoxy-Platinenmaterials, die auf eine Aushärtung zurückzuführen ist, jedoch keine elektrischen Störungen verursachte. Erst im Laufe mehrerer Bestrahlungsexperimente konnten die Ursachen für die Störungen eingegrenzt werden.

5.1.1. Kunststoffe

Nach der 4. Bestrahlungsuntersuchung erfolgte eine interessante Entdeckung, die auch eine sinnvolle Erklärung für die beobachteten Isolationseffekte während der beiden vorausgegangenen Bestrahlungsexperimente lieferte: An den Kunststoffprofilen, die als Führungsschienen die Versuchsplatinen halten, war ein tropfenbildender Flüssigkeitsbelag zu erkennen, der zudem elektrisch leitfähig ist. Da alle anderen Aufbauteile (Aluminiumträger, andere Kunststoffteile) trocken waren, war abzuleiten, dass die Flüssigkeit aus den Kunststoffleisten selber ausgetreten ist. Ferner hatte das blaue Material seine Farbe deutlich aufgehellt. Laut Hersteller handelt es sich um "Kalit", ein PVC-Kunststoff ohne flüssige Weichmacher.

Zur weiteren Beurteilung war eine chemische Analyse des degradierten Materials erforderlich, um Aussagen über die Ursachen zu erhalten. Die chemische Analyse des Kunststoffs, durchgeführt von Herrn Prof. Bergmann, Lehrstuhl für analytische Chemie der Ruhr-Universität Bochum, brachte folgendes Ergebnis hervor:

Es handelt sich um ein Polyvinylchlorid (PVC), das mit Calciumcarbonat (CaCO_3) gefüllt ist. Bei der Bestrahlung spaltete sich aus der Oberfläche des Kunststoffmaterials Salzsäure (HCl) ab, die in Kontakt mit dem CaCO_3 Calciumchlorid (CaCl_2) bildete. Da CaCl_2 stark hygroskopisch ist, wurde Wasser aus der Umgebung gebunden, das eine wässrige CaCl_2 -Lösung auf der Oberfläche bildete, die eindeutig nachgewiesen wurde.

Ferner konnten Spuren eines Epoxydharzes aus dem Platinenmaterial detektiert werden, die jedoch keinen Einfluss auf die Leitfähigkeit ausüben.

Das Zusammenwirken dreier Faktoren (die Spaltung des PVC zu HCl, die CaCO_3 -Füllung des Kunststoffs und die Hygroskopie des CaCl_2) begünstigte die Ausbildung der leitfähigen Schicht. Allgemein sollten auf jeden Fall PVC-Materialien vermieden werden, da allein schon die Salzsäurebildung zu unerwünschten Effekten führen kann. Dass auf den Platinen nach einiger Zeit eine Oberflächenleitfähigkeit auftrat, könnte durch ein Kriechen der Flüssigkeit oder ein Verdunsten mit Niederschlag auf den Leiterplatten erklärt werden.

Die danach eingesetzten neuen Führungsschienen aus Polybutylenterephthalat (PBTP) zeigten weder optische Veränderungen, noch konnte eine Degradation des Oberflächenwiderstands festgestellt werden ($> 100 \text{ T}\Omega$).

Weiterhin wiesen einige Kunststoffteile mechanische Veränderungen auf, sie wurden spröde und ihre Oberfläche rau. Diese Veränderungen wurden an Messerleisten-Steckverbindungen (grauer Kunststoff, Material unbekannt) und an der schwarzen Ummantelung eines Koaxialkabeltyps beobachtet, die an gebogenen Stellen abgeplatzt war. Bei letzterem ist die Gefahr eines Kurzschlusses gegeben, wenn ein Schaltungsteil mit der Abschirmung in Berührung kommt.

Zur Kontrolle eventueller elektrischer Veränderungen an Isolatormaterialien weiterer Aufbauteile wurden verschiedene Strukturen ständig mitbestrahlt und nach einigen Experimenten deren Isolationswiderstände gemessen. Es handelte sich dabei um:

- a) Parallele Leiterbahnen auf einer Epoxydharzplatine
- b) Parallele Leiterbahnen einer Pertinax-Lochstreifenplatine
- c) Parallele AgPd-Bahnen auf einem Keramiksubstrat
- d) Dickschichtkondensator auf Keramiksubstrat
- e) Benachbarte Anschlüsse einer DIL-Fassung (Material unbekannt)
- f) Benachbarte Anschlüsse einer IC-Rundfassung aus PTFE
- g) BNC-Buchse (Isolator: PTFE)
- h) Koaxialkabel 1 ($d=6\text{mm}$), Typ unbekannt
- i) Koaxialkabel 2 ($d=5\text{mm}$), Typ J+ACM 17/165
- j) Koaxialkabel 3 ($d=2.5\text{mm}$), Typ unbekannt
- k) Offene Anschlüsse des gemeinsamen Verbindungssteckers

Die Testplatine wurde nach 180 kGy und nach 210 kGy Dosis ausgewertet. Äußerlich war schon nach dem ersten Experiment eine braune Verfärbung des Epoxymaterials festzustellen, die wohl auf eine Aushärtung des Materials zurückzuführen ist. Das Keramiksubstrat verfärbte sich gelblich, Untersuchungsergebnisse hierzu werden im nächsten Abschnitt zusammengestellt.

Die folgende Tabelle zeigt die Ergebnisse der Isolationsmessungen, wobei die Zahlenwerte wegen der geringen Messgenauigkeit und Reproduzierbarkeit nur Größenordnungen angeben können:

Isolator	Isolationswiderstand in TΩ			
	vor Bestr.	180 kGy	gereinigt	210 kGy
Epoxydharz	70	0.1	10	20
Pertinax	5	0.05	0.5	2
Keramik	>100	0.008	1	0.2
Dickschicht-C	60	5	10	4
DIL-Fassung	>100	1	30	60
PTFE-Fassung	>100	2	25	25
PTFE-BNC-Buchse	>100	0.7	-	4
Koaxialkabel 1	>100	-	-	50
Koaxialkabel 2	>100	-	-	50
Koaxialkabel 3	50	4	50	100
Steckverbinder	>100	>100	>100	>100

Tabelle 5.1: Gemessene Isolationswiderstände der Teststrukturen

Bei der ersten Messung der Isolationswiderstände nach 180 kGy zeigten sich deutlich geringere Werte (bis zu 4 Größenordnungen) als vor der Bestrahlungsserie. Der Grund für die schlechteren Isolations-eigenschaften ist zunächst nicht nur in der Bestrahlung zu sehen, sondern auch in einer Verschmutzung der Oberfläche, eventuell auch durch den Flüssigkeitsaustritt aus dem Kunststoff. Daher wurde die Trägerplatine mit den Isolationsstrukturen sorgfältig mit Trichlorethan sowie mit Propanol und Ethanol gereinigt und nochmals gemessen. Danach waren die Widerstände wieder größer, aber teilweise noch mehr als eine Dekade von denen vor der Bestrahlung entfernt, vor allem die Keramik und die Platinen-materialien.

Die Messwerte > 50 TΩ sind mit großen Messfehlern behaftet und daher nicht unbedingt signifikant. Auffallend ist, dass einige Messwerte nach 210 kGy höher liegen als nach 180 kGy und Reinigung. Das mag auf ein langsames Abdampfen von Reinigungsfeuchtigkeit zurückzuführen sein.

Während sich nach 210 kGy die meisten Isolationswiderstände gegenüber dem Ursprungszustand nur unwesentlich verringert hatten (z.B. von 100 TΩ auf 50 TΩ), was auch durch Oberflächenverschmutzun-gen verursacht sein kann, ergab sich bei den Platinenmaterialien eine mäßige und bei den Keramik-strukturen eine starke Degradation. Die in der Literatur genannte Warnung vor PTFE-Teilen [142] fand hier vor allem eine Bestätigung in der mechanischen Sprödigkeit: Randstücke der IC-Rundfassung brachen ab. Bei der BNC-Buchse war auch eine größere Änderung der elektrischen Isolationsfähigkeit zu beobachten.

Weitere Ergebnisse zu den Isolationseigenschaften verschiedener Materialien sind in den beiden folgenden Abschnitten zusammengefasst.

5.1.2. Keramik

Bei dem eingesetzten Keramiksubstrat aus Al₂O₃ wurde die größte Degradation des Isolations-widerstands beobachtet, auch die gelbliche Verfärbung war zunächst nicht konkret erklärbar. Durch das

Brechen des Substrats konnte nachgewiesen werden, dass die Verfärbung homogen im gesamten Volumen vorlag, so dass die anfängliche Vermutung widerlegt werden konnte, dass sie durch Verschmutzungen auf der Oberfläche, die wegen der feinporigen Struktur nur schwer zu reinigen ist, entstanden war. Ein elektronenmikroskopischer Vergleich zwischen bestrahltem und unbestrahltem Material ergab keinen signifikanten Unterschied. Bei einer Röntgenuntersuchung nach dem Guinier-Verfahren, die am Lehrstuhl für Werkstoffe der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum durchgeführt wurde, stellte sich heraus, dass selbst durch die transmittierenden 7keV-Photonen eine ähnliche Verfärbung wie bei der Gammabestrahlung eintrat und sich die charakteristischen Beugungslinien während der Untersuchung in ihrer Intensität veränderten. Als Hauptbestandteil wurde das rhomboedrische $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$ detektiert. Bei einer jeweils 30-minütigen Wärmebehandlung der Keramik war schon bei 300°C eine deutliche Rückverfärbung zu erkennen, bei 400°C hatte sie beinahe und bei 500°C vollständig wieder die ursprünglich weiße Farbe angenommen.

Die Grund der Verfärbung muss in einer Modifikation der Elektronenhüllen gesucht werden. Jedoch kann aus der Umwandlung durch Röntgen-Bestrahlung geschlossen werden, dass keine Kristallversetzungen in Frage kommen. Denn dazu ist in Si und SiO_2 eine Mindestenergie von etwa 200 keV der Photonen notwendig [67], und es ist anzunehmen, dass dieselbe Größenordnung der Schwellenergie auch für andere Materialien gilt. Lässt man analoge Vorgänge wie in SiO_2 zu, kann die Ursache in einer Ionisationsschädigung liegen (vergleiche Abschnitt 2.3.). Die Traps können quasihomogen im Volumen verteilt sein und nicht nur an der Oberfläche wie beim SiO_2 , wenn man bedenkt, dass Keramik ein amorphes Material darstellt und eingelagerte Fremdstoffe (etwa 2 Gewichts-%) enthält. Sowohl durch die Korngrenzen, wie auch durch Fremdatom-Komplexe können zusätzliche Energiezustände gebildet werden, die zum Einfangen der positiven Ladungen geeignet sind. Die genauen Umwandlungsprozesse konnten mit den zur Verfügung stehenden Mitteln jedoch nicht geklärt werden.

In der Literatur wird Keramik als besonders strahlenresistentes Material dargestellt [10,67,142]. Aufgrund der gewonnenen Erkenntnisse ist dieses jedoch für das untersuchte Material, das standardmäßig für den Aufbau von Hybrid-Schaltungen verwendet wird, nicht uneingeschränkt gültig.

5.1.3. Leiterplatten

Der Übergangswiderstand auf den Leiterplatten lag nach den Bestrahlungen teilweise in der Größenordnung einiger 100 k Ω bis M Ω und verursachte Messstörungen. Während bei den ersten Versuchen die PVC-Kunststoffleisten als Ursache angesehen wurden, musste bei den Folgeexperimenten ein äußerer Einfluss weitgehend ausgeschlossen werden, zumal während des Versuchs der Behälter mit Helium durchspült wurde und wesentliche Teile der Leiterplatten Schutzlackiert waren.

Wahrscheinlich sind Rückstände im Platinenmaterial selber, die durch die vorherige Reinigung mit Trichlorethan und Propanol nicht oder nur unzureichend entfernt wurden, für diesen Effekt verantwortlich. Da anorganische Salze aus der Herstellungstechnologie (Ätzen, Galvanisieren) in

Verbindung mit Feuchtigkeit als Ursache in Frage kommen, könnten vor allem eine längere Reinigung mit destilliertem Wasser und anschließende Trocknung Verbesserungen bewirken.

Für einen Leiterplatten-Bestrahlungstest wurden drei Reihen kleiner Testsubstrate (10 cm · 2 cm) mit beidseitiger fingerförmiger Leiterbahnstruktur hergestellt:

- a) industrielle Technologie mit Durchkontaktierungen und Verzinnung, Ätzen mit Ultraincide
- b) einfaches Ätzen mit Ultraincide
- c) einfaches Ätzen mit FeCl_3 .

Diese wurden dann jeweils unterschiedlichen Reinigungsprozeduren unterworfen:

- 1) ungereinigt
- 2) nur kurze Ultraschallreinigung mit Trichlorethan, -ethen und Propanol
- 3) zusätzlich 30 min Reinigung mit destilliertem Wasser im Ultraschallbad und 2 Stunden im Trockenschrank bei 95°C
- 4) nochmals 30 min destilliertes Wasser, danach Abspülen mit Propanol, 16 Stunden im Trockenschrank bei 95°C , und nochmals Propanol und 2 Stunden Trocknung
- 5) wie 2, nachträglich lackiert
- 6) wie 3, jedoch mit Leitungswasser gespült

Es wurden vor und nach einem 20kGy-Experiment die Isolationswiderstände obiger Leiterplattenstrukturen gemessen. Die Größenordnung der bei den vorherigen Versuchen aufgetretenen Widerstände in der Größenordnung $1\text{M}\Omega$ ließ sich zwar nicht reproduzieren, dennoch sind große Unterschiede bei den Teststrukturen zu erkennen, wie die folgende Tabelle zeigt (die Isolationswiderstände betrugen vor der Bestrahlung etwa $20\text{ T}\Omega$):

Reinigung: Herstellung	keine	Prozed. 2)	Prozed. 3)	Prozed. 4)	Prozed. 5)	Prozed. 6)
Verzinnung +Ultraincide	4 $\text{T}\Omega$	5 $\text{T}\Omega$	25 $\text{T}\Omega$	30 $\text{T}\Omega$	8 $\text{T}\Omega$	30 $\text{T}\Omega$
Ultraincide	0.02 $\text{T}\Omega$	2 $\text{T}\Omega$	8 $\text{T}\Omega$	6 $\text{T}\Omega$	-	-
Eisenchlorid	0.3 $\text{T}\Omega$	8 $\text{T}\Omega$	20 $\text{T}\Omega$	10 $\text{T}\Omega$	-	-

Tabelle 5.2: Isolationswiderstände nach einer Dosis 20 kGy

Es zeigt sich, dass bei der Technologie mit Durchkontaktierung und Verzinnung nur die mit Wasser behandelten Leiterplatten Isolationswiderstände wie unbestrahltes Material ($>20\text{T}\Omega$) aufweisen. Bei den einfach geätzten Platinen ist die Reinigung mit organischen Lösungsmitteln (Trichlorethan, Trichlorethen und Propanol) der erste wichtige Schritt, die Spülung mit Wasser verbessert nochmals die Isolation, es werden aber nicht die Werte vor der Bestrahlung beibehalten.

Um eine gute Isolation zu erhalten, ist demnach sowohl eine Reinigung mit organischen Lösungsmitteln zur Entfernung von Lack, Lötmittlrückständen und Oberflächenverschmutzungen wie auch die intensive

Wässerung und Trocknung erforderlich. Ein nachteiliger Einfluss einer Lackierung der Leiterplatten (Prozedur 5) war nicht festzustellen, trotzdem sollte nach Möglichkeit darauf verzichtet werden, damit eventuell entstehende Flüssigkeiten ungehindert austreten können.

Es ist noch darauf hinzuweisen, dass unter normalen Betriebsbedingungen (nicht bestrahlt) bisher keine solchen Störungen auftraten, auch nicht bei den ungereinigten Leiterplatten. Die Strahlung beeinflusst anscheinend chemische Vorgänge zwischen den Rückständen oder auch in dem Platinenmaterial stark. Es ist jedoch nicht auszuschließen, dass auch unter anderen Extrembedingungen, z.B. hohen Temperaturen, ähnliche Effekte auftreten können, so dass grundsätzlich auf eine sorgfältige Reinigung der Leiterplatten geachtet werden sollte.

5.1.4. Gasbildung

Beim Öffnen des Behälters nach den Bestrahlungen war jeweils ein stechender Geruch nitroser Gase vorhanden. Sie hatten sich wahrscheinlich aus dem Stickstoff der Luft und aus Umwandlungsprodukten der Kunststoffmaterialien gebildet. Um einen möglichen Einfluss dieser Gase und auch eine Oxidation der Metalle mit dem Luftsauerstoff weitgehend auszuschließen, wurde bei den letzten Bestrahlungsexperimenten der Behälter während der Versuchszeit in periodischen Abständen mit Helium durchspült.

5.1.5. Metalle

An Metallen konnte äußerlich eine teilweise starke Korrosion, scheinbar mit Salzbildung, beobachtet werden:

- am Aluminium-Trägergestell: großflächige weiße Abscheidungen
- an kupfernen Leiterbahnen: grüne oder schwarze Färbung auf und zwischen den Leiterbahnen, vor allem zwischen solchen mit größerem Potentialunterschied
- an verzinnnten Leiterbahnen: dunkle Verfärbungen auf der Zinnschicht, verstärkt an dessen Rändern

Die Ursachen sind sicherlich im beschriebenen Flüssigkeitsaustritt aus Kunststoffen (5.1.1.) und Leiterplatten (5.1.3.) sowie in der Bildung aggressiver Gase (5.1.4.) zu finden. Galvanische Prozesse werden durch Potentialunterschiede zwischen benachbarten Leiterbahnen begünstigt.

5.2. Bipolartransistoren

5.2.1. Untersuchungsmethode

Schwerpunktmäßig wurde der Transistortyp BFY90 untersucht, da er als Transistor hoher Transitfrequenz (1.3 GHz) eine relativ gute Strahlenresistenz verspricht, sowie vereinzelt der Standard-Typ 2N2222A und wenige pnp-Typen (BF979, 2N2907 und 2N3307). Die Bestrahlungsdosis betrug bis zu 60 kGy. Beim ersten durchgeführten Experiment stand die rechnergesteuerte Messanordnung noch nicht zur Verfügung, so dass hier nur bei wenigen Dosiswerten gemessen wurde.

Besondere Aufmerksamkeit wurde auf die Abhängigkeit der Schädigung vom Arbeitspunkt während der Bestrahlung gelegt, da hierzu nur wenige Literaturaussagen zur Verfügung stehen. Daher wurden die Untersuchungen des BFY90, der sich bei einem Vorexperiment als recht gut herausstellte, in mehreren verschiedenen Arbeitspunkten ausgeführt, deren Schaltungen in Bild 5.1 wiedergegeben sind.

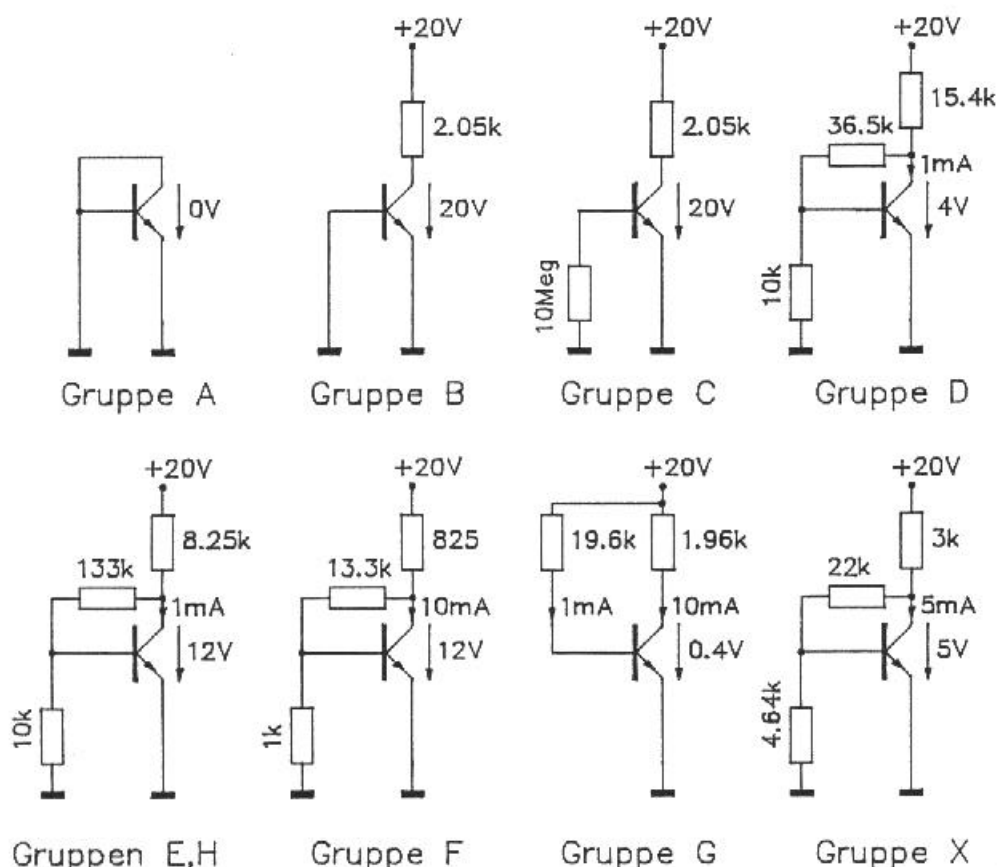


Bild 5.1: Schaltungen zur Einstellung der gewünschten Arbeitspunkte der Bipolartransistoren

Die eingestellten Arbeitspunkte und die Zuordnung der Gruppen A-H bzw. Objekte 1-40 sind in folgender Tabelle 5.3 zu sehen:

<u>Gruppe</u>	<u>Objekte</u>	<u>U_{CE}, I_C</u>	<u>Bemerkungen</u>
A	1-5	0V , 0A	C-B-E kurzgeschlossen
B	6-10	20V , 0A	ohne Basis-Vorwiderstand
C	11-15	20V , 0A	mit Basis-Vorwid. 10 M Ω
D	16-20	4V , 1mA	gegengekoppelte Schaltung
E	21-25	12V , 1mA	gegengekoppelte Schaltung
F	26-30	12V , 10mA	gegengekoppelte Schaltung
G	31-35	0.4V , 10mA	Sättigungsbetrieb
H	36-40	12V , 1mA	höheres B_0 als Gruppe E
X	-	5V , 5mA	nur Typ 2N2222A

Tabelle 5.3: Arbeitspunkte für die Transistoruntersuchungen

Nicht alle Untersuchungen konnten vollständig ausgewertet werden, da Isolationsdefekte auftraten (s. Abschnitt 5.1).

5.2.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen

Die deutlichste Schädigung ist beim Stromverstärkungsfaktor B der Transistoren zu erkennen. Zur Beurteilung dessen Degradation werden zwei Darstellungsformen gebraucht: Der Verlauf von B wird wiedergegeben, wenn ein qualitativer Überblick über die Degradationen im Vordergrund steht, während der Kehrwert $1/B$ für Vergleiche zwischen verschiedenen Transistoren und für quantitative Bewertungen herangezogen wird. Bei konstantem Kollektorstrom lässt sich aus $1/B$ der Anstieg des Basisstroms (siehe Abschnitt 3.1.4.) erkennen.

Die B-Änderungen über der Strahlendosis sind nichtlinear. Beim Typ 2N2222A verläuft die Degradation (Bild 5.2) sogar teilweise nichtmonoton. Die Stromverstärkung verringerte sich bei kleinem Basisstrom (0.2 μ A) unter den Wert 1. In einem aktiven Arbeitspunkt während der Bestrahlung (gestrichelte Linien) war die Schädigung geringer als im gesperrten Zustand (durchgezogene Linien).

Die Schädigung des Transistors BFY90 erwies sich als wesentlich geringer als die des 2N2222A. Die Änderung von $1/B$ ist nicht linear (Bild 5.3). Besonders interessant ist die deutliche Arbeitspunktabhängigkeit: Die Transistoren im Passiv- und Sperrbetrieb werden am stärksten geschädigt, die aktiv Betrieben um so weniger, je mehr Kollektorstrom fließt. Der Unterschied in der $1/B$ -Schädigung beträgt bis zu Faktor 5. Dagegen ist ein signifikanter Einfluss der Kollektor-Emitter-Spannung nicht nachzuweisen, so dass eine thermische Ursache ausgeschlossen werden kann.

Als Ursache für die Kollektorstromabhängigkeit können nur Vorgänge in Frage kommen, die auf die Ladungsträgerinjektion in die Basis zurückzuführen sind. Die Bildung von Grenzflächenzuständen im Oxid wird anscheinend durch das zur Grenzfläche parallele Feld der Basis-Emitter-Sperrschicht beeinflusst. Das elektrische Feld innerhalb der Oxidschichten spielt dagegen keine wesentliche Rolle, sonst müsste eine Spannungsabhängigkeit der Schädigung bestehen.

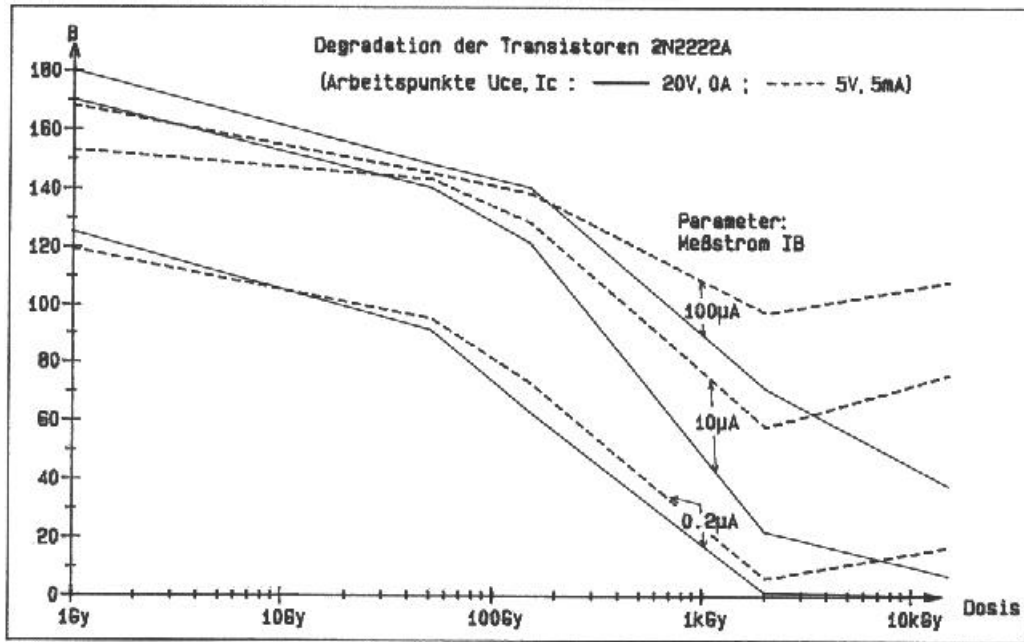


Bild 5.2: Messergebnisse der Stromverstärkungs-Degradation des Transistors 2N2222A (Arbeitspunkteinstellung gemäß Gruppen B und X aus Bild 5.1)

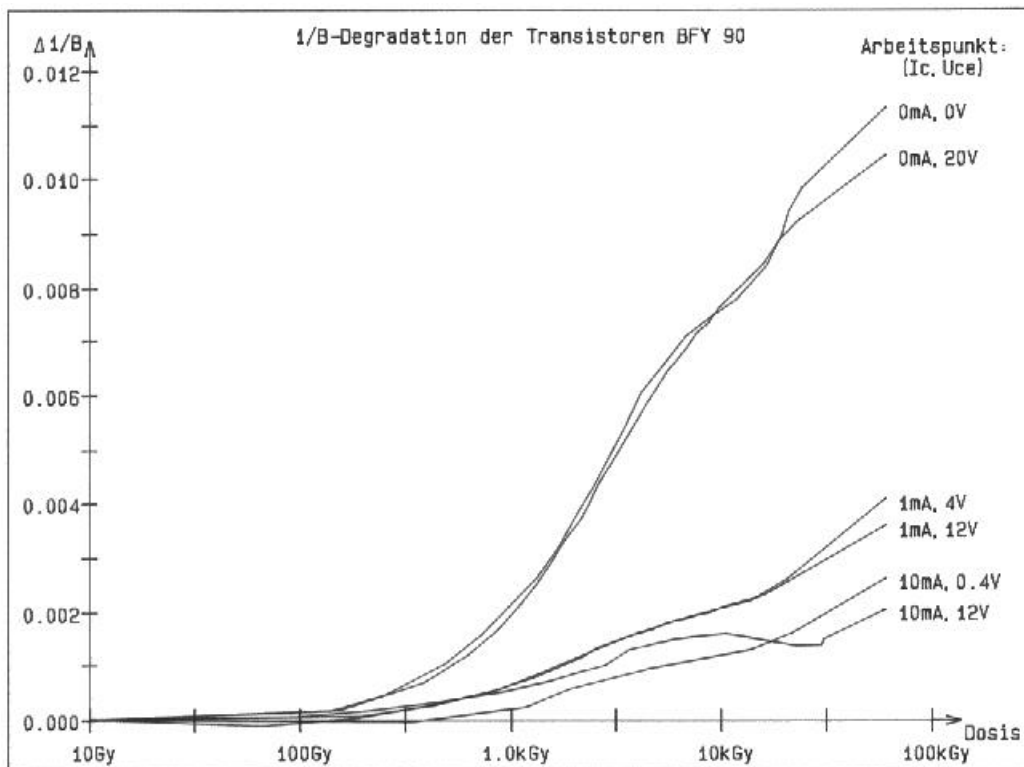


Bild 5.3: Degradation der Stromverstärkung mit verschiedenen Arbeitspunkten während der Bestrahlung am Beispiel des Transistortyps BFY90

Darüber hinaus zeigen die Kurven der Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom (Bild 5.4) für einen Probanden aus Gruppe C, dass die stärkste Degradation für kleine Kollektor-Messströme auftritt. Auch deswegen sollte in einer Schaltung der Kollektorstrom nicht zu klein eingestellt werden.

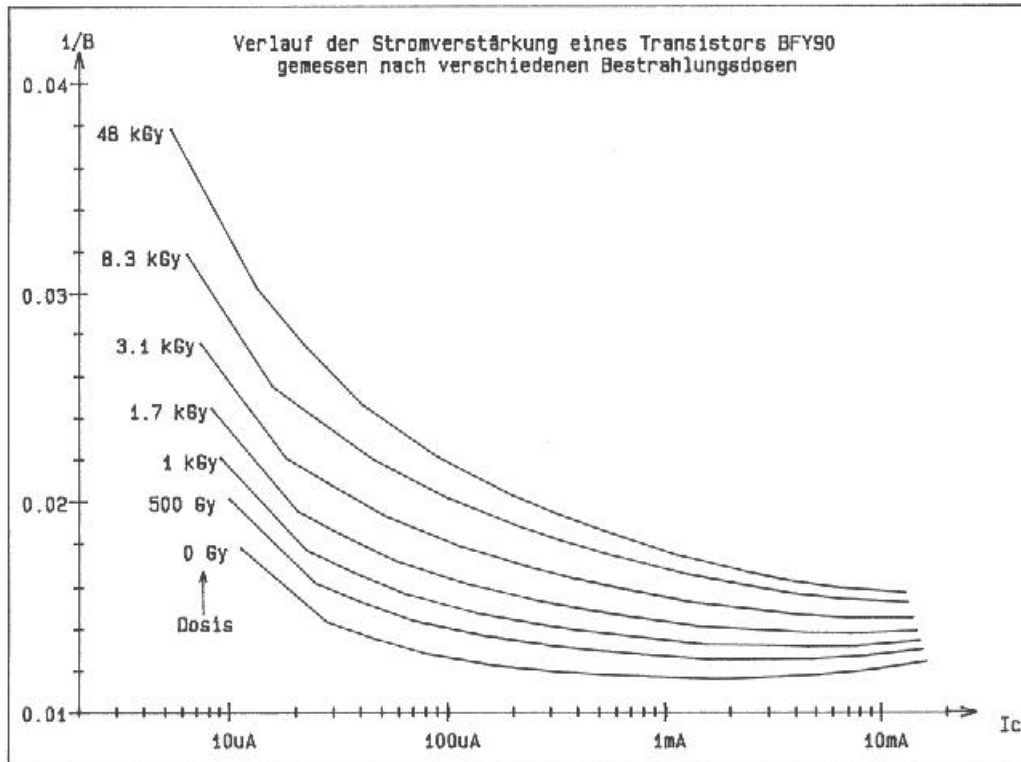


Bild 5.4: Stromverstärkungskurven in verschiedenen Bestrahlungszuständen (BFY90, Gruppe C)

Ein wesentlicher Einfluss der Stromverstärkung vor der Bestrahlung bei gleichem Transistortyp und gleichem Arbeitspunkt während der Bestrahlung (Gruppen E und H) ist nicht vorhanden (Bild 5.5).

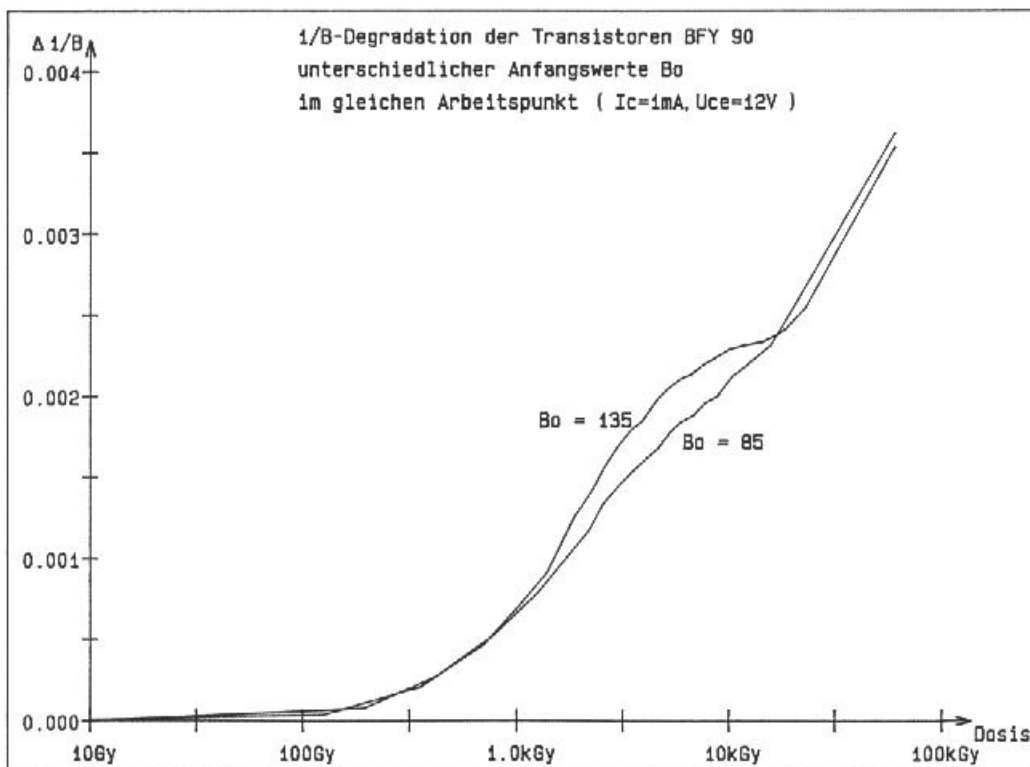


Bild 5.5: Degradationskurven von Transistoren mit unterschiedlichem Anfangswert B_0 (BFY90, Gruppen E und H)

Beim Vergleich der gemessenen Daten des BFY90 mit denen der HMI-Datensammlung [191] waren keine Übereinstimmungen festzustellen, die HMI-Exemplare degradierten wesentlich mehr. Bild 5.6 zeigt alle verfügbaren Degradationsverläufe der Stromverstärkung B des Transistortyps BFY90, gemessen bei $I_C \approx 1 \text{ mA}$. Von den HMI-Daten standen die Arbeitspunkte $I_C = 0.3 \text{ mA}$ bzw. $I_C = 3 \text{ mA}$ zur Verfügung (unterste Kurven), die Schädigung ist größer als bei den selbst gemessenen Transistoren. Der Unterschied ist auf Hersteller- und Chargenstreuungen zurückzuführen.

Auffällig ist die Streuung der Ergebnisse bei den eigenen Messungen mit Transistoren derselben Charge (Bild 5.6), einschließlich der Exemplare in den untersuchten diskreten Operationsverstärkern (siehe Abschnitt 6.3.). Einerseits ist eindeutig der Arbeitspunkteinfluss während der Bestrahlung erkennbar (drei Kurven des 2.Experiments), andererseits streuen die Werte verschiedener Transistoren in den diskreten Operationsverstärkern (senkrechte Linie auf der rechten Seite) stark, obwohl sie in ähnlichen Arbeitspunkten betrieben wurden.

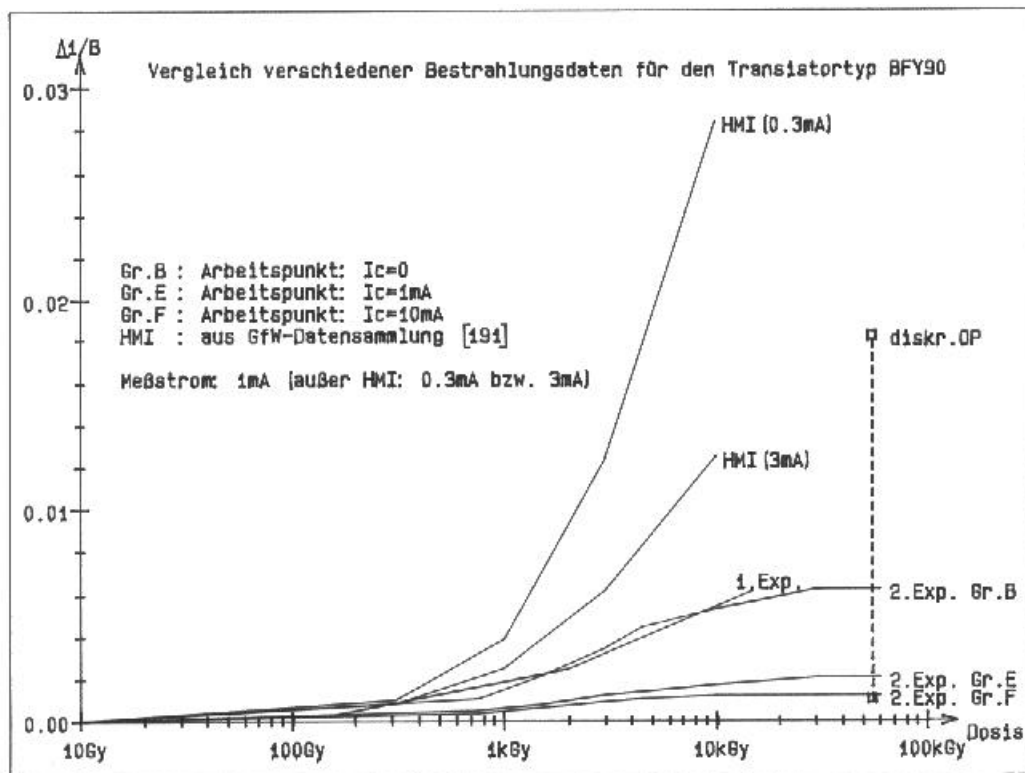


Bild 5.6: Zusammenfassung der B-Degradationswerte für den Typ BFY90

Im Gegensatz zum BFY90 ist die gemessene Schädigung des gesperrt bestrahlten 2N2222A ($\Delta I/B = 0.04$ bei $I_C \approx 1 \text{ mA}$ und $D = 2 \text{ kGy}$) deutlich größer als die der HMI-Messungen [190] ($\Delta I/B = 0.013$ bei $I_C = 1 \text{ mA}$ und $D = 2.5 \text{ kGy}$). Auch hier zeigen sich wieder die großen Streuungen unterschiedlicher Herstellungschargen.

pnp-Transistoren wurden nur Offline innerhalb der diskreten Verstärkerschaltungen (s. Abschnitt 6.3. und [207]) untersucht. Nach den Daten in Tabelle 5.4 sind die Typen 2N2907 resistenter als die äquivalenten npn-Typen 2N2222, die pnp-Transistoren BF979 weniger resistent als BFY90, die Transistoren 2N3307

bei den pnp-HF-Typen wiederum besser als BF979. Die Unterschiede sind technologie- und herstellerbedingt.

Transistortyp	$\Delta 1/B$ nach 10 kGy (Intervall der Messergebnisse)
2N2222 (nnp)	0.02 ... 0.12
2N2907 (pnp)	<0.01 ... 0.03
BFY90 (nnp)	<0.01 ... 0.05
BF979 (pnp)	0.1 ... 0.2
2N3307 (pnp)	<0.01 ... 0.02

Tabelle 5.4: Stromverstärkungs-Degradation der untersuchten Transistortypen nach 10 kGy Bestrahlung, gemessen bei $I_C \approx 0.1$ mA

Bei der Early-Spannung, ermittelt aus der Steigung der Ausgangskennlinien, war die leichte Tendenz eines Anstiegs bis maximal 4% festzustellen, der jedoch unbedeutend ist, wenn man die große Streubreite zwischen einzelnen Transistoren berücksichtigt.

Ein Ergebnis für die Veränderung der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ des Typs BFY90 ist im folgenden Bild dargestellt.

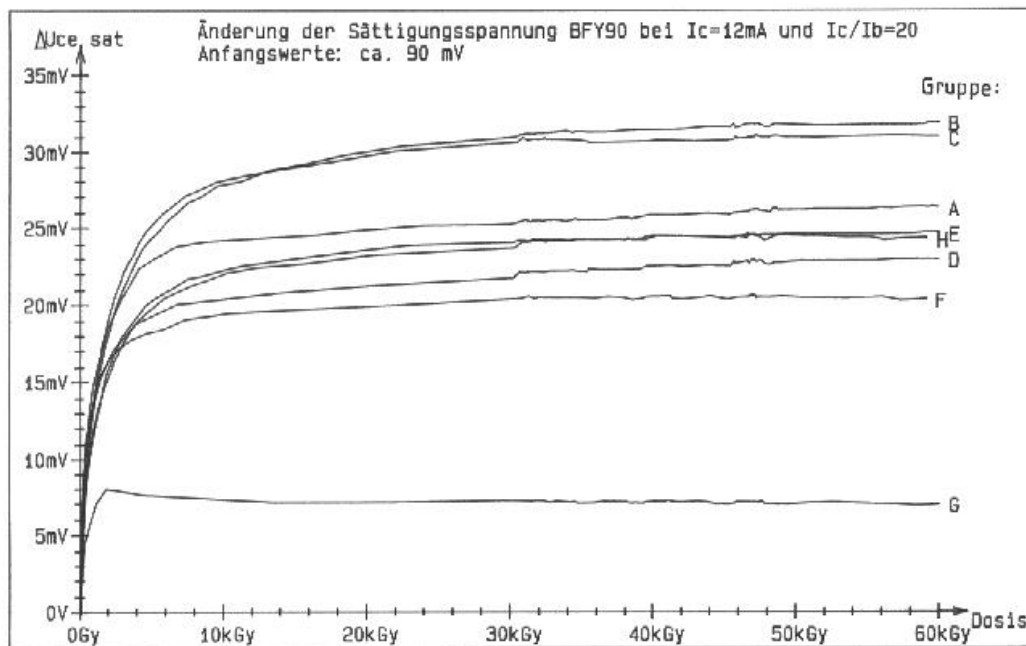


Bild 5.7: Veränderungen der Sättigungsspannung in den 8 Gruppen des BFY90 (siehe Tabelle 5.3 bzw. Bild 5.1)

Mit Ausnahme von Gruppe G ist ein Anstieg von $U_{CE,sat}$ in der Größe von etwa 30 mV zu erkennen. Ein Betrieb im Sättigungszustand während der Bestrahlung (Gruppe G) wirkt sich auf diesen Parameter günstig aus. Die qualitative Veränderung von $U_{CE,sat}$ korreliert mit einer Verringerung der Invers-Stromverstärkung, die ebenfalls nachgewiesen werden konnte.

Eine Änderung des Kollektor-Emitter-Reststroms I_{CE0} konnte während der Online-Messung nicht detektiert werden, da einerseits die Messauflösung von einigen hundert nA nicht ausreichte, andererseits

die Isolationsfehler den Strom verdeckten. Bei der Offline-Messung wurde der Kollektor-Emitter-Reststrom I_{CE0} bei $U_{CE}=10V$ gemessen und für die Transistoren BFY90 ein Anstieg von weniger als 1 pA auf 10...100 pA, bei den 2N3307 von 10...50 pA vor der Bestrahlung auf 200...1000 pA danach festgestellt. Als einzige Ausnahme wurde bei einem Transistor 2N3307 ein degradierter Sperrstrom von 36 nA gemessen.

In einem Experiment wurden auch die niederfrequenten Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazitäten der Typen BFY90 und 2N2222A, sowie die Transitfrequenzen dieser Transistoren vor und nach der Bestrahlung gemessen. Lediglich für die Kapazität des 2N2222A konnte eine Änderung von +50 % festgestellt werden, jedoch nur bei kleiner Sperrspannung ($U_{CB} = 2 V$). Die Transitfrequenzen blieben bei beiden Typen im Rahmen der Messunsicherheit $\pm 10 \%$ konstant. Dieses bedeutet bei einer Abnahme der Stromverstärkung, dass die β -Grenzfrequenz entsprechend ansteigt.

Die folgende Tabelle 5.5 fasst die Ergebnisse der gemessenen Degradationen für die Transistortypen BFY90 und 2N3307 in einer Übersicht zusammen:

Parameter	Veränderung	Quantitativ	Bemerkungen
Stromverstärkungsfaktor B	Abnahme	bis zu $85 \rightarrow 25$ (bei $I_C = 5 \mu A$)	stark arbeitspunktabhängig
Invers-Stromverstärk. B_I	Abnahme	$5 \rightarrow 2$ (bei $I_B = 1mA$)	
Sättigungsspannung U_{CE}	Zunahme	20% (bei $I_C = 20 mA$)	abhängig von B_I und Bahnwiderst.
Early-Spannung	geringer Anstieg	bis ca. 4%	
Sperrströme	Zunahme	$1pA \rightarrow 10-100pA$ $10-50pA \rightarrow 0.2-1nA$	BFY90 2N3307
Sperrschichtkapazitäten	konstant		jedoch Zunahme beim Typ 2N2222A
Transitfreq.	konstant		

Tabelle 5.5: Übersicht der Degradationen der Bipolartransistoren

Bei der Bewertung der Degradationsdaten sollte jedoch bedacht werden, dass diese Transistortypen relativ strahlenresistent sind, andere (z.B. 2N2222A) dagegen wesentlich stärker degradieren.

5.2.3. Simulationsmodell für die B-Degradation

Ein umfangreiches Transistor-Modell (Gummel-Poon-Modell) ist z.B. in das Netzwerkanalyseprogramm Spice integriert [204,205]. Bild 5.8 zeigt ein Teilmodell. Unter Vernachlässigung des Early-Effekts (zusätzlich enthalten in Q_B) und der inversen Stromverstärkung (die jedoch zur Beschreibung des Sättigungsverhaltens notwendig ist) erhält man die folgenden Gleichungen mit 6 Parametern (Spice-Nomenklatur: $B_F, I_S, I_{SE}, n_F, n_E, I_{KF}$):

$$I_B = I_{LE} + I_{CC} / B_F \quad (5.1)$$

$$I_C = I_{CC} / Q_B \quad (5.2)$$

$$I_{CC} = I_S \cdot \exp(U_{BE}/n_F \cdot U_T) \quad (5.3)$$

$$I_{LE} = I_{SE} \cdot \exp(U_{BE}/n_E \cdot U_T) \quad (5.4)$$

$$Q_B = 0.5 \cdot (1 + \sqrt{1 + 4 \cdot I_{CC}/I_{KF}}) \quad (5.5)$$

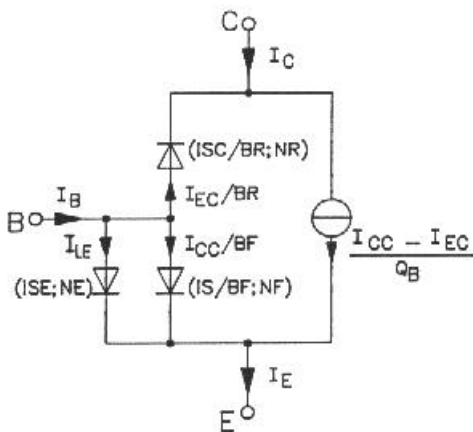


Bild 5.8: Modell für Bipolartransistoren (in Klammern: Parameter der Diodenkennlinien)

Der Hochstrom-Parameter I_{KF} bewirkt, dass unter Vernachlässigung von I_{LE} die Stromverstärkung B bei $I_C = I_{KF}$ auf den Wert $B_F/2$ abfällt:

$$I_C = 2 \cdot B_F \cdot I_B / (1 + \sqrt{1 + 4 \cdot B_F \cdot I_B / I_{KF}}) \quad (5.6)$$

$$B = I_C / I_B = B_F / (1 + I_C / I_{KF}) \quad (5.7)$$

Wird der Hochstromeffekt außer Acht gelassen, so gilt: $I_{KF} \rightarrow \infty$ und $Q_B = 1$. Es errechnet sich dann allgemein:

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{B_F} + \frac{I_{SE}}{I_S} \cdot \exp \left(\frac{U_{BE}}{U_T} \cdot \left(\frac{1}{n_E} - \frac{1}{n_F} \right) \right) \quad (5.8)$$

$$= 1/B_F + I_{SE} \cdot I_S^{(-n_F/n_E)} \cdot I_C^{(n_F/n_E - 1)} \quad (5.9)$$

In der Praxis liegt n_F sehr nahe bei 1, n_E meistens zwischen 1.5 und 2. Bei einer Dominanz von Oberflächenströmen ist auch ein höherer Faktor $n_E > 2$ möglich.

Die Parameter I_S und n_F können aus der Kennlinie $I_C(U_{BE})$ ermittelt werden und haben keinen Einfluss auf den $B(I_C)$ -Verlauf, wenn die übrigen Parameter proportional angeglichen werden. Um die Parameterermittlung zu vereinfachen, werden daher für die folgenden Berechnungen keine Variationen von I_S und n_F angenommen und die Spice-Vorgabewerte verwendet ($I_S=10^{-16}A$, $n_F=1$).

Um aus einem als Tabelle gegebenen $B(I_C)$ -Verlauf die relevanten Spice-Parameter B_F , I_{SE} , n_E , I_{KF} zu bestimmen, wurden verschiedene Hilfsprogramme in der Programmiersprache Pascal geschrieben. Einfache Berechnungen, wie Regressionsanalysen, wurden auf einem Personal Computer ausgeführt [217], rechenintensive Berechnungen, wie z.B. die vierdimensionale iterative Optimierung aller Parameter, auf einer μVAX von DEC [218].

Die Stromverstärkungskurve $B(I_C)$ hängt empfindlich von den Parametern I_{SE} und n_E ab, so dass sich durch Variation einer dieser beiden Parameter und Optimierung der übrigen drei ähnlich gute Ergebnisse erzielen lassen, die nur geringe Unterschiede der quadratischen Fehlersumme aufweisen. Diese Eigenschaft gestaltet die Analyse sehr schwierig und rechenzeitaufwändig. Außerdem konvergiert die Iteration nur dann auf das absolute Fehlerminimum, wenn die Startwerte ausreichend gut sind. Die Optimierung aller 4 Parameter führt dann zu sehr guten Ergebnissen mit relativen B-Abweichungen, die im betrachteten I_C -Bereich maximal wenige Prozent betragen.

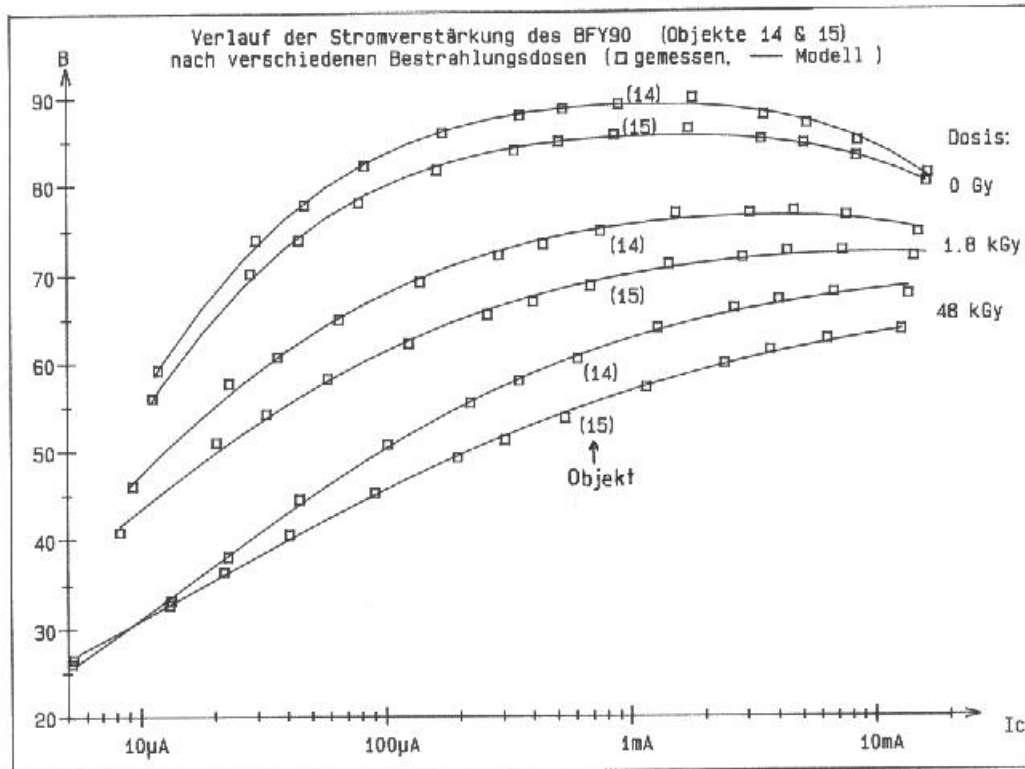


Bild 5.9: Vergleich zwischen den B-Werten der Messung und des Modells für die Transistoren 14 und 15

Für drei Exemplare der untersuchten Transistoren des Typs BFY90 wurden umfangreiche Parameterberechnungen der beschriebenen Art ausgeführt, wobei zwei Exemplare (Transistoren 14 und 15) aus der Gruppe der am stärksten degradierten Transistoren (Arbeitspunkt $I_C = 0$) und einer (Transistor 25) der am wenigsten degradierten Transistoren (Arbeitspunkt $I_C = 10 \text{ mA}$) ausgesucht wurden.

In Bild 5.9 sind die Messwerte für die Transistoren 14 und 15 zusammen mit den berechneten Modellkurven zu sehen. Die Übereinstimmung zwischen Messung und Modell ist für alle Bestrahlungszustände sehr gut.

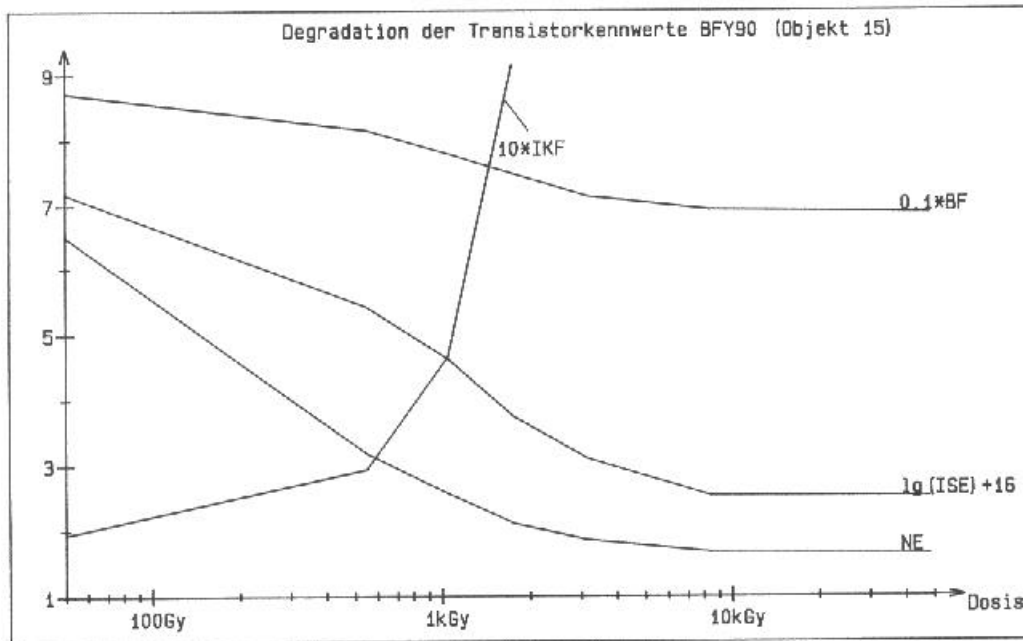


Bild 5.10: Verlauf der optimierten Spice-Parameter (ohne Dimensionen) für den Transistor 15

Der Verlauf der optimierten Parameter über der Bestrahlungsdosis ist für den Transistor 15 in Bild 5.10 dargestellt (ohne Dimensionen). Man erkennt einen Abfall mit Sättigungscharakteristik für B_F , I_{SE} und n_E , sowie einen Anstieg von I_{KF} . Bei letzterem Parameter sind oberhalb weniger kGy keine Ergebnisse mehr vorhanden, da das Stromverstärkungsmaximum bei den Messungen nicht mehr erreicht wurde, d.h. es wird dann $I_{KF} \rightarrow \infty$ angenommen.

Deutlich stellt sich heraus, dass der Parameter B_F , der die Rekombination in der Basis repräsentiert, nur wenig abnimmt. Die Abnahme von I_{SE} um mehr als 4 Dekaden darf nicht als Verringerung des entsprechenden Basisstromanteils interpretiert werden, denn die Veränderung von n_E ist wegen der exponentiellen Abhängigkeit dominant:

$$I_{LE} = I_{SE} \cdot \exp[U_{BE}/(n_E \cdot U_T)] \quad (5.10)$$

Physikalisch nicht interpretierbar bleibt der Wert $n_E = 6.5$ vor der Bestrahlung, denn ein Basisstromanteil mit diesem Exponentfaktor käme allenfalls durch Kanalbildung zustande (s. Abschnitt 3.1.4). Bei Festsetzung anderer n_E -Werte im Intervall 2...10 in den Modellberechnungen wird der Fehler jedoch nur unwesentlich größer, so dass unter Berücksichtigung der Messunsicherheit (auch wenn sie weniger als 1 % beträgt) ebenso andere Parameterkombinationen realistisch sind. Außerdem sollte man bedenken,

dass der $B(I_C)$ -Verlauf lediglich in einem Bereich herangezogen wurde, in dem der B-Abfall noch nicht sehr groß ist. So können die ermittelten Parameter durchaus den Übergangsbereich der Dominanz von Basis-Rekombinationsstrom bzw. Oberflächenströme richtig widerspiegeln, bei noch kleineren Kollektorströmen aber eventuell Fehler enthalten. Für die genaue Bestimmung der Parameter I_{SE} und n_E müsste die $I_B(U_{BE})$ -Abhängigkeit bei kleinen I_C gemessen werden (Gleichung 5.4).

Der qualitative Verlauf ist bei allen drei Transistoren ähnlich, die quantitativen Werte sind jedoch unterschiedlich, wie Tabelle 5.6 zeigt. Auch bei den beiden Exemplaren aus einer Gruppe (Transistoren 14 und 15) ergeben sich aufgrund der Abweichung bei kleinen Kollektorströmen und größter Dosis (siehe Bild 5.9) sehr unterschiedliche Parameterwerte. Dieses verdeutlicht die Problematik, einen allgemeingültigen Degradationsverlauf der Spice-Parameter anzugeben.

Transistor	$B_F(0)$	$B_F(48\text{kGy})$	$I_{SE}(0)$	$I_{SE}(48\text{kGy})$	$n_E(0)$	$n_E(48\text{kGy})$
14	91.1	71.1	1720pA	0.52pA	6.85	1.98
15	87.2	68.6	1460pA	0.033pA	6.51	1.63
25	88.5	78.9	2220pA	5.0pA	7.34	2.45

Tabelle 5.6: Spice-Parameter unter Modell 1

Es stellt sich prinzipiell die Frage, ob eine solch genaue Modellbeschreibung überhaupt notwendig ist. Da in den meisten Schaltungen der Stromverstärkungsfaktor eher sublinear in die Schaltungseigenschaften eingeht, wäre es durchaus zulässig, ein einfacheres Modell einzusetzen, das zwar den prinzipiellen Verlauf richtig wiedergibt (z.B. den B-Abfall bei kleinem I_C), jedoch begrenzte Abweichungen von realen Verlauf zulässt. Bei geringer Dynamik des Kollektorstroms reicht es in vielen Fällen sogar aus, ein konstantes B einzusetzen. Trotzdem ist eine universelle Modellbeschreibung im Sinne einer einfachen Handhabung der Simulation wünschenswert.

So kann z.B. der Hochstromeffekt ausgeklammert werden ($I_{KF} \rightarrow \infty$), wenn nur Stromdichten unterhalb des Stromverstärkungs-Maximums betrachtet werden. Das Verhalten bei niedrigen Strömen ist wegen der stärksten Degradation auch am interessantesten. Durch den Wegfall der Berechnung von I_{KF} wird die Zahl der Freiheitsgrade verringert, und die Optimierung vereinfacht sich. Die Gegenüberstellung der gemessenen B-Werte mit den im Modell simulierten Ergebnissen (Bild 5.11) zeigt, dass weiterhin eine gute Übereinstimmung bis zu I_C von etwa 3 mA vorliegt. An den unrealistischen Werten für n_E und den großen Unterschieden der Parameter I_{SE} und n_E für die Transistoren 14 und 15 ändert sich jedoch nichts (Tabelle 5.7). Transistor 25 ergibt sogar $n_E = 10$, wobei sich aber bei Variation von $6 < n_E < 30$ (entsprechend variiert I_{SE} zwischen 1 nA und 29 nA) der Gesamtfehler nur sehr wenig verändert.

Um ein gleichmäßigeres Verhalten zu erzeugen, wurde im 3. Modell der Parameter n_E auf dem Wert 2.0 konstant gehalten, was physikalisch z.B. einem Stromanteil durch Oberflächenrekombination entspricht (s. Abschnitt 3.1.4.). Durch diese Maßnahme wird eine deutliche Verbesserung der Rechenzeit und der Konvergenz erreicht.

Transistor	$B_F(0)$	$B_F(48\text{kGy})$	$I_{SE}(0)$	$I_{SE}(48\text{kGy})$	$n_E(0)$	$n_E(48\text{kGy})$
14	90.9	70.2	213pA	1.4pA	4.50	2.15
15	86.8	69.5	1570pA	0.019pA	6.69	1.58
25	87.8	76.9	5370pA	42pA	10	3.35

Tabelle 5.7: Spice-Parameter unter Modell 2

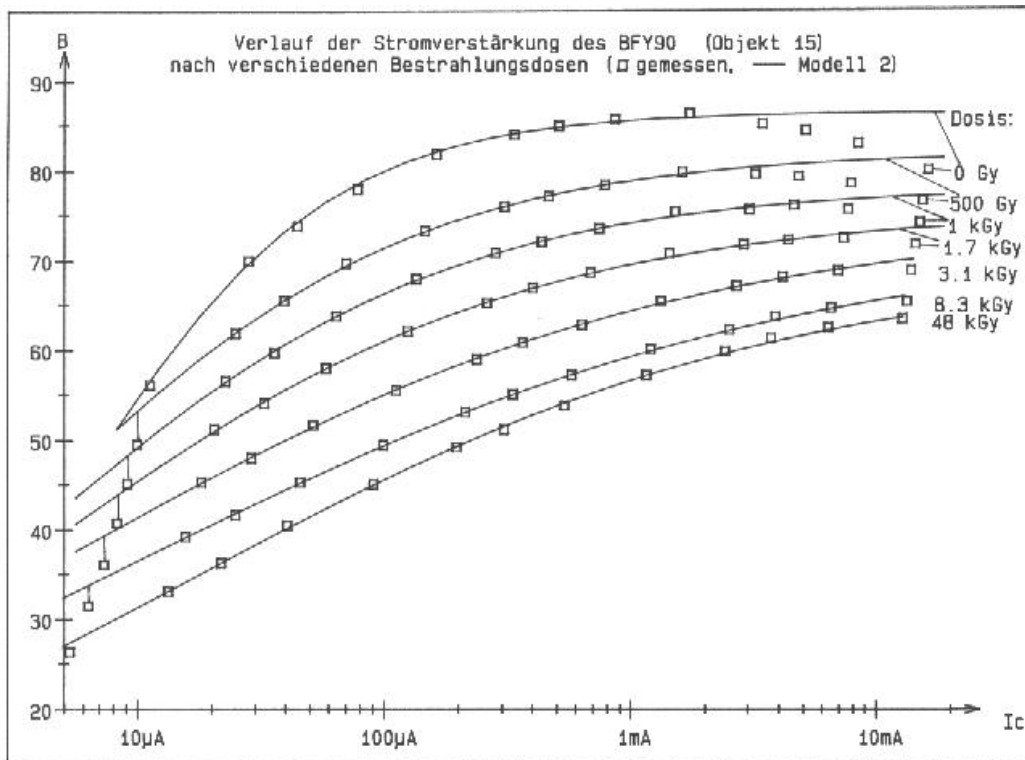


Bild 5.11: Vergleich zwischen den B-Werten der Messung und des Modells 2 für den Transistor 15

Die resultierenden Spice-Parameter B_F und I_{SE} (Tabelle 5.8 und Bild 5.12) weisen einen wesentlich einheitlicheren Verlauf als mit variablem n_E auf, wobei nun der Unterschied zwischen den beiden betrachteten Gruppen (Transistoren 14 und 15 bzw. Transistor 25) in B_F größer als in I_{SE} ist. Allerdings ist die Approximation der gemessenen Punkte bei kleinen Dosen für geringe Kollektorströme und bei großen Dosen für hohe Kollektorströme nicht mehr so gut (Bild 5.13) wie im Modell 1. Für den Bereich $20\mu\text{A} < I_C < 3\text{mA}$ sind die Ergebnisse auf jeden Fall akzeptabel.

Transistor	$B_F(0)$	$B_F(48\text{kGy})$	$I_{SE}(0)$	$I_{SE}(48\text{kGy})$
14	96.5	71.0	0.19pA	0.57pA
15	92.0	63.2	0.20pA	0.53pA
25	92.5	82.5	0.18pA	0.47pA

Tabelle 5.8: Spice-Parameter unter Modell 3

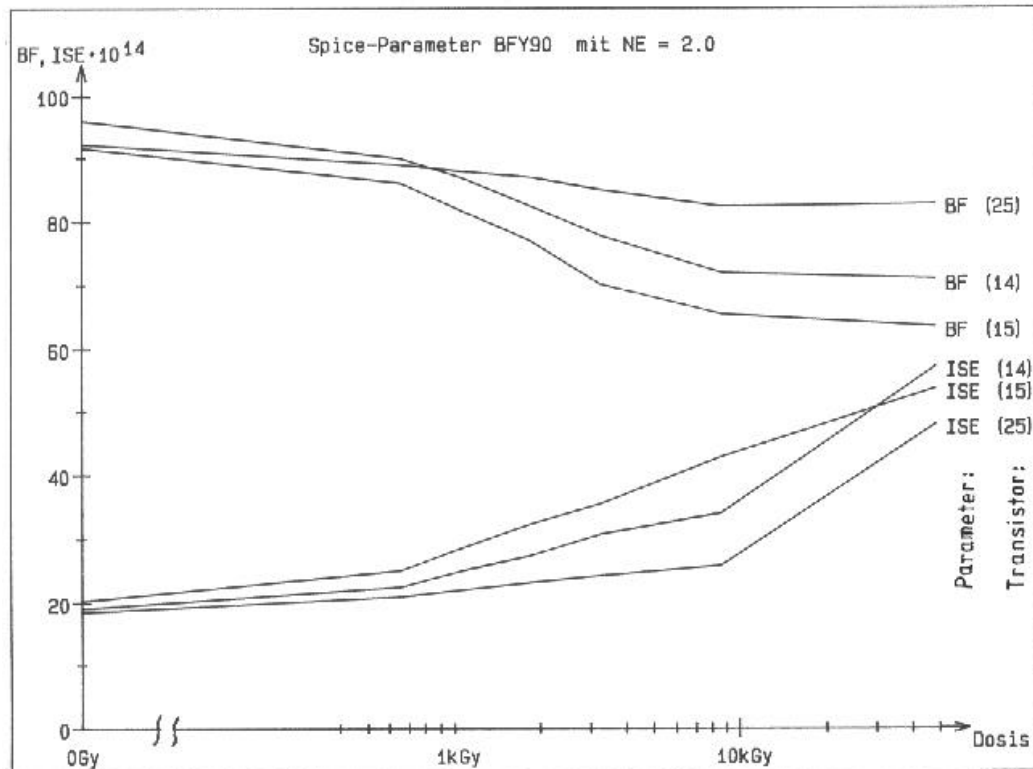


Bild 5.12: Verlauf der Spice-Parameter mit $n_E = 2$ (Modell 3) der Transistoren 14,15,25

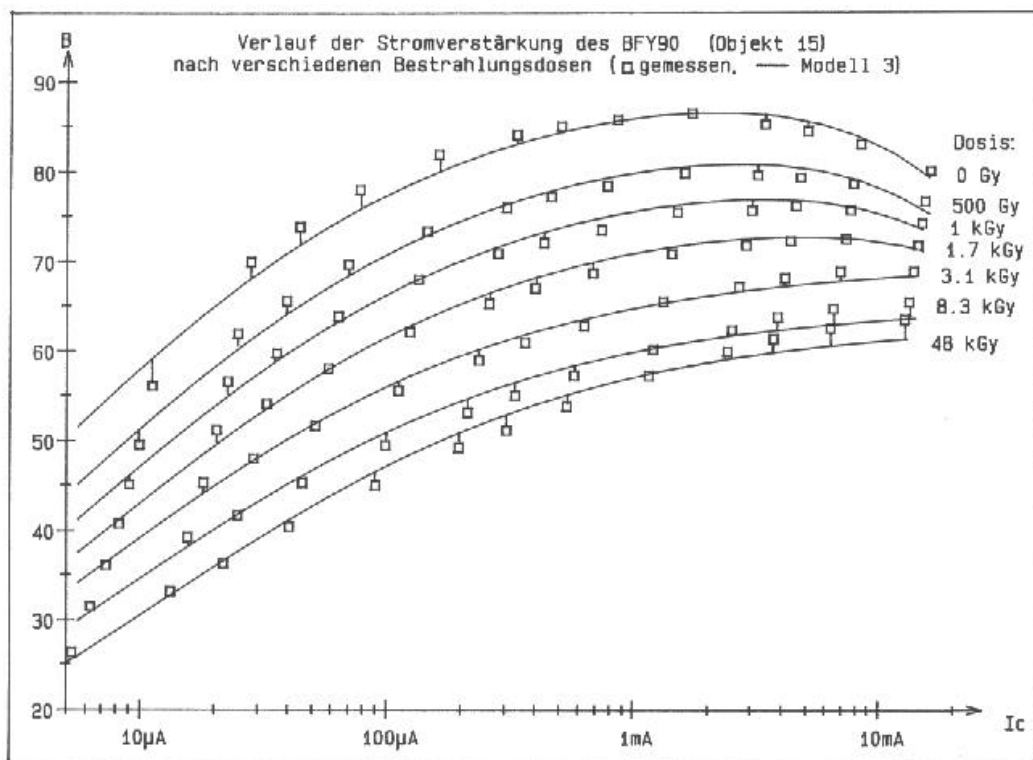


Bild 5.13: Vergleich zwischen den B-Werten der Messung und des Modells 3 mit $n_E = 2$ für den Transistor 15

Ein weiterer Versuch, verschiedene Stromanteile mit den konstanten Faktoren $n = 1.5$ und $n = 2$ (entsprechend der physikalischen Stromanteile, siehe Abschnitt 3.1.4.) zu berücksichtigen, war nicht erfolgreich, da bei der mathematischen Optimierung mittels Regression teilweise negative Ströme errechnet wurden.

In einer anderen Untersuchung [207], ebenfalls angewandt auf einige Exemplare des Transistortyps BFY90 vor und zu verschiedenen Bestrahlungszuständen schwankten die optimierten Parameter sehr stark und vor allem nichtmonoton. Zur Modellierung eines praktisch verwertbaren Verlaufs der Parameterdegradationen war es zweckmäßig, mehrere Parameter als konstant oder mit linearer Änderung anzunehmen.

Eine wissenschaftliche Deutung der Degradation der einzelnen Basisstromanteile ist qualitativ in der Form möglich, dass sowohl zusätzliche oberflächennahe Ströme (beschreibbar durch I_{SE} in Modell 3), wie auch der Basis-Rekombinationsstrom (beschreibbar durch B_F) die Degradation des Stromverstärkungsfaktors bewirken.

5.2.4. Annealing

Beim Raumtemperatur-Annealing verbesserte sich die Stromverstärkung langsam, innerhalb eines Monats betrug der Annealinggrad etwa 30...40%. Bei höherem Kollektorstrom ist die Annealinggeschwindigkeit größer, die Transistoren mit der höchsten Verlustleistung (120mW ergibt eine Sperrschichttemperatur von etwa 130°C) erreichten sogar B-Werte wenige Prozent oberhalb der unbestrahlten Daten. Die unterschiedliche Annealinggeschwindigkeit ist möglicherweise ein Einfluss der Sperrschichttemperatur. Beim 2N2222A betrug der Annealinggrad nach 10 Tagen, abhängig vom Arbeitspunkt, 3...70 %.

Die degradierten Sperrschichtkapazitäten des 2N2222A erholten sich vollständig.

5.3. MOS-Feldeffekttransistoren

5.3.1. Untersuchungsmethode

Untersucht wurden die n-Kanal-Typen BS170, BD522, BF981 und 40673 bis zu einer Dosis von 27 kGy, erstgenannter in 5 verschiedenen Arbeitspunkten. Die zugehörigen Schaltungen sind in Bild 5.14 zusammengestellt. In Gruppe A werden die Transistoren bei einer negativen Verschiebung ihrer Schwellenspannung vom aktiven Betrieb in den ohmschen Bereich übergehen. Während die Gate-Source-Spannung U_{GS} der Transistoren in den Gruppen B bis E konstant gehalten wird, sind die gegengekoppelten Schaltungen der Gruppen F bis H so ausgelegt, dass eine Stabilisierung des Arbeitspunkts U_{DS} und eine Nachführung von U_{GS} eintritt.

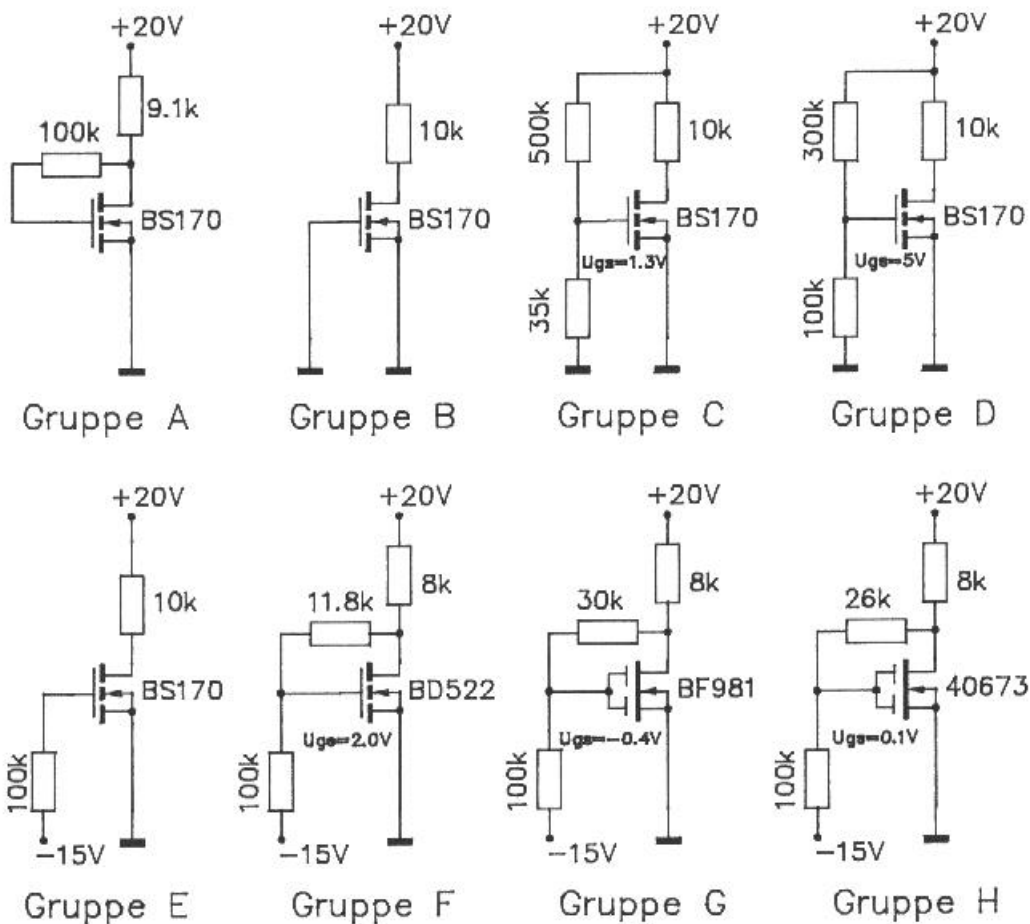


Bild 5.14: Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung der MOSFET

Gruppe	Objekte	Typ	U_{GS}	vor Bestr. U_{DS}, I_D	nach Bestr. U_{DS}, I_D
A	1-5	BS170	1.8V...0V	1.8V , 2mA	0V , 2.2mA
B	6-10	BS170	0V	20V , 0A	0V , 2mA
C	11-15	BS170	1.3V	20V , 0A	0V , 2mA
D	16-20	BS170	5V	0V , 2mA	0V , 2mA
E	21-25	BS170	-15V	20V , 0A	20V , 0A
F	26-30	BD522	2V...0.5V	4V , 2mA	2V , 2.2mA
G	31-35	BF981	-0.4V	4V , 2mA	4V , 2mA
H	36-40	40673	0.1V	4V , 2mA	4V , 2mA

Tabelle 5.9: Arbeitspunkte für die MOSFET-Untersuchungen

Da die Intensität der Degradation vorher unbekannt war, wurden zwei direkt aufeinanderfolgende Experimente durchgeführt, das erste mit einer geringen Dosisrate von 7.8 Gy/h, das zweite mit 180 Gy/h. Das Annealingverhalten wurde danach 3 Wochen bei Raumtemperatur und 5 Tage bei 100°C beobachtet.

Die Messmethode realisiert zunächst ein näherungsweises Suchen der Schwellspannung, indem die Gate-Source-Spannung ausgehend von -10 V in 0.2 V-Schritten so weit erhöht wird, bis $I_D = 1 \mu A$ erreicht ist. Im U_{GS} -Intervall von -0.6 V unterhalb dieses Schwellwerts bis 2.4 V darüber werden anschließend die Kennlinien ausgemessen.

Zur Auswertung der Messdaten $I_D(U_{GS})$ werden zwei unterschiedliche Modelle angewendet. Für die Typen BF981 und 40673 wird die quadratische Kennlinie (K = Steilheitsfaktor und U_{th} = Abschnürspannung) angesetzt:

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (5.11)$$

für die Typen BS170 und BD522, die bei Messströmen $I_D < 50 \text{ mA}$ noch im Bereich schwacher Injektion arbeiten, die exponentielle Kennlinie (I_{SS} = Bezugsstrom, U_0 = Bezugsspannung):

$$I_D = I_{SS} \cdot \exp(U_{GS}/U_0) \quad (5.12)$$

Die Steilheit ist dabei umgekehrt proportional zur Bezugsspannung U_0 :

$$g_m = dI_D / dU_{th} = I_D / U_0 \quad (5.13)$$

Bei der Datenauswertung werden die Parameter K und U_{th} bzw. I_{SS} und U_0 durch lineare Regression der Messpunkte nach entsprechender Linearisierung ermittelt. Im Modell nach Gl. 5.12 wird die Spannung U_{GS} , der $I_D = 10 \mu A$ entspricht, im Folgenden mit Pinchoff-Spannung U_P bezeichnet.

5.3.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen

Die beobachteten Degradationserscheinungen entsprechend weitgehend den Literaturaussagen: in erster Linie wird die Schwellspannung negativer, wie das gemessene Beispiel in Bild 5.15 deutlich zeigt. Außerdem verschlechterten sich Steilheit und Kanalwiderstand der Transistoren.

Die Steuerkennlinien der MOSFET, durch die Schwellspannung und Steilheit charakterisiert, verschieben sich nach links und werden flacher. Eine Steilheitsabnahme tritt erst nach deutlicher Schwellspannungsverschiebung ein.

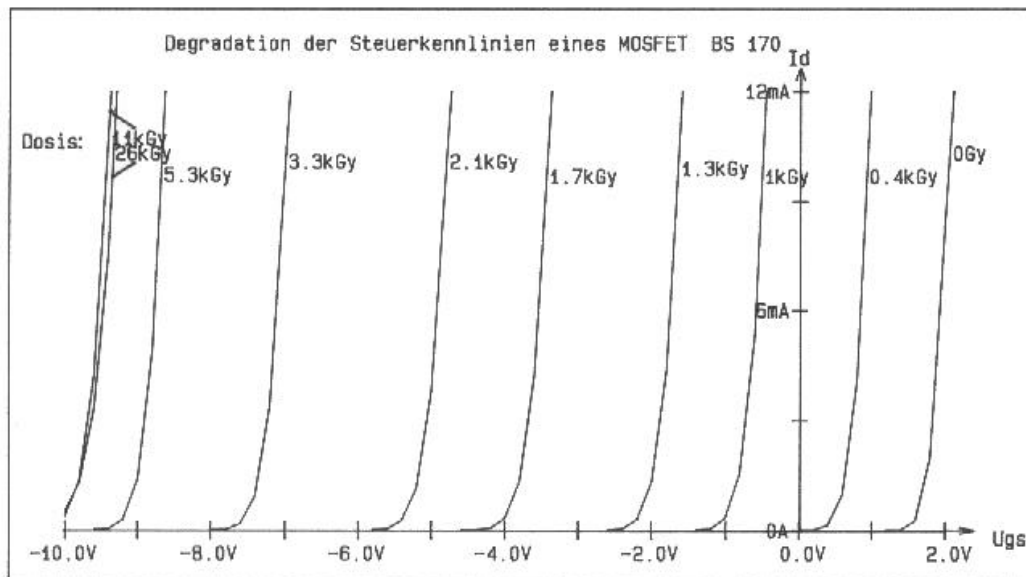
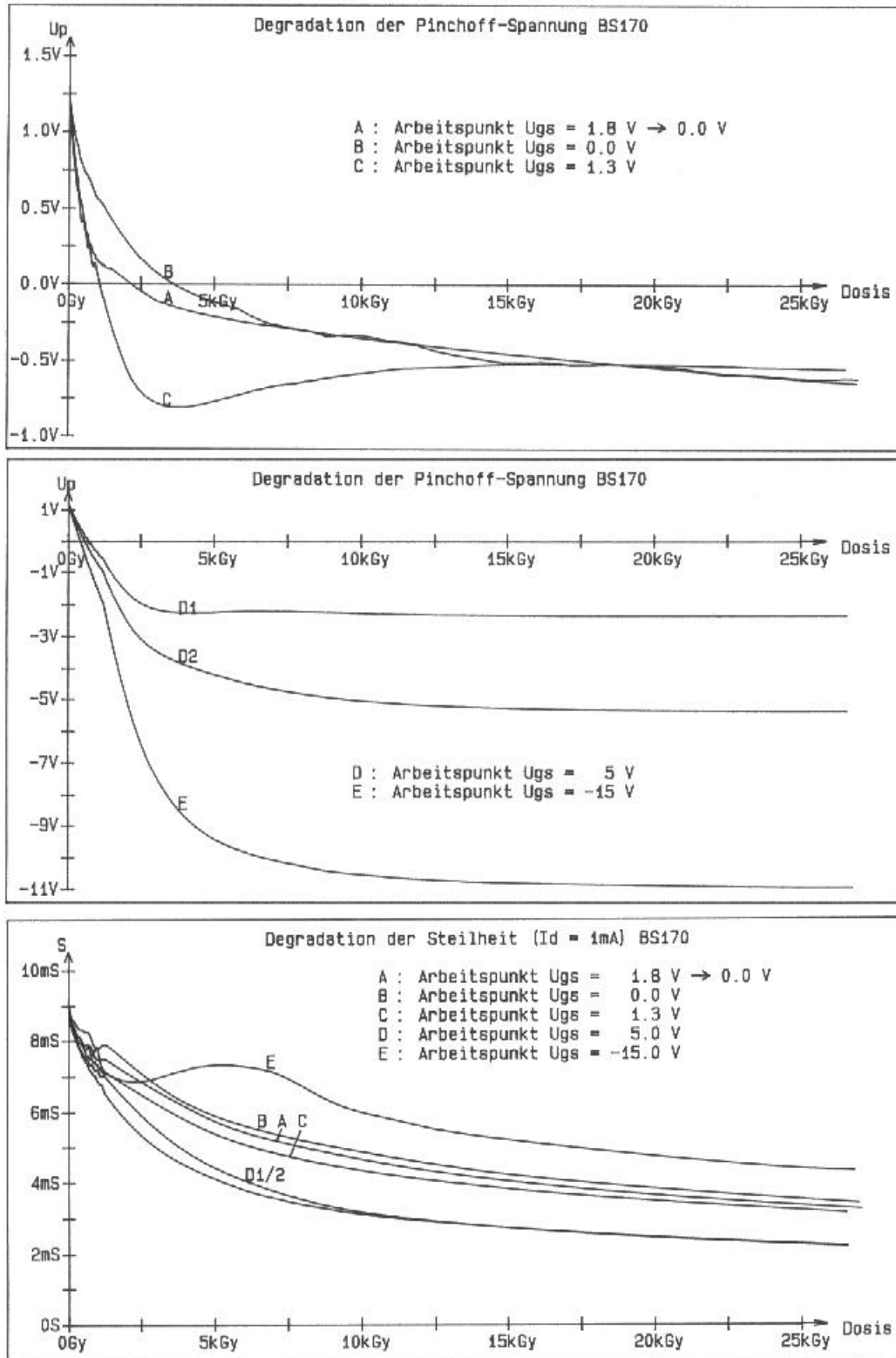


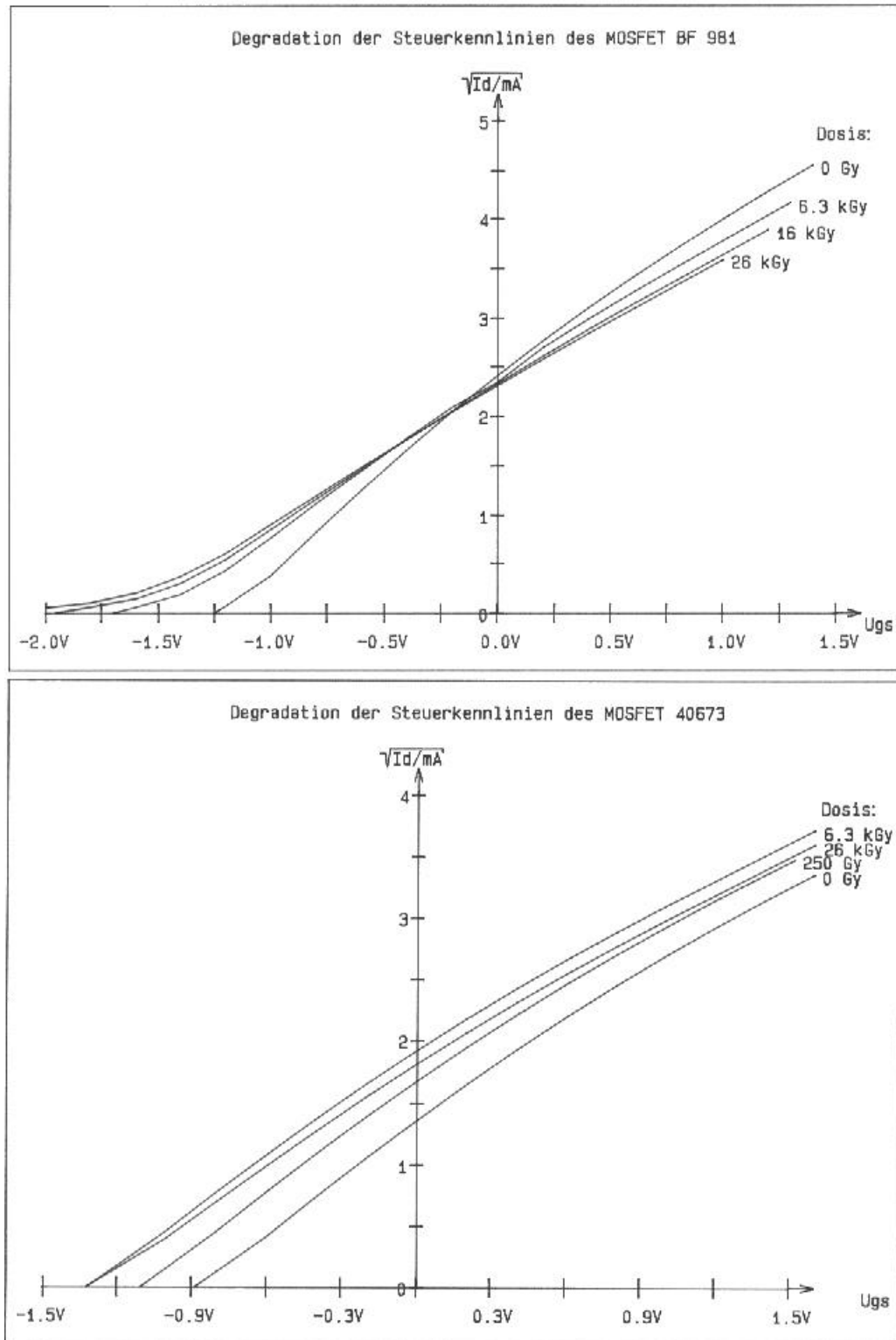
Bild 5.15: Beispiel für die gemessene Degradation der MOSFET-Steuerkennlinie (Typ BS170 im Arbeitspunkt $U_{GS} = -15\text{ V}$, Gruppe E)

Teilweise war die Streuung der Daten innerhalb einer Probandengruppe sehr groß, trotzdem sind z.B. beim Arbeitspunkteinfluss eindeutige Tendenzen erkennbar.

Die Degradation ist stark vom Arbeitspunkt (Gate-Source-Spannung) abhängig (Bilder 5.16 bis 5.18), z.B. liegt die Schwellspannungsverschiebung bei 5 kGy für den BS170 zwischen 1.5 V und 10 V. In Gruppe D traten besonders große Unterschiede der Degradation auf, aber auch in den anderen Gruppen gab es einzelne "Ausreißer". Die für Bild 5.17 ausgewählten Beispiele D1 und D2 spiegeln die Extrema in Gruppe D wieder; die Kurven der anderen Gruppen entsprechen dem jeweiligen Mittelwert ohne Berücksichtigung der "Ausreißer".



Bilder 5.16 bis 5.18: Degradation der Schwellspannung bzw. Steilheit des Typs BS 170



Bilder 5.19 und 5.20: Degradation der Steuerkennlinien der Typen BF 981 und 40673

Durch das begrenzte Gate-Source-Spannungsintervall während der Messungen sind die Auswertungen des Kanal-Sperrstroms und des On-Widerstands (teilweise starke Vergrößerungen beider Kennwerte) wenig aussagekräftig. Bei einer Abnahme der Steilheit der Steuerkennlinie wird der Transistor auf der einen Seite (negativste Spannung) nicht mehr genügend gesperrt, auf der anderen Seite (positivste

Spannung) nicht mehr optimal durchgeschaltet. Das gleiche Problem wird aber auch in der praktischen Anwendung als Schalter auftreten.

Negativ in Bezug auf die Schwellspannung wirken sich sowohl hohe positive wie hohe negative Gate-Source-Spannungen aus. Bei der Steilheit und dem Kanalwiderstand ist die Schädigung um so größer, je positiver das Gatepotential ist. Insgesamt günstig ist eine Gate-Source-Spannung nahe 0 V.

Man kann außerdem in Bild 5.17 an den Knicken bei ca. 1.5 kGy einen Einfluss der Dosisrate feststellen. Der untersuchte MOSFET-Typ BD522 (Gruppe F) degradierte näherungsweise wie der Typ BS170 in Gruppe C. Die Arbeitspunkte in diesen beiden Gruppen sind auch ähnlich.

Wegen der im Gegensatz zum BS170 quadratischen Steuerkennlinie der Typen BF981 und 40673 nach Gl. 6.11 wird in den Bildern 5.19 und 5.20 die Abhängigkeit $\sqrt{I_D}/\text{mA}$ von U_{GS} aufgetragen. Der Typ BF981 zeigte wesentlich kleinere Degradationen (Bild 5.19), wobei gleichzeitige Änderungen in der Schwellspannung wie in der Steilheit erkennbar sind. Der 40673 weist ebenfalls nur geringe U_{th} -Veränderungen auf, oberhalb von etwa 6 kGy wird dann eine Abnahme der Steilheit sichtbar (Bild 5.20). Die näherungsweise quadratische Abhängigkeit $I_D(U_{GS})$ bleibt in beiden Fällen erhalten.

Positiv wirkte sich bei diesen beiden Typen sicherlich auch die geringe Gate-Source-Spannung im gewählten Arbeitspunkt aus.

Die Gateströme lagen sowohl vor wie nach der Bestrahlung unterhalb von 10 pA.

Parameter	Veränderung	Quantitativ	Bemerkungen
Schwellspg.	negativer	0.2 bis 10 V	stark U_{GS} -abh.
Steilheit	Abnahme	15...75%	U_{GS} -abhängig
Kanalwiderst.	Zunahme		U_{GS} -abhängig
Sperrstrom	Zunahme		U_{GS} -abhängig
Gatestrom	konstant	< 10 pA	

Tabelle 5.10: Übersicht der MOSFET-Degradationen

Tabelle 5.10 fasst die Ergebnisse der Messungen an MOS-Feldeffekttransistoren zusammen.

Auch die HMI-Messdaten zeigen eine weite Spanne der Schwellspannungsverschiebungen, bei 1 kGy liegen sie zwischen 1.3 und 15 V. Derartig geringe Degradationen, wie sie bei den hier vorliegenden Untersuchungen an zwei MOSFET-Typen festgestellt wurden, sind jedoch nicht zu finden. Der Grund liegt in der Tatsache, dass beim HMI (nach Kundenvorgaben) nur bestrahlungsmäßig ungünstige Arbeitspunkte eingestellt waren. Vergleicht man dagegen die Ergebnisse für hohe negative oder hohe positive Gate-Source-Spannungen miteinander, so liegen diese in der gleichen Größenordnung. Direkte quantitative Vergleiche sind jedoch wegen der großen Streuweite nicht sinnvoll. Der überaus große

Einfluss des MOSFET-Arbeitspunkts birgt eine bedeutsame Möglichkeit zur Optimierung von Schaltungen in sich.

5.3.3. Deutung der Arbeitspunktabhängigkeit

Wenn auch nur wenige verschiedene Gate-Source-Spannungen bei den Untersuchungen des MOSFET BS170 eingestellt wurden, so kann man aus den Bildern 5.16 bis 5.18 doch folgende Zusammenhänge der U_{GS} -Abhängigkeit feststellen, die teilweise die Theorie aus Abschnitt 3.3.3. bestätigen:

- Die Verschiebung der Steuerkennlinien erfolgt übereinstimmend mit der Theorie grundsätzlich in Richtung negativerer Schwellspannungen.
- Die Schwellspannungsänderung ΔU_{th} sättigt bei höheren Dosen, erklärbar durch den Aufbau eines Gegenfeldes innerhalb des Oxids.
- Die Abnahme der Steilheit weist darauf hin, dass Grenzflächenzustände ebenfalls eine Rolle spielen. Dass die Wirkung für positiveres U_{GS} stärker ist, hängt damit zusammen, dass Phasengrenzzustände schneller durch Rekombination mit Elektronen aus dem Si-Gebiet gebildet werden können, wenn ein Feld in Richtung vom Gateanschluss zur Halbleitergrenzschicht anliegt.
- Ein resultierender Einfluss der Phasengrenzzustände auf die Schwellspannung ist anzunehmen, eine quantitative Trennung vom Einfluss durch Oxidladungen jedoch nicht durchführbar.
- Die Schwellspannungsänderung $\Delta U_{th} = -12 \text{ V}$ für $U_{GS} = -15 \text{ V}$ entspricht weitgehend der Theorie aus Gl. 3.9b, wenn man maximal wenige Volt für die in U_{ox} enthaltenen Austrittspotentiale ansetzt.
- Dagegen lässt sich der Wert $\Delta U_{th} = -3.5 \text{ V} \dots -5.5 \text{ V}$ für $U_{GS} = +5 \text{ V}$ nicht sofort deuten. Nach Gl. 3.9a müsste die Degradation wesentlich größer sein, es sei denn, dass der Ladungsschwerpunkt etwa in der Mitte der Oxidschicht liegt ($d_{ox}/x_1 \approx 2$), was den bisherigen Literaturaussagen widerspricht (siehe Abschnitt 2.4.), jedoch nicht nachprüfbar ist. Die große Streuung für diesen Arbeitspunkt verdeutlicht zusätzlich, dass vielleicht noch ein unbekannter Effekt verantwortlich sein könnte.
- Ist das elektrische Feld im Gateoxid nur schwach (betragsmäßig kleines Gatepotential), ist die Schwellspannungsverschiebung entsprechend der Theorie am geringsten.
- Die U_{th} -Sättigungswerte für $U_{GS} = 0$ und $U_{GS} = 1.3 \text{ V}$ sind identisch, während bei kleinen Dosen die Transistoren mit $U_{GS} = 1.3 \text{ V}$ (Kurve C in Bild 5.16) stärker degradieren. Dieses weist auf eine günstige Kompensation der Auswirkungen von Oxidladungen und Phasengrenzzuständen ab 3 kGy hin.
- Eine Richtungsumkehr der Steilheits-Änderung ist in Kurve E des Bildes 5.18 zu beobachten. Die Ursache ist ungeklärt, da sich die Phasengrenzzustandsdichte gewöhnlich nur durch Annealingvorgänge verringert, was jedoch hier wegen der geringen Annealinggeschwindigkeit ausgeschlossen ist (siehe nächster Abschnitt).

5.3.4. Annealing

Beim Annealing ging die Degradation der Schwellspannung um 20% bis 60% zurück, hauptsächlich während der Behandlung mit 100°C. Der Rückgang der Steilheits-Degradation war eher gering (ca. 10 %), beim Typ 40673 verschlechterte sich die Steilheit sogar nochmals um 10 %. Nur beim BF981 wurde ein hoher Annealinggrad von 55% erreicht.

5.4. Integrierte Operationsverstärker

5.4.1. Untersuchungsmethode

Untersucht wurden als Operationsverstärker die Bipolartypen OP 07, OP 08, OP 27, sowie die JFET-Typen LT 1056, TL 061, TL 081 mit Dosen bis 20 kGy. Die Betriebsspannung wurde auf ± 15 V eingestellt.

Während der Bestrahlung wurden die Übertragungskennlinien der mit den Operationsverstärkern realisierten nichtinvertierenden Verstärkerschaltungen ($V_U = 20$), sowie die Eingangsströme am nicht-invertierenden Eingang gemessen, die im Folgenden mit dem Biasstrom I_B gleichgesetzt werden, da der Offsetstrom klein gegenüber dem Biasstrom ist. Aus den Übertragungskennlinien lassen sich Offsetspannung, Aussteuergrenzen und Linearität der Verstärkung ermitteln. Zusätzlich wurden jeweils vor und nach den Bestrahlungen mit Hilfe eines OP-Testgeräts die Größen Versorgungsstrom, Leerlaufverstärkung (50 Hz), Gleichtaktunterdrückung (50 Hz), Ausgangsspannungsgrenzen unter Last, Biasstrom, Offsetstrom und Offsetspannung gemessen. Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBWP) und die Slew-Rate wurden ebenfalls nur offline mittels Standard-Messmethoden ermittelt.

Von den ersten beiden Experimenten mit Operationsverstärkern (4 kGy bzw. 5 kGy) konnten nur die Offline-Daten verwertet werden, da die in Abschnitt 5.1 beschriebenen Isolationsstörungen auftraten. Das dritte Experiment (20 kGy) lief dann störungsfrei ab.

5.4.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen

Die Bilder 5.21 und 5.22 demonstrieren die Veränderungen des gemessenen Biasstroms der untersuchten Operationsverstärker. Hierin ist auch ein konstanter Photostrom von etwa - 3 nA (siehe Abschnitt 5.8) enthalten. Die mit "Diskr.OP" bezeichnete Kurve betrifft den in Abschnitt 6.3. behandelten diskreten Aufbau.

Der starke Anstieg von I_B bei den Typen OP 07 und OP 27 (Bild 5.21; bei einem anderen Experiment sogar bis zu 1 μ A) ist durch die interne Biasstromkompensation erklärbar: schon bei einer leicht unsymmetrischen Degradation der Transistoren können große Differenzen zwischen den Basisströmen des Eingangs-Differenzverstärkers und den Kompensationsquellen entstehen. Beim OP 08 stellt die B-Abnahme der Superbeta-Transistoren die Ursache des I_B -Anstiegs dar, bei den Verstärkern mit Feldeffekttransistoren Oberflächenströme an den Eingängen. Beim Vergleich des Bipolartyps OP 08 mit den JFET-Typen ergibt sich kein prinzipieller Vorteil der Feldeffekttransistor-Typen, lediglich der Biasstrom des TL 061 liegt in derselben Größe wie der OP 08.

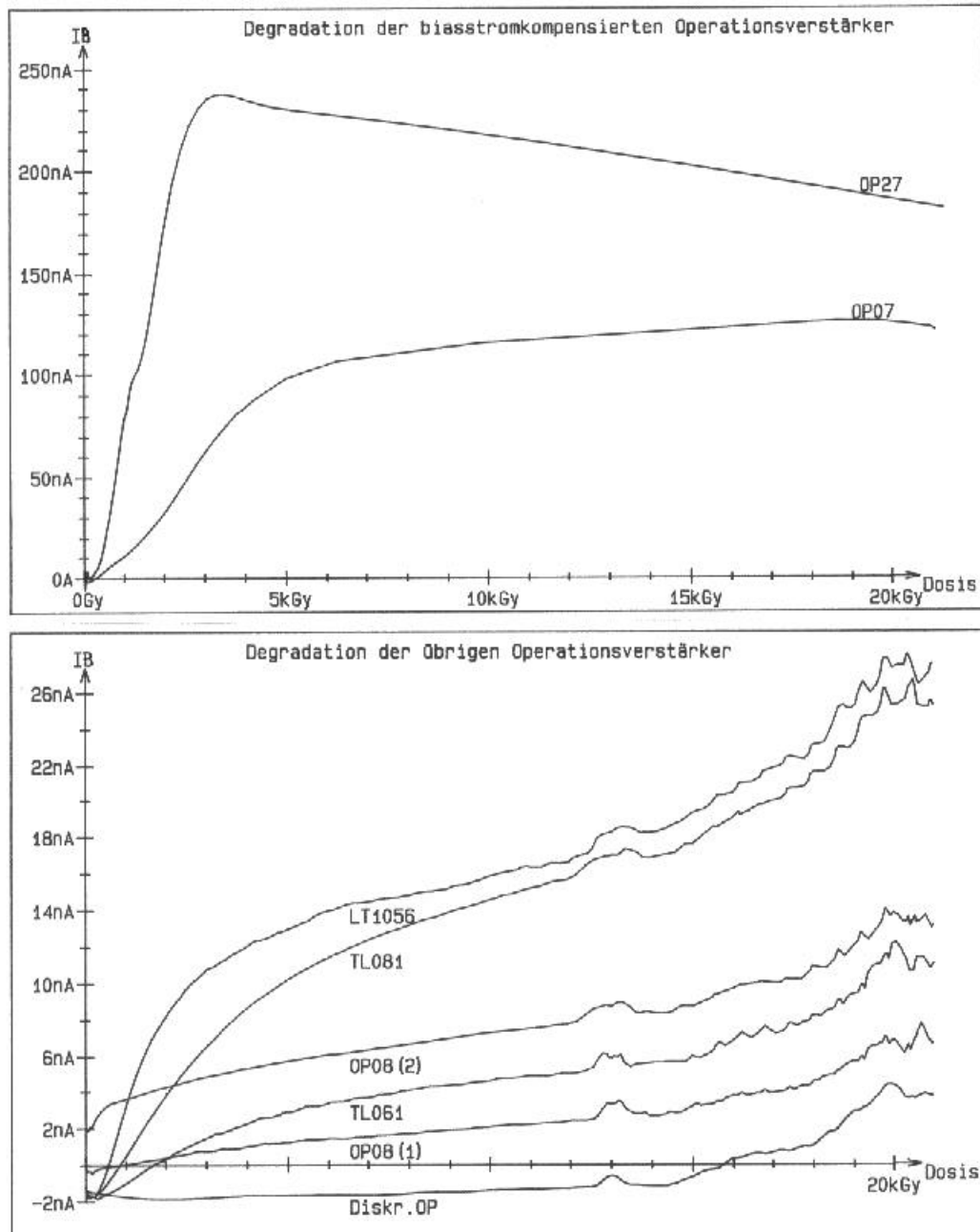


Bild 5.21 und Bild 5.22: Biasstrom der Operationsverstärker

Bild 5.23 gibt die gruppengemittelten Offsetspannungs-Degradationen wieder; die Kurven für die Operationsverstärker OP 07 und OP 27 sind nicht eingezeichnet, da sie unter 0.25 mV liegen. Bei der Bewertung der Daten erkennt man, dass sich diese Typen, die unter normalen Bedingungen eine gute U_{OS} -Stabilität (spezifizierter Maximalwert, Temperaturdrift, Alterung) aufweisen, auch unter Bestrahlung positiv verhalten.

Lediglich beim LT 1056 traten große Unterschiede zwischen den Probanden einer Gruppe auf (Bild 5.24); das Exemplar Nr. 4 weist oberhalb von 5 kGy starke U_{OS} -Schwankungen bis zu -11 mV auf.

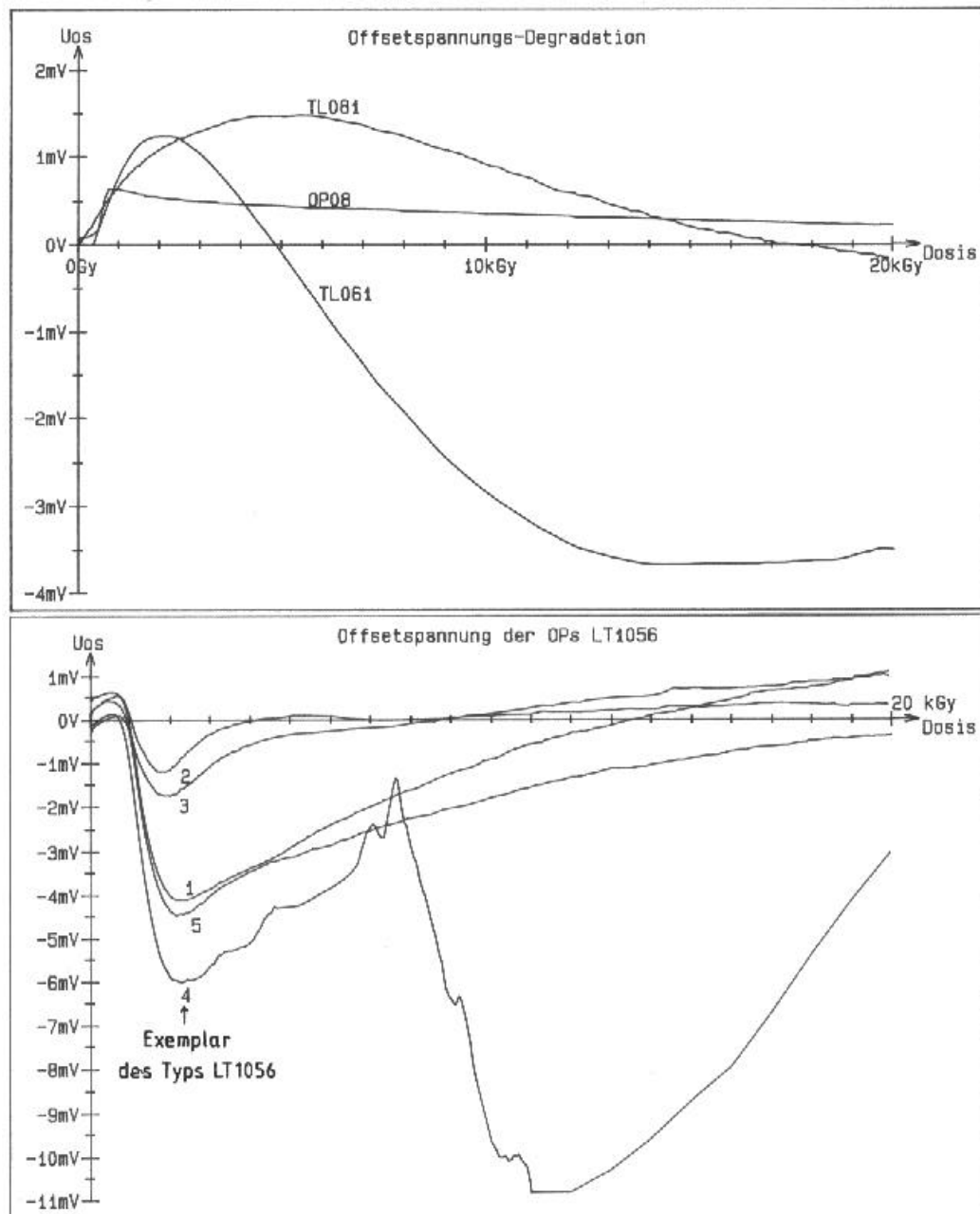


Bild 5.23 und Bild 5.24: Offsetspannungsänderung der Operationsverstärker

Im dynamischen Verhalten wurden deutliche Veränderungen festgestellt: das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt nahm größtenteils ab, und zwar bis um 40 %. Nimmt man an, dass sich die Kompensationskapazität nicht verändert hat, kommt als Ursache die Abnahme der Steilheit der Eingangsstufe durch einen Rückgang des Arbeitsstroms in Betracht. Eine Korrelation mit der Degradation des Versorgungstroms bestätigt diese Aussage. Der Typ TL 061 verbesserte als einziger seine Bandbreite um 20 %; sein Versorgungstrom stieg um 10 %.

Ähnliche Veränderungen wurden bezüglich der Slew-Rate festgestellt, wobei allerdings die Operationsverstärker mit FET-Eingang unsymmetrisch wurden. Beim TL 061 verdoppelte sich die Slew-Rate für negative Übergänge, für positive Übergänge blieb sie konstant. Beim ähnlich aufgebauten TL 081

verschlechterte sich die positive Anstiegsgeschwindigkeit um 10 %, die negative wurde um 30 % größer. Diese Ergebnisse deuten auf eine stark unsymmetrische Schädigung der Eingangsstufe hin.

Die bereits vorgestellten, sowie die weiteren Ergebnisse werden in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Parameter	Veränderung	Quantitativ	Bemerkungen
Vers.strom	Abnahme	bis 45%	Ausn.: TL-Reihe
Offsetspg.	Veränderung	bis 0.25 mV 1.3 mV bis 15 mV	OP 07 und OP 27 FET-Eingänge
Biasstrom	große Zunahme	5 nA...1 µA wenige nA	Bipolar-Eing. FET-Eingänge
Ausg.strom	unbedeutend Abnahme	- - begrenzt < 5 mA	nur Typ OP 08
Ausg.spannung	verschieden	-0.5 V...+0.2 V	
Leerlaufverst.	unbedeutend Abnahme	bleibt >90 dB 1200 = 62 dB	außer TL 061 Typ TL 061
Gleicht.-Unt.	unbedeutend	>80 dB	außer TL 061
GBWP	verschieden	-40%...+20%	
Slew-Rate	Abnahme verschieden	bis -25% bis +100%	Bipolar-Eing. FET-Eing.

Tabelle 5.11: Übersicht der Operationsverstärker-Degradationen

Der Parameter Versorgungsstrom ist an sich für den Betrieb meist ohne große Bedeutung, kritischer wäre ein größerer Anstieg des Versorgungsstroms, so dass die Spannungsversorgung überlastet werden könnte. Allerdings ändern sich andere Operationsverstärker-Parameter in Abhängigkeit der Betriebsströme (z.B. die Slew-Rate), so dass Operationsverstärker mit höherer Versorgungsstrom-Änderung auch in diesen Parametern stärker degradieren.

Die Offsetströme bewegen sich, verglichen mit den Biasströmen, im normalen Rahmen (einige Prozent von I_B).

Auffällig ist, dass die Strombelastbarkeit des OP 08 für negative Ströme abnimmt: ein Zeichen größerer Schädigung der Stromverstärkung der Ausgangs-pnp-Transistoren.

Die Korrelation der Degradation innerhalb der Gruppen gleicher Bauteiletypen war gut. Wenn auch z.B. beim Biasstrom Unterschiede der absoluten Werte bis zu Faktor 2 auftraten (OP 08 in Bild 5.22), so war die Degradation recht gleichmäßig.

Zu den einzelnen OP-Typen kann man folgende besondere Aussagen in Bezug auf die Strahlenschäden treffen:

OP 07:	gute Offsetspannungsstabilität, hoher Biasstrom
OP 08:	negativer Ausgangsstrom begrenzt
OP 27:	gute Offsetspannungsstabilität, hoher Biasstrom
LT 1056:	hohe Offsetspannung
TL 061:	dynamische Eigenschaften besser, Leerlaufverstärkung klein
TL 081:	unsymmetrische Slew-Rate

Beim HMI wurden z.B. auch die Operationsverstärker-Typen OP 07 und OP 27 untersucht [19,190,193]. Die Degradationswerte liegen in derselben Größenordnung wie die selbst gemessenen. Als Beispiel diene der Biasstrom des OP07 nach der Bestrahlung: beim HMI 40...110 nA, eigene Messungen 80...200 nA.

Der vom HMI gemessene Operationsverstärker OP 16 [190] ist ähnlich den Typen LT 1056 bzw. LF 356 aufgebaut. Die eigenen Bestrahlungswerte für diese FET-Operationsverstärker sind jedoch wesentlich schlechter als die des HMI (Offsetspannung 20-fach, Biasstrom 10-fach höher).

Die Hersteller- und Chargenunterschiede sind folglich bei den Operationsverstärkern besonders groß.

5.4.3. Annealing

Die Annealingmessungen der Operationsverstärker wurden 2.5 Monate bei Raumtemperatur durchgeführt.

Die Offsetspannungswerte änderten sich während der ersten Stunden bis zu 1 mV und blieben danach fast konstant. Bei einem Exemplar des LT1056 vergrößerte sich jedoch die Offsetspannung nach der Bestrahlung um 25 mV, es handelt sich hierbei aber um eine Ausnahme.

Der Biasstrom verringert sich beim Annealing deutlich. Bei einer Annealingzeit von 75 Tagen bei Raumtemperatur betrug der Ausheilgrad immerhin bis über 80 %. Bild 5.25 zeigt den Annealing-Verlauf für einige Operationsverstärkertypen. Trotzdem liegt der Biasstrom der FET-Schaltungen mit größenordnungsmäßig 1 nA noch deutlich über den unbestrahlten Werten von einigen 10 pA.

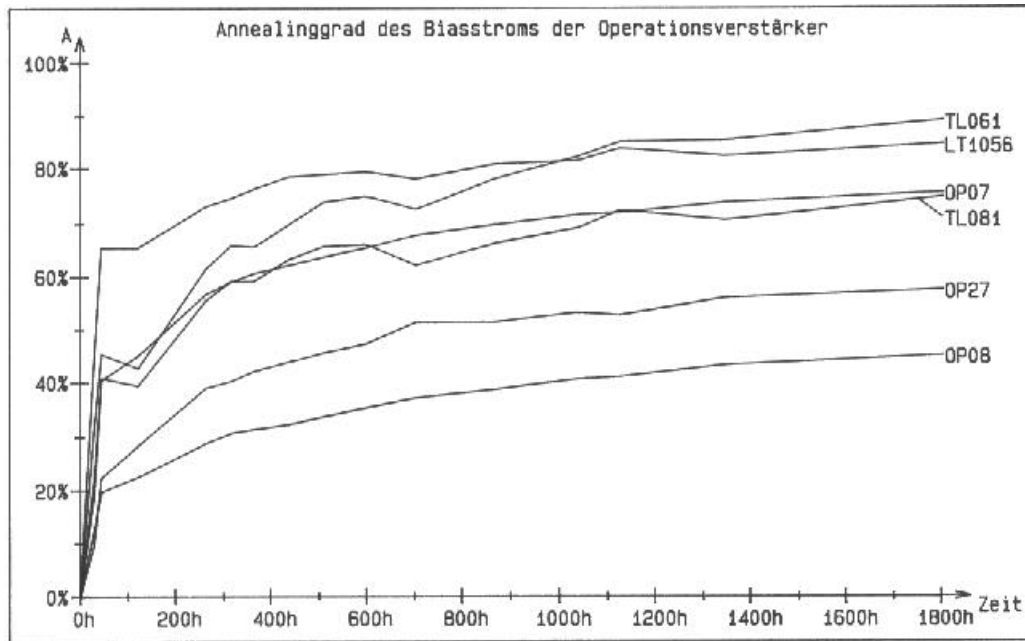


Bild 5.25: Annealing des Biasstroms der Operationsverstärker bei Raumtemperatur

5.5. Integrierte Transimpedanzverstärker

Neben Operationsverstärkern wurden auch Transimpedanzverstärker untersucht, da sie neuere integrierte Schaltungen mit sehr guten Hochfrequenzeigenschaften darstellen und daher eventuell bessere Degradationseigenschaften als herkömmliche Operationsverstärker aufweisen könnten. Die Einsatzmöglichkeiten sind jedoch aufgrund der Stromgegenkopplung auf spezielle Schaltungsstrukturen beschränkt.

5.5.1. Untersuchungsmethode

Es wurden zwei Typen Transimpedanzverstärker (CLC 401 und EL 2020) bestrahlt, der CLC 401 dreimal aufeinanderfolgend (insgesamt 29 kGy), der EL 2020 zweimal (insgesamt 25 kGy), mit jeweils etwa 14-tägigen Erholphasen bei Raumtemperatur. Die Dosisraten betrugen etwa 30 Gy/h, beim letzten Bestrahlungszyklus jedoch etwa 90 Gy/h. Die Betriebsspannung wurde auf ± 6 V eingestellt.

Außer der während der Bestrahlung gemessenen Größen Offsetspannung, Strom am nichtinvertierenden Eingang und Gleichspannungs-Übertragungskennlinie, wurde noch offline der Frequenzgang einer 50 Ω -angepassten Hochfrequenzverstärker-Teststruktur mit eingesetztem Transimpedanzverstärker-Baustein bestimmt.

5.5.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen

Die Verläufe der Offsetspannungen und der Eingangsströme sind im nächsten Abschnitt zusammen mit den Annealingveränderungen in den Bildern 5.26 bis 5.29 wiedergegeben. Die Offsetspannungs-Degradation verläuft bei den untersuchten Transimpedanzverstärker-Exemplaren sehr unterschiedlich, auch innerhalb einer Gruppe; die Änderungen bewegen sich von 1 mV bis 20 mV. Der Eingangsstrom am nichtinvertierenden Eingang ist im Vergleich zu den Operationsverstärkern recht stabil, sein Betrag nimmt sogar bis zu 20% (CLC 401) bzw. 50% (EL 2020) ab. Diese beiden Veränderungen sind jedoch für praktische Anwendungen als Wechsellspannungsverstärker im Allgemeinen ohne Bedeutung.

Interessant sind die Ergebnisse für die Grenzfrequenz der breitbandigen Verstärker: hier wurden beim CLC 401 keine Änderungen, beim EL 2020 Abnahmen von nur etwa 7% gemessen.

Parameter	Veränderung	Quantitativ	Bemerkungen
Offsetspg.	deutlich	bis 20 mV	
Eingangsstrom (nichtinvert.)	Abnahme	- 20 % - 50 %	CLC 401 EL 2020
Ausg.spannung	unverändert	-	
Grenzfrequenz	gering	< 7%	

Tabelle 5.12: Übersicht der Transimpedanzverstärker-Degradationen

Eine genaue Deutung der Eingangsstrom-Degradation ist nicht möglich, da keine detaillierten Informationen über die innere Struktur der verwendeten Transimpedanzverstärker vorliegen. Das Datenblatt gibt keine Aussagen darüber, eine Nachfrage bei Comlinear Corporation, dem Hersteller des CLC 401, blieb unbeantwortet. Man kann jedoch vermuten, dass die Eingangsstufen der Schaltkreise "Diamond-Strukturen" nach Bild 5.26 sind [215]. Der Strom I_E am nichtinvertierenden Eingang setzt sich aus den Basisströmen des pnp-Transistors T_1 und des npn-Transistors T_2 zusammen. Bei gleichen Kollektorströmen und identischen Stromverstärkungsfaktoren kompensieren sich die Basisströme ideal zu $I_E = 0$, Unsymmetrien führen jedoch zu einem endlichen Eingangsstrom. Im Datenblatt sind nur Beträge der maximalen Ströme angegeben. Dass I_E stets negativ gemessen wurde, ist vermutlich auf eine kleinere Stromverstärkung der pnp-Transistoren zurückzuführen. Ein systematischer Unterschied der Ströme I_1 und I_2 ist ebenfalls denkbar.

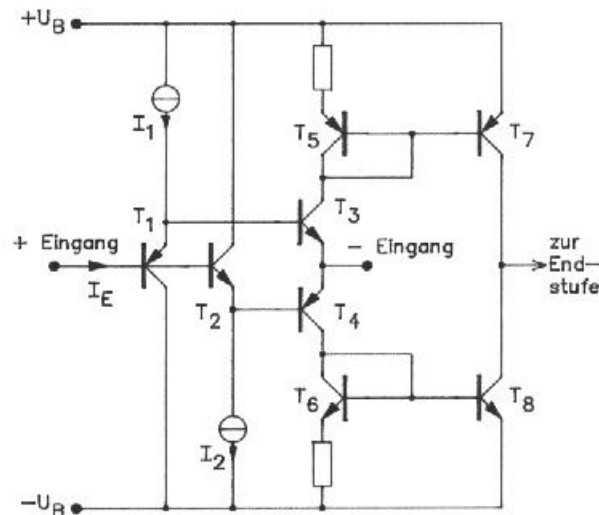


Bild 5.26: Diamond-Struktur der Eingangsstufen von Transimpedanzverstärkern [215]

Durch eine Unsymmetrie der Degradationen kann die beobachtete betragsmäßige Abnahme des Stroms zustande kommen. Es kann entweder die B-Degradation von T_1 günstiger als von T_2 sein, oder I_1 verringert sich etwas stärker als I_2 . Die Änderung der Offsetspannung bestätigt zudem die Annahme einer unsymmetrischen Degradation der Eingangsstufe.

Dass die Änderungen von I_E insgesamt relativ gering sind, bedeutet, dass entweder eine doch recht gleichmäßige Schädigung der symmetrischen Struktur auftritt (was jedoch unwahrscheinlich ist) oder die Einzelkomponenten absolut wenig degradieren. Die Beständigkeit der dynamischen Eigenschaften bekräftigt die zweite Annahme.

Die recht gute Strahlenbeständigkeit (bis auf die Offsetspannung) ist sicherlich auch auf die moderne Technologie der integrierten Transimpedanzverstärker-Schaltkreise zurückzuführen (Transistoren mit sehr hoher Transitfrequenz; vermutlich dielektrische Isolationen).

5.5.3. Bestrahlungs- und Annealing-Zyklen

In der Folge der Bestrahlungs- und Raumtemperatur-Annealingphasen (Bilder 5.27 bis 5.30) für die Offsetspannungen und Eingangsströme aller 10 untersuchten Transimpedanzverstärker sind interessante Ergebnisse zu erkennen. Die Annealingveränderungen sind als senkrechte Linien an den jeweiligen Zyklusgrenzen eingezeichnet.

Beide Größen U_{OS} und I_E veränderten sich sowohl während der Bestrahlungen wie auch während der Annealingphasen in unterschiedlichen Tendenzen, häufig sogar beim Annealing stärker als während der Bestrahlungen. Dieses ist besonders beim Typ CLC 401 zu erkennen. Der Verlauf der Offsetspannung des EL 2020 setzt sich unabhängig von den Annealingveränderungen nach kurzer Bestrahlungszeit fort, während sich dessen Eingangsstrom beim Annealing nur wenig ändert und bei der Folgebestrahlung zunächst rückläufig ist und dann weiter degradiert.

Am Beispiel des am stärksten degradierten Transimpedanzverstärkers CLC401, Exemplar 5 soll ein Deutungsversuch unternommen werden: Der Betrag der Offsetspannung (Bild 5.27) vergrößert sich im Laufe der 1. Bestrahlung um 2 mV. Beim nachfolgenden Annealing steigt $-U_{OS}$ extrem an (20 mV), was nur als Folgeprozess eines Bestrahlungseffekts im Halbleitermaterial gedeutet werden kann, z.B. die Umwandlung von Oxidladungen in Phasengrenzzustände oder eine Diffusion der Störstellen in Bereiche größerer Auswirkung. Im 2. Bestrahlungszyklus, einschließlich Annealingzeitraum, wird die Degradation zum Teil wieder kompensiert. Eine Erklärung für diese Umkehr kann nicht gegeben werden, da aufgrund der sehr komplexen integrierten Struktur keine Beurteilung des Einflusses der vermuteten Effekte auf die elektrischen Eigenschaften der Gesamtschaltung möglich ist. Erstaunlicherweise scheint sich im 3. Zyklus die Degradation des ersten fortzusetzen, bis bei hohen Dosen $-U_{OS}$ wieder etwas kleiner wird. Die Dosisrate scheidet als Erklärung aus, da sie bei den beiden ersten Experimenten etwa gleich und erst bei der 3. Bestrahlung größer war.

Dieses exemplarische Verhalten beweist wiederum die hohe Komplexität der durch Bestrahlung verursachten Vorgänge in Halbleiter-Bauelementen. Es ist einzusehen, dass solche Verläufe wohl kaum vorherzusagen sind.

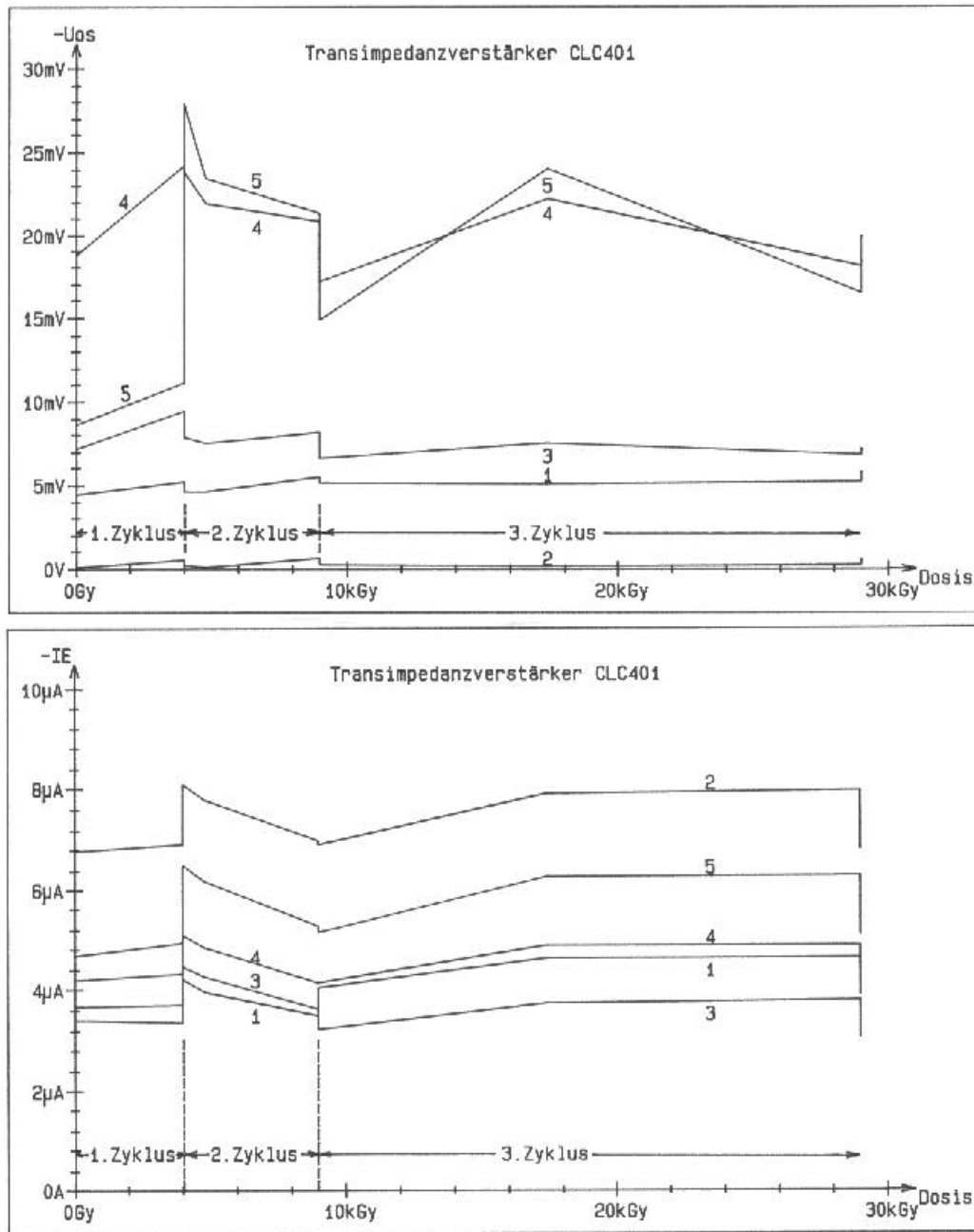


Bild 5.27 und 5.28: Offsetspannung und Eingangsstrom während der Bestrahlungs- und Annealing-Zyklen des Typs CLC401 (5 Exemplare)

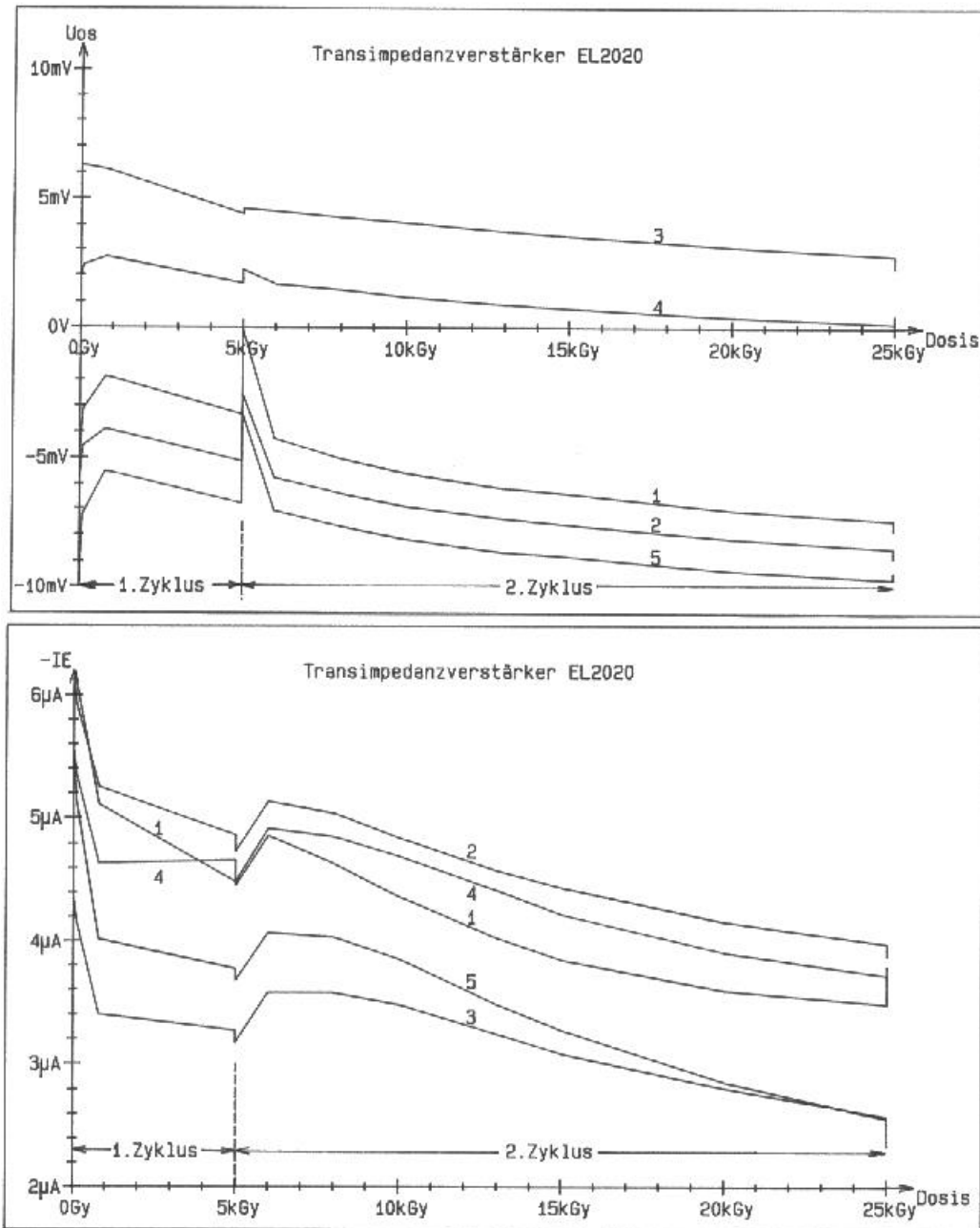


Bild 5.29 und 5.30: Offsetspannung und Eingangsstrom während der Bestrahlungs- und Annealing-Zyklen des Typs EL2020 (5 Exemplare)

5.6. Z-Dioden

5.6.1. Untersuchungsmethode

Getestet wurden Dioden der Typenreihe BZX79C mit Z-Spannungen von 3 V bis 27 V bis zu einer hohen Gesamtdosis von 93 kGy. 5 Dioden wurden online gemessen, wobei sich aber keine Nichtmonotonien oder besondere Ereignisse feststellen ließen. Sonst wurden die Parameter nur vor und nach der Bestrahlung kontrolliert.

Die Dioden wurden während der Bestrahlung allgemein im Durchbruch mit 50 mW Leistung, die 15V-Typen auch unter anderen Bedingungen betrieben (im Durchbruch mit verschiedenen Strömen, gesperrt, spannungslos, im Vorwärtsbetrieb).

5.6.2. Ergebnisse der Bestrahlungsuntersuchungen

Die Strahlenhärte von Z-Dioden wurde durch die Untersuchungsergebnisse weitgehend bestätigt.

Die Durchbruchspannung änderte sich lediglich bei den 27V-Dioden um -0.4 V, sonst wurden weniger als 0.2 % ($U_Z > 5V$) bzw. 0.5 % ($U_Z < 5 V$) Änderung gemessen. Bei einem Typ ($U_Z = 9.1 V$) sank die Spannung bei kleinem Messstrom ($I = 1 \mu A$) um mehr als 1 V, was auf Oberflächenströme zurückzuführen ist. Die Flussspannungen ($I = 5 mA$) verringerten sich bis zu 20 mV. Der differenzielle Widerstand vergrößerte sich lediglich beim 27V-Typ um 40 %. Eine signifikante Arbeitspunktabhängigkeit der Schädigung konnte an den 15V-Dioden nicht festgestellt werden.

5.7. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren

5.7.1. Untersuchungsmethode

Gemessen wurden die statischen Ausgangskennlinienfelder der n-Kanal-Transistoren 2N4416, 2N4393, 2N4859 und BF246B. Alle Typen wurden während der Bestrahlung aktiv mit $U_{DS} = 5 V$ und $I_D = 2 mA$ betrieben, der 2N4416 zusätzlich gesperrt mit $U_{DS} = 20V$ und $U_{GS} = -15 V$. Die Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung während der Bestrahlung sind in Bild 5.31 dargestellt.

Die Bestrahlungsdosis betrug 93 kGy mit einer Dosisrate von 260 Gy/h. Das Annealingverhalten wurde 11 Tage bei Raumtemperatur überprüft.

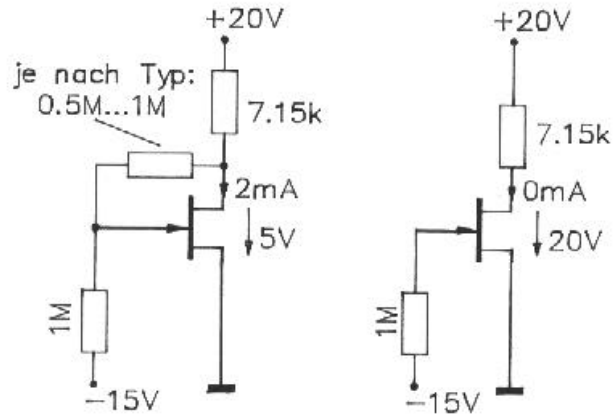


Bild 5.31: Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung der Sperrschicht-FET

5.7.2. Ergebnisse der Bestrahlungs- und Annealinguntersuchungen

Übereinstimmend mit den Literaturaussagen ist die Degradation der Feldeffekttransistoren trotz der hohen aufgebrachten Dosis recht gering. Daher wird im Folgenden auf eine graphische Darstellung der Degradationsverläufe verzichtet, die Veränderungen werden nur verbal erklärt.

Die Änderung der Schwellspannung betrug beim BF246B etwa 0.1 V, sonst weniger als 0.03 V und ist demnach für die meisten Anwendungen vernachlässigbar. Die Steilheit änderte sich um etwa 1 % (Ausnahme: BF246B: 4 % Abfall). Der Sperrstrom I_{DS0} bei $U_{GS} = -10$ V und $U_{DS} = 20$ V stieg bis auf Werte von 0.5 μ A an, jedoch nur bei den im Sperrbetrieb bestrahlten 2N4416.

Der On-Widerstand stieg beim Typ BF246B um 10 %, bei den anderen um maximal 2 %. Die Ausgangskennlinien-Steigung, die den Ausgangsleitwert der Sourceschaltung repräsentiert, vergrößerte sich bis zu 35 % und wurde beim Annealing (Raumtemperatur) zum Teil wieder kompensiert (80-95 % Annealinggrad).

Beim Feldeffekttransistor 2N4416 war nur in den Parametern Sperrstrom und Ausgangsleitwert ein Einfluss des Arbeitspunkts während der Bestrahlung zu erkennen. Wie bei Bipolartransistoren wirkt sich der Sperrbetrieb negativ auf die Degradation aus.

Während beim Raumtemperatur-Annealing des 2N4416 keine signifikanten Veränderungen messbar waren, zeigten die anderen Typen bei der Steilheit deutliche Änderungen, die weit über die Degradation während der Bestrahlung hinausgehen. Die Steilheit sank beim 2N4393 sogar innerhalb kurzer Zeit bis zu 35% und blieb dann konstant.

Die Daten der HMI-Untersuchungen belegen ebenfalls eine sehr geringe Degradation, wobei hier jedoch nur Messungen bis zu einer Dosis von 10 kGy ausgeführt wurden. Quantitative Vergleiche sind wegen der insgesamt geringen Änderungen nicht sinnvoll. Interessant ist jedoch festzustellen, dass auch bei den HMI-Messungen [19,191] erst beim *Annealing* eine Änderung der Steilheit bzw. des Sättigungsstroms eintrat (2N5564: +7 % nach 10 kGy; 2N3822: -5 % nach 1.5 kGy).

Zusammenfassend ist zu sagen, dass die Degradationen der Sperrschicht-Feldeffekttransistoren relativ gering sind. Unterschiede zwischen verschiedenen Typen werden deutlich, der BF246B degradiert stärker als die übrigen untersuchten Typen. Die Steilheits-Abnahme beim Annealing ist jedoch ein bedeutsames Phänomen. Dieser Effekt ist dadurch zu erklären, dass während der Bestrahlung entstandene Oxidladungen nahe des Gates sich beim Annealing in Phasengrenzzustände umwandeln (wie bei MOSFET).

5.8. Photoströme

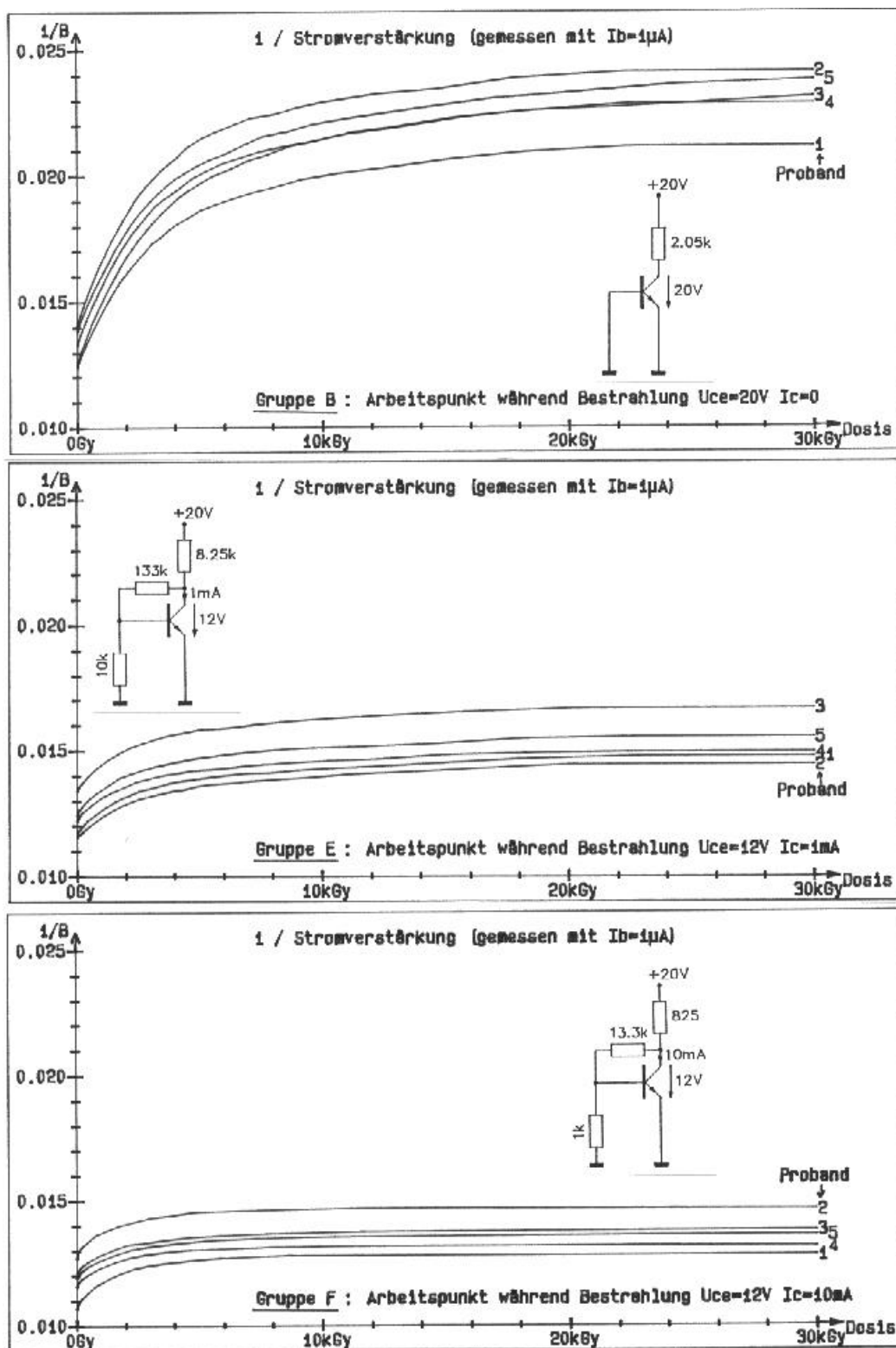
Wenn auch die Messung von Photoströmen kein direkter Forschungsgegenstand war, so wurde doch bei den Operationsverstärker-Experimenten festgestellt, dass sofort nach Bestrahlungsbeginn ein Sprung des gemessenen Eingangsstroms auftrat, der wegen der proportionalen Abhängigkeit von der Dosisrate nur auf einen Dosisrateneffekt zurückgeführt werden kann. Fraglich bleibt jedoch der Ort der Entstehung: die Halbleiterschaltungen selbst sind weitgehend ausgeschlossen, da es sehr unwahrscheinlich ist, dass alle Strukturen den gleichen Photostrom erzeugen. Möglich erscheint eine Generation in den Zuleitungskabeln oder anderen Isoliermaterialien (Leiterplatten, Relais u.ä.). Der im Messaufbau auftretende Strom beträgt etwa 3 nA bei einer Dosisrate von 100 Gy/h. Da er in derselben Größenordnung wie die Biasströme liegt, ist er selbst bei dieser relativ geringen Dosisrate nicht zu vernachlässigen.

5.9. Statistik

Die vorgestellten Messergebnisse waren allgemein Mittelwerte der jeweils unter gleichen Bedingungen untersuchten 5 Bauelemente-Exemplare. Eventuelle "Ausreißer" wurden allerdings nicht berücksichtigt.

Einige statistische Aussagen wurden schon bei den Messergebnissen der einzelnen Bauteilklassen genannt. Bei den MOS-Feldeffekttransistoren waren nur in einer Gruppe größere Schwankungen festzustellen, die Operationsverstärker degradierten mit einer Ausnahme gleichmäßig, bei den Transimpedanzverstärkern wurden große Differenzen untereinander gemessen und bei den Sperrschicht-Feldeffekttransistoren und Z-Dioden waren die Schwankungen klein.

Die Losgröße von 5 Probanden lässt jedoch keine gesicherten Aussagen über die allgemeine Statistik zu, es sind allenfalls Tendenzen erkennbar.



Bilder 5.32 bis 5.34: Verläufe der $1/B$ -Änderungen des Typs BFY90 für 3 Arbeitspunkte

Die umfangreichsten statistischen Aussagen sind für den Bipolartransistor-Typ BFY90 möglich, da hierzu die meisten Messergebnisse existieren. Zum Beispiel degradierte der Stromverstärkungsfaktor bei mittlerem Basisstrom unter den jeweils 5 Exemplaren einer Gruppe sehr gleichmäßig. Exemplarisch für 3 Gruppen ist der Degradationsverlauf in den Bildern 5.32 bis 5.34 gegenübergestellt. Die Kurven mit etwas unterschiedlichen Anfangswerten verlaufen parallel zueinander.

Wenn auch, wie eben beschrieben, bei den Messungen an Einzeltransistoren die Schädigung innerhalb der Gruppen sehr gleichmäßig verlief, war dieses jedoch bei den Transistoren innerhalb einer komplexen Schaltung (Abschnitt 6.3.) nicht der Fall. Zusammen mit den Ergebnissen der Serienmessungen sind die $1/B$ -Degradationswerte in Bild 5.35 eingetragen.

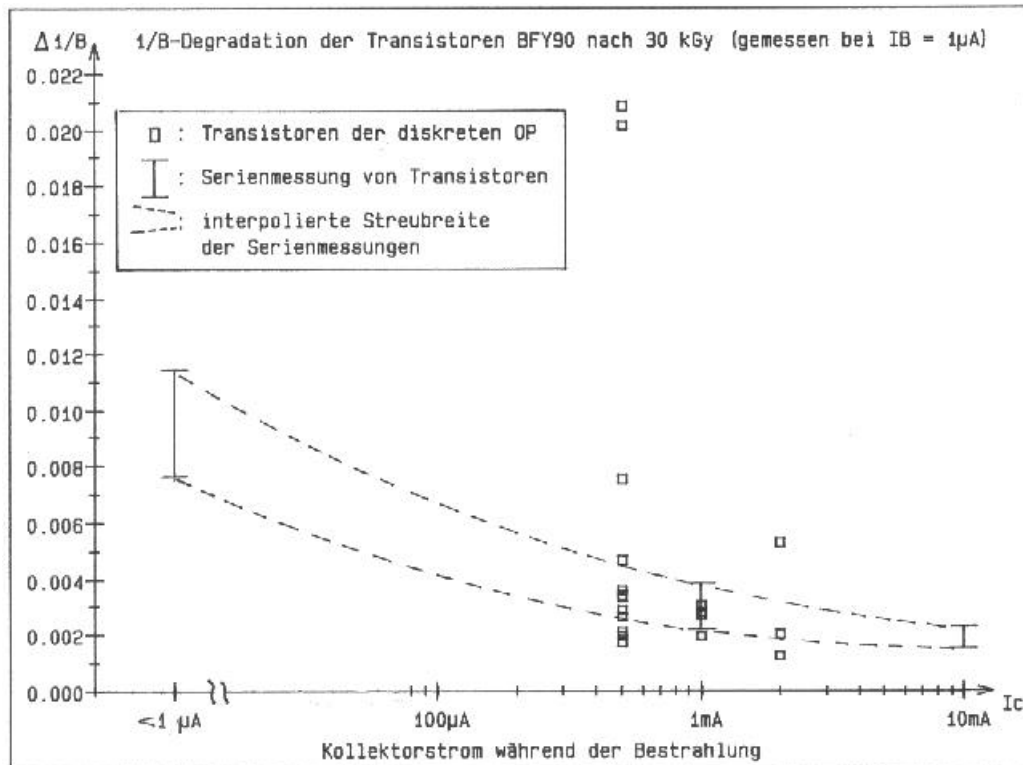


Bild 5.35: Vergleich aller Messergebnisse des BFY90

Deutlich wird dieses vor allem bei den Transistoren des diskreten Operationsverstärkers im Arbeitspunkt $I_C = 500 \mu A$. Während eine Reihe Messergebnisse innerhalb der interpolierten Streubreite der Einzelmessungen liegen, sind einzelne Degradationsergebnisse deutlich schlechter. Auch bei $I_C = 2 \text{ mA}$ schwanken die Ergebnisse stark.

Ein Deutung ist zur Zeit nicht möglich. Es ist jedoch davor zu warnen, die bei Bestrahlungstests ermittelten Degradationsdaten als allgemeingültig anzusehen.

6. Entwurf und Test strahlenresistenter Schaltungen

In diesem Kapitel werden Möglichkeiten vorgestellt, durch Optimierung der elektronischen Schaltungsstruktur und Auswahl geeigneter Bauelemente möglichst strahlenresistente Schaltungen zu realisieren, wobei wie bei den Einzeluntersuchungen nur handelsübliche Bauelemente Verwendung finden sollen. Außer Acht gelassen werden daher spezielle technologische Maßnahmen zur Härtung von Halbleiterbauelementen, sowie sehr spezielle Bauteile, die nach Literaturaussagen eine hohe Strahlenverträglichkeit versprechen (s. Abschnitt 3.1.10).

In der Praxis müssen häufig konträre Anforderungen in Einklang gebracht werden. Zum Beispiel ist ein geringer Leistungsverbrauch bei Schaltungen im Weltraum zwingend notwendig, andererseits spricht jedoch die Strahlungsempfindlichkeit von MOS-Strukturen oder die Arbeitspunktabhängigkeit bei Bipolartransistoren gegen eine schaltungsoptimale Auslegung. Hierfür werden dann vor allem Spezialbauelemente und technologische Verbesserungen notwendig sein. Andererseits spielen bei erdgebundenen kerntechnischen Anlagen Leistungsaufnahme und Platzbedarf eine untergeordnete Rolle, so dass hierfür alle vorgeschlagenen schaltungstechnischen Maßnahmen einen praktischen Beitrag zur Strahlenhärtung liefern.

Eine metallische Abschirmung zur Abschwächung der Strahlung, wobei eine Modifikation des Spektrums eintritt, ist prinzipiell möglich, wenn Platzbedarf und Gewicht sie zulassen. Solche Maßnahmen werden hier nicht weiter diskutiert. Eventuelle Auswirkungen eines Metallgehäuses des Bauelements werden in die Resistenz des Bauelements einbezogen. Der Einfluss eines normalen Transistor-Metallgehäuses mit ca. 0.1 mm Wandstärke wird aber eher vernachlässigbar sein.

Während im folgenden Abschnitt 6.1. Schaltungsdegradationen aufgrund qualitativer oder typischer quantitativer Bauteilveränderungen beschrieben sind, werden in Abschnitt 6.2. konkrete Bestrahlungsdaten eingesetzt. Abschnitt 6.3. ergänzt die Ausführungen mit dem Optimierungsbeispiel einer komplexen elektronischen Schaltung. Weitere Ergebnisse wurden in [213] zusammengefasst.

6.1. Allgemeine Entwurfsregeln

Hier wird auf einige schaltungstechnische Grundregeln der Optimierung unter Zugrundelegung der wesentlichen Degradationseigenschaften der Bauelemente eingegangen.

6.1.1. Auswahl des aktiven Bauelements

Wenn auch aufgrund der gefundenen Degradationserscheinungen in Halbleiter-Bauelementen allgemeine Schwerpunkte bekannt sind, so lässt sich doch kaum eine generelle Aussage darüber treffen, welches Bauteil nun das am besten geeignete ist, da die Schädigung einerseits stark vom einzelnen Bauelement und von der Strahlungsart, andererseits von der gewählten Schaltung, deren Anforderungen und den Arbeitspunkten abhängt.

Als grobe Regeln kann man ansetzen:

- *Bipolartransistoren* sollten eine hohe Transitfrequenz und geringe maximale Verlustleistung aufweisen. Sie sind dann für Gamma-Bestrahlung meistens gut geeignet.
- *Sperrschicht-Feldeffekttransistoren* zeigen nur geringe Degradationen, der Gatestrom steigt jedoch stark an und ist zu berücksichtigen. Eine Änderung der Steilheit kann beim Annealing eintreten.
- *MOS-Feldeffekttransistoren* sollten bei Gamma-Bestrahlung sorgfältig ausgewählt werden, wobei Verarmungstypen, die bei $U_{GS} = 0$ betrieben werden können, am besten sind. Unter reiner Neutronen-Bestrahlung sind MOSFET allgemein sehr resistent.
- *Integrierte Operationsverstärker* sind in kritischen Fällen durch diskrete Aufbauten zu ersetzen. Moderne Technologien für hohe Frequenzen (z.B. Transimpedanzverstärker) zeigen jedoch mittlerweile auch gute Strahlungseigenschaften.

6.1.2. **Arbeitspunkteinstellung der Bipolartransistoren**

Aufgrund der allgemeinen Erkenntnisse über die Arbeitspunktabhängigkeiten sollte der Kollektorstrom einer Transistorschaltung relativ groß (in der Nähe des Stromverstärkungs-Maximums) eingestellt werden. Einschränkungen sind jedoch gegeben durch:

- die zulässige Leistungsaufnahme der Schaltung
- die Verlustleistung und den Grenz-Kollektorstrom des Transistors
- den Eingangswiderstand der Stufe
- weitere Schaltungseigenschaften

Die Widerstandsbeschaltung am Basisanschluss zur Einstellung des Arbeitspunkts sollte nicht zu hochohmig sein, um bei Zunahme des Basisstroms I_B und des Sperrstroms I_{CB0} den Kollektorstrom nicht wesentlich zu verändern. Bild 6.1 gibt den Arbeitspunktstrom I_C (bezogen auf den Strom $I_{C,id}$ für $B \rightarrow \infty$) einer einfachen Transistorschaltung mit stromgesteuerter Gegenkopplung in Abhängigkeit von der Stromverstärkung bei unterschiedlichen Widerstandsbeschaltungen wieder (R_E : Emitterwiderstand; R_B : Innenwiderstand des Spannungsteilers an der Basis).

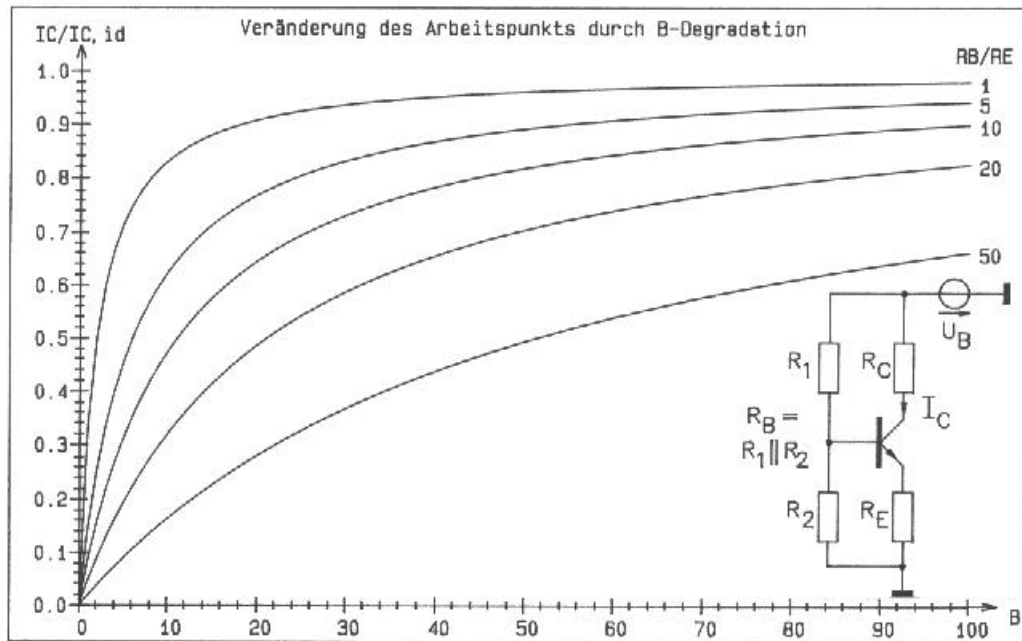


Bild 6.1: Normierter Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Stromverstärkung bei unterschiedlichen Widerstandsverhältnissen

Das Verhältnis R_B/R_E muss möglichst klein sein, damit der Einfluss des zunehmenden Basisstroms auf die Arbeitspunkteinstellung minimiert wird. Dabei ist jedoch ein Kompromiss zwischen Kleinsignal-Eingangswiderstand, Verstärkungsfaktor und Ausgangs-Aussteuerbarkeit zu finden. Eine Arbeitspunktstabilisierung durch Gegenkopplungsmaßnahmen ist auf jeden Fall notwendig.

Lässt sich eine größere I_C -Abnahme nicht vermeiden, sollte die Kollektor-Emitter-Spannung möglichst klein gewählt werden, da U_{CE} ansteigen wird.

Im Sättigungsbetrieb ist eine genügend hohe Basisstrom-Reserve einzuplanen, um einen ausreichenden Übersteuerungsfaktor $B \cdot I_B/I_C$ zu gewährleisten. Ansonsten würde die Sättigungsspannung $U_{CE,sat}$ unnötig stark ansteigen.

6.1.3. Gegengekoppelte Transistorschaltungen

Verschiedene Schaltungsrealisierungen, die bei niedrigen Frequenzen folgende gemeinsame Eigenschaften aufweisen sollen, werden miteinander verglichen:

- Die Spannungsverstärkung der Schaltung soll $V_U \approx 50$ betragen.
- Betriebsspannung $U_B = 10 \text{ V}$
- Der eingestellte Arbeitspunktstrom sei $I_C \approx 5 \text{ mA}$.
- Der Lastwiderstand sei $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, der Ausgangswiderstand der Schaltung R_a maximal $1 \text{ k}\Omega$.
- Der Eingangswiderstand R_e des Verstärkers sollte nach Möglichkeit mindestens $250 \text{ }\Omega$ betragen.

- Der Verstärker soll im Kleinsignalbetrieb eingesetzt werden, eine Ausgangs-Aussteuerbarkeit von etwa 0.1 V reiche aus. U_{CE} sollte aber = 1 V sein, um eine Sättigung des Transistors zu vermeiden.
- Die Stromverstärkung des verwendeten Bipolartransistors verringere sich von $B_0 = 100$ auf $B_{min} = 20$ (größenordnungsmäßig typische Degradation bei einer Dosis von einigen kGy).

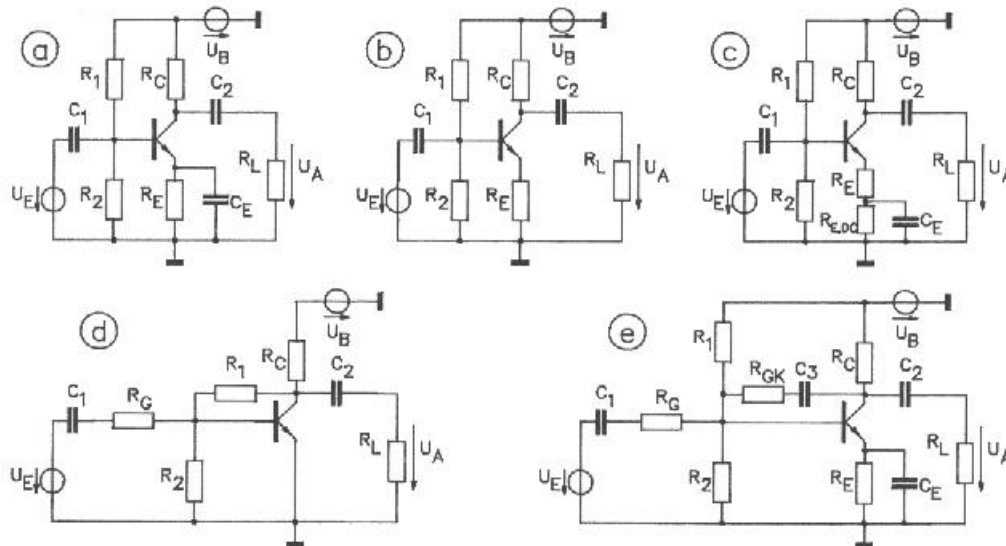


Bild 6.2: Untersuchte Transistor-Schaltungen (C_1, C_2, C_3, C_E seien Signalkurzschlüsse)

Die Dimensionierung von 5 möglichen Grundschaltungen (Bild 6.2 a-e) erfolgt nach folgenden Überlegungen, wobei $V_U = 50$ für den nicht degradierten Transistor eingestellt wird:

- Einfache Emitterschaltung mit Arbeitspunktstabilisierung: Da die Steilheit $g_m = I_C/U_T$ durch $I_C = 5$ mA vorgegeben ist, wird $R_C = 265 \Omega$. R_E sollte möglichst groß sein (1.5 k Ω); $R_1 = 600 \Omega$ und $R_2 = 3.2$ k Ω wurden so dimensioniert, dass der geforderte Eingangswiderstand bei $B_0 = 100$ eingehalten wird (für $B_{min} = 20$ lässt sich $R_E = 250 \Omega$ prinzipiell nicht erreichen, da der differenzielle Basis-Emitter-Widerstand des Transistors $r_{BE} = B/g_m$ schon geringer ist).
- Stromgesteuerte Gegenkopplung: Kollektorkwiderstand $R_C = R_a = 1$ k Ω . $R_E = 13 \Omega$ wurde entsprechend der gewünschten Verstärkung eingestellt. $R_1 = 7.2$ k Ω und $R_2 = 725 \Omega$ konnten so dimensioniert werden, dass bei B_{min} der Wunsch nach minimalem Eingangswiderstand erfüllt wird.
- Stromgesteuerte Gegenkopplung mit zusätzlicher Arbeitspunktstabilisierung: $R_C = 1$ k Ω , $R_E = 13 \Omega$, wie unter b). Der zusätzliche Emitterwiderstand $R_{E,DC} = 750 \Omega$ ist unter Berücksichtigung der Aussteuerbarkeit möglichst groß. $R_1 = 1.6$ k Ω und $R_2 = 1.4$ k Ω zur Arbeitspunkteinstellung und möglichst klein.
- Spannungsgesteuerte Gegenkopplung: R_G wird gleich $R_E = 250 \Omega$ gesetzt und $R_1 = 18$ k Ω zur Einstellung des Verstärkungsfaktors. $R_2 = 50$ k Ω , um den Arbeitspunkt einzustellen (relativ unkritisch). R_C sollte möglichst groß sein, aber den geforderten Ausgangswiderstand erfüllen, daher $R_C = 1.75$ k Ω .

- e) Spannungsgesteuerte Gegenkopplung mit zusätzlicher Arbeitspunktstabilisierung: R_C und R_E gleich groß (800 Ω); $R_G = 250 \Omega$ und $R_{GK} = 30 \text{ k}\Omega$ zur Einstellung der Verstärkung; $R_1 = 5.5 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ für die Arbeitspunkteinstellung.

Die Schaltungseigenschaften der 5 Realisierungen vor und nach der B-Degradation, simuliert mit Spice, sind in Tabelle 6.1 gegenübergestellt.

Schaltung	V_U		R_e/Ω		R_a/Ω	
	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>
a)	50.0	47.5	255	90	265	265
b)	49.7	37.8	485	275	1000	1000
c)	49.5	47.2	530	255	1000	1000
d)	50.2	34.6	315	313	435	770
e)	49.7	28.3	400	330	440	585

Tabelle 6.1: Änderungen der Schaltungsparameter zu Bild 6.2

Abgesehen von der einfachen Emitterschaltung a), die aber den geforderten Eingangswiderstand nicht einhalten kann, zeigt die gegengekoppelte Stufe c) mit aufgeteiltem Emitterwiderstand in diesem Beispiel die besten Degradationseigenschaften in Bezug auf den Spannungsverstärkungsfaktor. Die spannungsgesteuerte Gegenkopplung mit zusätzlicher Arbeitspunktstabilisierung e) weist die schlechteste Stabilität auf, da der sinkende Basis-Emitterwiderstand des Transistors einen erheblichen Einfluss ausübt.

6.1.4. Differenzverstärkerstruktur

Eine der wichtigsten Eigenschaften eines Differenzverstärkers, die Offsetspannung, kann nicht vorausgesagt werden, da die Symmetrie der Degradation der vorhandenen Bipolar- oder Feldeffekttransistoren dafür verantwortlich ist. Es ist aber einsehbar, dass solche Bauelemente, die eine geringe Schädigung erfahren (z.B. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren oder HF-Bipolartransistoren), auch die Offsetspannung weniger variieren werden als strahlenweiche Transistoren (z.B. MOS-Feldeffekttransistoren). Ferner werden allgemeine Symmetriebedingungen (gleich strukturierte Transistoren auf einem Halbleitersubstrat) auch die Degradation positiv beeinflussen.

Welche Auswirkungen auf die Kleinsignalverstärkung eines Bipolartransistor-Verstärkers mit Differenzverstärkerstruktur der Stromverstärkungsfaktor B hervorruft, wird an folgendem Beispiel demonstriert. Eine wechsellspannungsgekoppelte Differenzverstärkerstruktur mit einseitiger Signalauskopplung vom Kollektorwiderstand sei gemäß Bild 6.3 aufgebaut. Die positive Betriebsspannung betrage $U_B = 10 \text{ V}$, der Kollektorwiderstand sei $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ und der Lastwiderstand $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Der Arbeitspunkt der Transistoren für $B = 100$ werde mit Hilfe des Widerstands R_E abhängig von der negativen Betriebsspannung U_H jeweils auf $I_C = 5 \text{ mA}$ eingestellt.

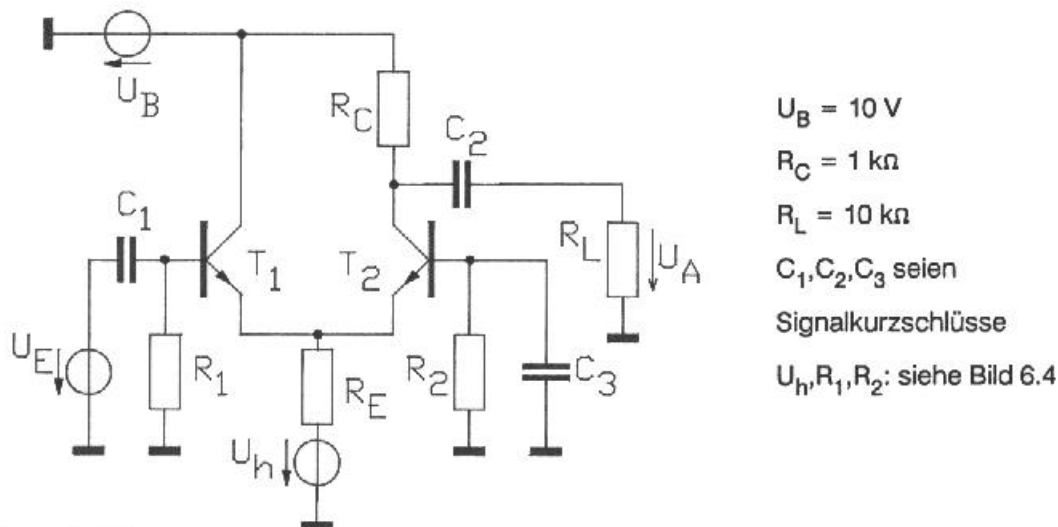


Bild 6.3: Schaltbild des untersuchten Verstärkers

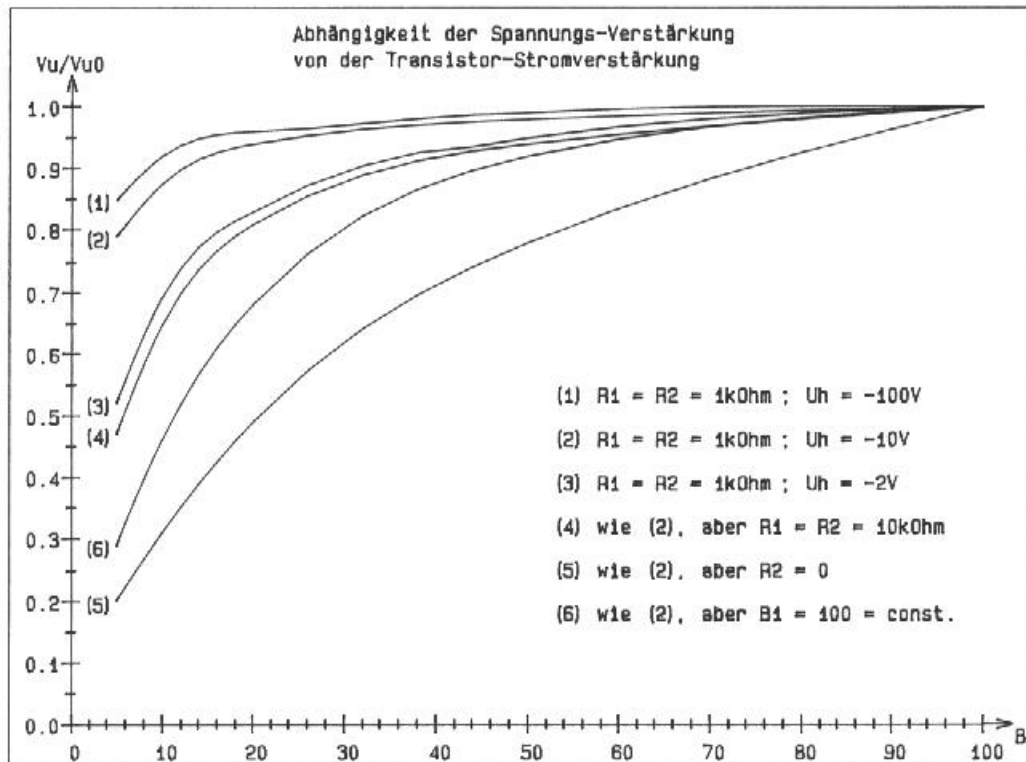


Bild 6.4: Abhängigkeiten der Spannungsverstärkung von der Stromverstärkung der Transistoren in Schaltung Bild 6.3 unter verschiedenen Randbedingungen

Bei guter Stromeinprägung in die Emitter mit hoher Spannung U_h und entsprechend großem R_E ist die Empfindlichkeit der Kleinsignalverstärkung bei Abnahme der Stromverstärkung der Transistoren gering: selbst bei $B = 5$ sinkt die Verstärkung nur um 15 % (Kurve 1 in Bild 6.4). Mit abnehmenden Größen U_h und R_E wird der Einfluss immer deutlicher (Kurven 2 und 3). Vergrößert man die Biaswiderstände R_1 und R_2 , tritt eine weitere Verschlechterung ein (Vergleich zwischen den Kurven 4 und 2); noch ungünstiger wird das Verhalten bei unsymmetrischen Widerständen (Kurve 5). Aber auch eine ungleiche Degradation der Transistoren wirkt sich negativ aus (Kurve 6: Transistor T_1 mit konstantem B).

Im letzten Fall ist zu beachten, dass ein auf den Differenzeingang bezogener Offsetstrom der Größe $I_{OS} = I_C \cdot (1/B_1 - 1/B_2)$ entsteht. Die Ursache für die Verstärkungsänderung liegt in Arbeitspunktverschiebungen der Transistoren und damit verbundener Steilheitsänderungen.

6.1.5. Arbeitspunkteinstellung bei MOSFET

Eine Veränderung der Schwellspannung um mehrere Volt gestaltet die Dimensionierung von MOSFET-Schaltungen sehr schwierig. Eine einfache Arbeitspunkteinstellung mittels Spannungsteiler am Gate ist nicht praktikabel; es muss eine relativ hohe Betriebsspannung vorhanden sein und eine wirksame spannungsgesteuerte Gegenkopplung realisiert werden. Selbst wenn die Arbeitspunktgröße I_D wirksam stabilisiert wird, treten Änderungen der Schaltungseigenschaften ein, da durch U_{th} auch die Grenze zwischen Anlauf- und Sättigungsbereich modifiziert wird.

Die Abhängigkeit der quantitativen Schwellspannungsverschiebung von Größe und Polarität der Gate-Source-Spannung (siehe Abschnitte 3.3.3 und 5.3.3) besagt, dass im aktiven linearen Betrieb Verarmungstypen besser als Anreicherungstypen, p-Kanal-Transistoren besser als solche mit einem n-Kanal sind. Im Schalterbetrieb hängt das Verhalten zudem von der Taktfrequenz (hohe Frequenz günstig) und dem Tastverhältnis ab (siehe [158] und Abschnitt 5.3.3).

Die Steilheitsänderung der Transistoren und deren eventuelle Frequenzabhängigkeit erfordern im Allgemeinen eine signalmäßige Gegenkopplung.

6.1.6. Strom-Spannungs-Konverter mit einem MOSFET

Ähnlich wie in Abschnitt 6.1.3. sollen nun verschiedene Schaltungsrealisierungen miteinander verglichen werden. Die vorgegebenen Anforderungen des Strom-Spannungs-Konverters bei niederfrequenten Signalen lauten:

- Der Konversionswiderstand der Schaltung für Wechsignale soll $R_k = U_A/I_E$, 1 k Ω betragen.
- Betriebsspannung $U_B = 10$ V
- Der eingestellte Arbeitspunktstrom sei in der Größenordnung I_D , 5 mA.
- Der Eingangswiderstand R_e des Verstärkers sollte nach Möglichkeit nicht mehr als 100 Ω betragen.
- Der Ausgang des Verstärkers ist mit $R_L = 10$ k Ω belastet und soll mit mindestens 1 V aussteuerbar sein, wobei der Transistor im I_D -Sättigungsbereich arbeitet.
- Die Schwellspannung des verwendeten MOSFET verändere sich von $U_{th1} = 2$ V auf $U_{th2} = 1$ V, der Steilheitsfaktor von $K_1 = 5 \cdot 10^{-3}$ A/V² auf $K_2 = 4 \cdot 10^{-3}$ A/V² (größenordnungsmäßig typische Degradation bei einer Dosis von einigen 100 Gy).

Realisierbar sind z.B. die folgenden vier Schaltungsstrukturen:

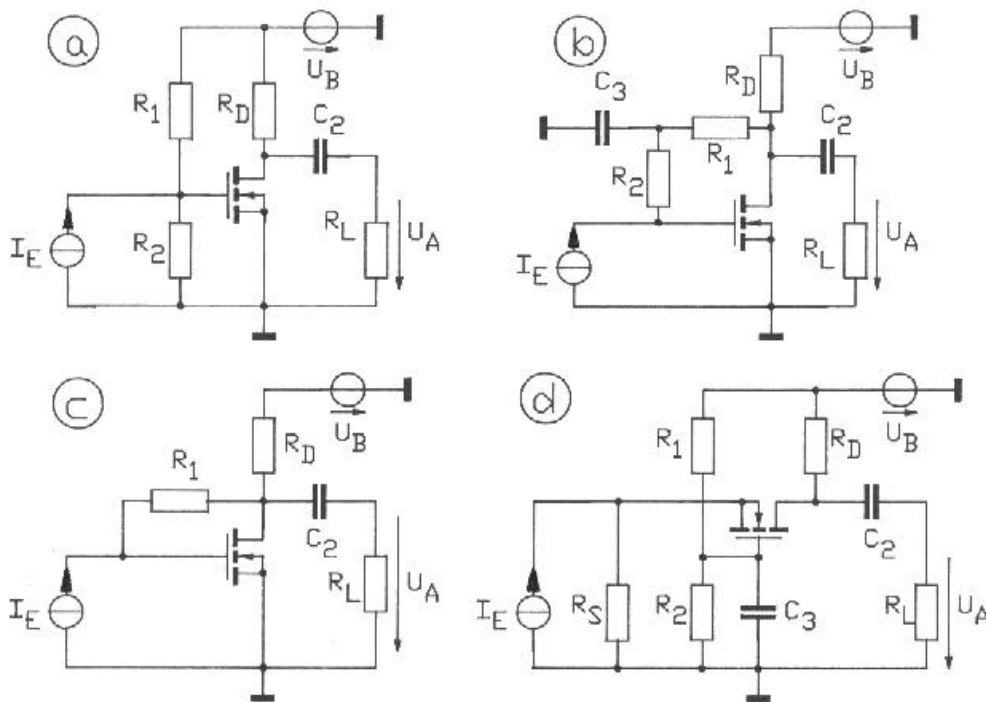


Bild 6.5: Untersuchte MOSFET-Schaltungen (C_2, C_3 seien Signalkurzschlüsse)

Die Dimensionierungen erfolgen nach den Überlegungen:

- a1) Die Strom-Spannungskonversion erfolgt über ohmsche Widerstände $R_1 \parallel R_2 = R_e$ ($R_1 = 333 \, \Omega$, $R_2 = 143 \, \Omega$), die Signalverstärkung wird durch eine einfache Sourceschaltung erreicht. Um bei $I_D = 5 \, \text{mA}$ die Verstärkung $V_u = 10$ zu erreichen, ist mit den nicht degradierten Transistordaten ein Widerstand $R_D = 1.11 \, \text{k}\Omega$ notwendig. Durch Degradation ändert sich der Arbeitspunkt aber so stark, dass der MOSFET in den Anlaufbereich gelangt und der Übertragungsfaktor R_k sehr klein wird. Die Schaltung wird unbrauchbar.
- a2) Um die Übersteuerung zu vermeiden, kann die gleiche Schaltungsstruktur durch Modifikation des Gate-Spannungsteilers ($R_1 = 417 \, \Omega$, $R_2 = 131 \, \Omega$) so dimensioniert werden, dass sie *nach* der Degradation noch nicht sättigt. Dann ist jedoch der Konversionswiderstand vor der Degradation zu klein (siehe Tabelle 6.2).
- b) Eine Stabilisierung des Arbeitspunkts der Sourceschaltung nach Bild 6.5 b) ergibt mit $R_D = 900 \, \Omega$, $R_1 = 100 \, \text{k}\Omega$ (unkritisch) und $R_2 = R_e = 100 \, \Omega$ den geforderten Übertragungsfaktor.
- c) Die spannungsgesteuerte Strom-Gegenkopplung erfordert für $I_D = 5 \, \text{mA}$ einen Widerstand $R_D = 1.4 \, \text{k}\Omega$ und $R_1 = 1.18 \, \text{k}\Omega$ zur Realisierung des Konversionswiderstands. Allerdings ist der Eingangswiderstand nach Festlegung von R_1 nicht mehr beeinflussbar.
- d) Die Gateschaltung funktioniert mit $R_D = 1.8 \, \text{k}\Omega$, $R_S = 250 \, \Omega$ und einem Teilverhältnis $R_2/(R_1+R_2) = 0.3$.

<u>Schaltung</u>	<u>$R_K/k\Omega$</u>		<u>R_E/Ω</u>		<u>I_D/mA</u>	
	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>	<u>vorher</u>	<u>nachher</u>
a1)	1.004	0.041	100	100	5.0	8.4
a2)	0.389	1.108	100	100	0.8	7.7
b)	1.005	0.949	100	100	7.5	8.4
c)	1.000	0.990	172	181	5.0	5.6
d)	0.903	1.017	102	83	1.7	4.0

Tabelle 6.2: Änderungen der Schaltungsparameter zu Bild 6.5

Die Ergebnisse aus Tabelle 6.2 zeigen, dass die einfache Sourceschaltung, wie oben schon angedeutet, durch die starke Arbeitspunktverschiebung in keiner Dimensionierung eine akzeptable Stabilität des Übertragungsfaktors gewährleistet. Durch die Gleichspannungs-Gegenkopplung b) wird dagegen ein gutes Ergebnis erzielt, wenn auch die Stromaufnahme relativ groß ist. Die Struktur c) zeigt die geringste Änderung des Konversionswiderstands, allerdings lässt sich kein geringer Eingangswiderstand erreichen, weil sowohl R_E als auch R_K vom Widerstand R_1 abhängen. Die Gateschaltung d) ist insgesamt der beste Kompromiss: obwohl sich der Drainstrom mehr als verdoppelt, sind Eingangs- und Konversions-Widerstand relativ stabil.

Innerhalb einer speziellen Anwendung wird man sich anhand der besonderen Anforderungen für eine Schaltung entscheiden, wobei auch weitere Realisierungen mit mehrstufigem Aufbau oder anderen Bauelementen zu untersuchen wären.

6.1.7. Schaltungen mit integrierten Verstärkern

Allgemeine Regeln können wie folgt formuliert werden:

- Operationsverstärker mit Sperrschicht-Feldeffekttransistoren in der Eingangsstufe erfahren zwar im Vergleich mit rein bipolaren Realisierungen eine relativ größere Degradation der Eingangsströme, absolut bleiben sie aber meist geringer, so dass diese Schaltungen in kritischen Anwendungen vorzuziehen sind.
- Schaltungen mit MOSFET sind bei Gammastrahlung zu vermeiden. Ist jedoch ein sehr geringer Biasstrom erforderlich, ist zu überprüfen, ob die übrigen Parameteränderungen von MOS-Operationsverstärkern akzeptiert werden können.
- Die Auswahl des verwendeten Typs der integrierten Schaltung muss sehr sorgfältig nach vorhergehenden Tests erfolgen (Transistortechnologien beachten).
- Da integrierte pnp-Transistoren stärker geschädigt werden als npn-Transistoren [78], ist der verwendete Baustein auch nach diesem Kriterium zu beurteilen. Kritische Stufen können je nach Anforderung z.B. die Eingangsstufe (Biasstrom) oder die Ausgangsstufe (Strombelastbarkeit) sein.

- Bei Ausführungen mit interner Biasstromkompensation ist zu beachten, dass diese weitgehend unwirksam werden kann und dann hohe Eingangsströme auftreten.
- Allgemein sollte wegen der ansteigenden Bias- und Offsetströme die Biasbeschaltung an beiden Eingängen niederohmig erfolgen.
- Transimpedanzverstärker haben sich als stabil in Bezug auf dynamische Eigenschaften erwiesen (Abschnitt 5.6.).
- Der Gegenkopplungsfaktor für Gleichspannungen sollte groß sein, damit der Ausgang durch die Offsetspannung nicht zu stark driftet.
- Eine möglichst kleine Betriebsspannung kann Schädigungseffekte im Oxid vermindern.
- Möglicherweise ist eine positive Beeinflussung der Strahlenbeständigkeit von sogenannten programmierbaren Schaltungen möglich, indem der Versorgungsstrom auf den zulässigen Maximalwert eingestellt wird. Durch höhere Kollektorströme verringert sich die Degradation. Aus dem gleichen Grund sind "Low Power"-Bipolarschaltungen nicht zu empfehlen. Ein Nachweis muss jedoch noch an konkreten Schaltungen erbracht werden.
- Integrierte Halbleiter-Widerstände, die die Funktion der Schaltung wesentlich beeinflussen (z.B. zur Gegenkopplung), sind ungünstig.
- Eine störende *einseitige* Abnahme des maximalen Ausgangsstroms kann durch eine zusätzliche Stromquelle oder einen Widerstand zu einer der beiden Versorgungsspannungen ausgeglichen werden.
- Eine Kontrolle des Versorgungsstroms kann zur Warnung vor zu starker Degradation oder einem Ausfall herangezogen werden.
- Zur Zeit können vorrangig diskrete Aufbauten (siehe Abschnitt 6.3.) viele Probleme der integrierten Schaltungen umgehen. Technologische Weiterentwicklungen, speziell zu den Oxidstrukturen, könnten jedoch in Zukunft auch sehr gute integrierte Lösungen hervorbringen.

6.1.8. Spannungsstabilisierung mit Z-Dioden

Für die meisten Anwendungen sind die Bestrahlungsergebnisse für Z-Dioden ohne praktische Bedeutung, für kritische Fälle sollten Z-Dioden mittlerer Spannung (ca. 5 - 15 V) bevorzugt werden. Bei einer höheren benötigten Spannung ist es günstiger, mehrere Z-Dioden in Reihe zu schalten, als eine einzige Diode mit hoher Nennspannung einzusetzen.

Bei höheren Ansprüchen der exakten Spannungsstabilisierung wird man von vornherein andere Bauelemente (kompensierte Dioden, Bandgap-Referenzen, integrierte Stabilisatorschaltungen) verwenden, die im Einzelfall bestahlungsmäßig untersucht werden müssen.

6.1.9. Auswirkungen auf das dynamische Verhalten

Direkte Veränderungen des dynamischen Verhaltens von Schaltungen (Frequenzgang, Phasenreserve, Sprungantwort) können durch folgende Effekte verursacht werden:

- Auftretende Frequenzabhängigkeit der Steilheit von Feldeffekttransistoren
- Veränderung der Transitfrequenz von Bipolartransistoren
- Auftretende Frequenzabhängigkeit und Veränderung der Größe der Sperrschichtkapazitäten
- Veränderung der Sperrschichtkapazitäten durch Arbeitspunktveränderungen
- Vergrößerung der Bahnwiderstände

Bei den hier untersuchten Transistoren mit Dosisbelastungen von wenigen 10 kGy sind Einflüsse der oben beschriebenen direkten Veränderungen dynamischer Parameter auf das Verhalten der Grundschaltungen eher zu vernachlässigen.

Wie das folgende Beispiel einer einfachen Operationsverstärkerschaltung aber zeigt, führen jedoch auch Degradationen statischer Parameter zu deutlichen Auswirkungen auf z.B. das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt oder die Slew-Rate.

Die Schaltungsstruktur Bild 6.6 besteht aus dem Differenzverstärker mit T1 und T2, einem Stromspiegel aus T6 und T7 zur Phasenaddition und der Emitterstufe T8 zur weiteren Signalverstärkung, die außerdem einen Miller-Kondensator zur Erzeugung des dominanten Pols enthält. Der mit R eingestellte Referenzstrom (mit $R = 30\text{ k}\Omega$: ca. 1 mA) wird über T5 und T3 bzw. T4 gespiegelt, um die Arbeitsströme für den Differenzverstärker bzw. die Emitterstufe einzustellen.

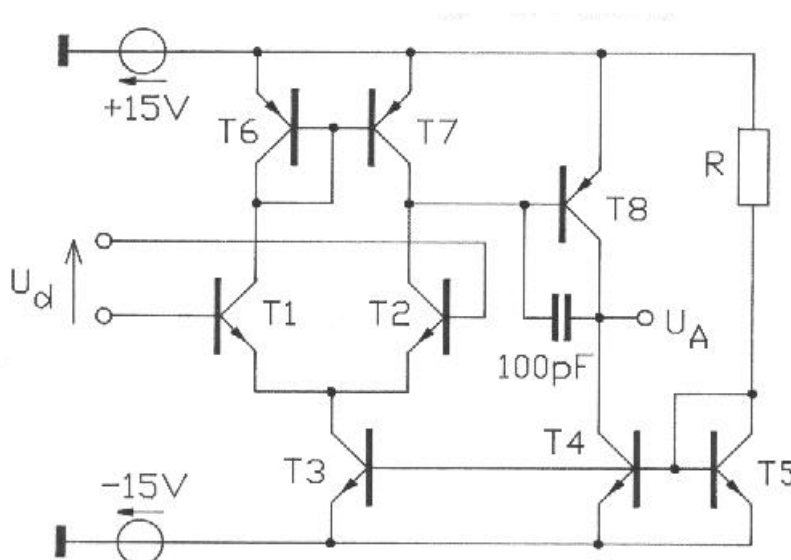


Bild 6.6: Schaltbild der untersuchten Schaltungsstruktur

Betrachtet werde im Folgenden das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBWP), berechnet aus Gleichspannungs-Leerlaufverstärkung und Eckfrequenz des einfachen Tiefpasses, sowie die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (Slew-Rate) für Übergänge in positiver Richtung.

Haben alle Transistoren eine Stromverstärkung $B = 100$ und eine Early-Spannung $U_{EA} = 100\text{ V}$, ergibt sich ein $\text{GBWP} = 32.1\text{ MHz}$ und eine $\text{Slew-Rate} = 10\text{ V}/\mu\text{s}$. Bei Variation des Referenzstroms durch

Vergrößerung des Widerstands R (in integrierten Schaltungen durchaus realistisch) werden die dynamischen Parameter umgekehrt proportional zu R verschlechtert. Dieses folgt aus den bekannten Beziehungen für Operationsverstärker und wurde durch Schaltungssimulation bestätigt.

Was passiert, wenn sich die Stromverstärkung der Transistoren verringert, zeigen die Simulationsergebnisse aus Tabelle 6.3. Hier wurde jeweils $B = 20$ für den degradierten Transistor angenommen, während die übrigen $B = 100$ beibehalten. Die resultierenden Veränderungen der dynamischen Eigenschaften betragen einige Prozent, am größten ist der Einfluss der Emitterstufe T8 und der Referenzstromspiegel aus T3 bis T5.

Veränderter Transistor ($B = 20$)	Verstärkungs- Bandbreite- Produkt	Slew-Rate für positive Übergänge
T1	- 1.7 %	+ 0.5 %
T2	- 1.7 %	- 3.3 %
T3	- 3.7 %	- 3.7 %
T4	- 3.7 %	- 3.7 %
T5	- 3.7 %	- 3.7 %
T6	- 1.9 %	- 0.1 %
T7	- 1.9 %	- 0.1 %
T8	- 3.6 %	- 6.8 %

Tabelle 6.3: Veränderungen der dynamischen Eigenschaften der Schaltung Bild 6.6 bei Abnahme der Stromverstärkung *eines* Transistors von $B=100$ auf $B=20$

Wie dieses Beispiel zeigt, ist auch für ein optimales dynamisches Verhalten eine mäßige Degradation der Transistoren und vor allem eine Stabilisierung der Arbeitspunkte notwendig.

6.2. Beispiele strahlenharter Grundsaltungen

Beispiele der Optimierung von Schaltungen und deren Degradation auf der Grundlage der in der Literatur vorliegenden bzw. selbst gemessenen Bauelementedaten wurden anhand verschiedener Grundsaltungen berechnet bzw. simuliert und in einigen Fällen im Bestrahlungstest verifiziert.

6.2.1. Stromspiegel mit Bipolartransistoren

Es werden die drei Stromspiegel-Strukturen in Bild 6.7 mit Degradationsdaten simuliert, die der Datensammlung des HMI [191] für den Transistortyp BFY90 entnommen wurden. Es wird eine unsymmetrische Degradation angenommen, indem für die Transistoren T_1 und T_3 bzw. T_2 die Minimal- bzw. Maximalwerte der Stromverstärkungen aus der genannten Quelle eingesetzt werden. Die Modellierung der Transistoren für die Simulation wurde entsprechend der Methodik in Abschnitt 5.2.3. durchgeführt.

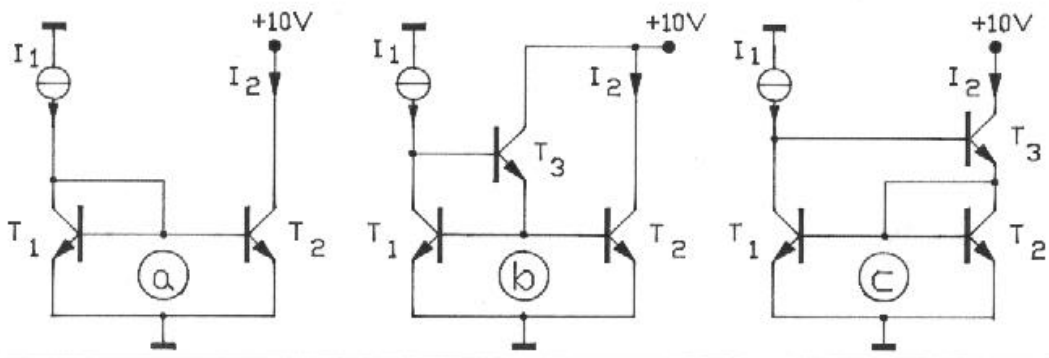


Bild 6.7: Strukturen der simulierten drei Stromspiegel-Schaltungen

Näherungsweise lassen sich die Übertragungsverhältnisse der Schaltungen a) bis c) berechnen durch:

$$\text{a) } I_2/I_1 \approx \frac{1}{1 + 1/B_1 + 1/B_2} \quad (6.1)$$

$$\text{b) } I_2/I_1 \approx \frac{1}{1 + 1/(B_1 \cdot B_3) + 1/(B_2 \cdot B_3)} \quad (6.2)$$

$$\text{c) } I_2/I_1 \approx \frac{1 + 1/B_1 + 1/B_2}{1 + 2/B_3} \quad (6.3)$$

Das Bild 6.8 zeigt das simulierte Stromübertragungsverhältnis der Schaltungen vor und nach 10 kGy Bestrahlung in Abhängigkeit vom Primärstrom I_1 . Man erkennt den starken Abfall des Übertragungsfaktors bei kleinen Strömen, aber auch eine deutliche positive Veränderung durch die Modifikationen mit dem dritten Transistor in Bild 6.7 b) und c), der den durch ansteigende Basisströme hervorgerufenen Übertragungsfehler verringert. Nach Bild 6.8 weist die Spiegelschaltung b) für Ströme $I_1 > 1 \mu\text{A}$ ein etwas besseres Degradationsverhalten auf.

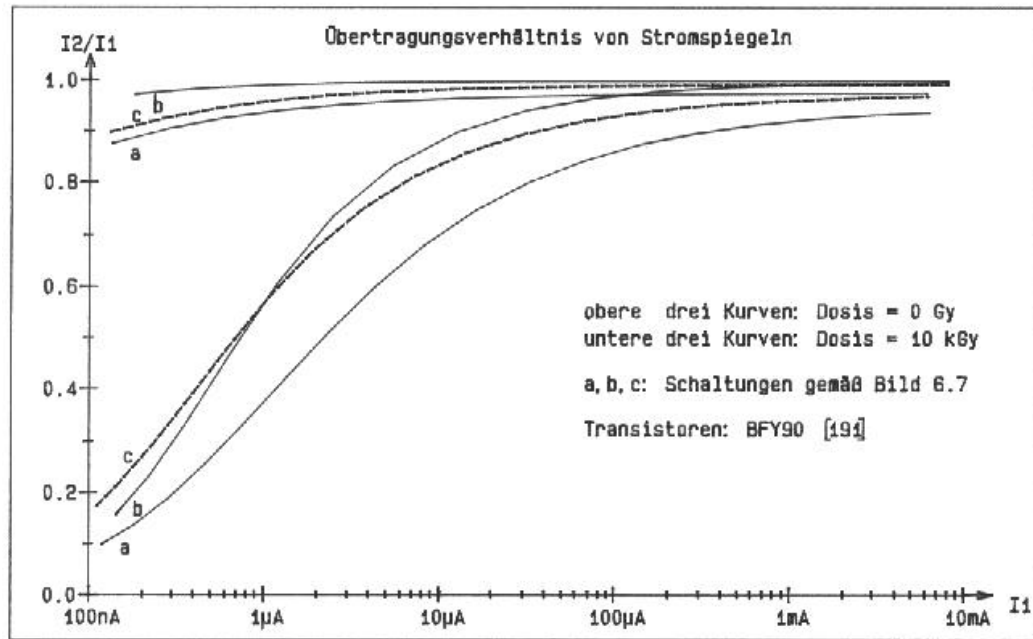


Bild 6.8: Degradation des Übertragungsverhältnisses der Stromspiegel in Bild 6.7 vor und nach 10 kGy

Da jedoch bei der Betrachtung die arbeitspunktabhängige Schädigung nicht berücksichtigt, also der ungünstigste Fall angenommen wurde, kann trotzdem die Schaltung c) in der Praxis Vorteile gegenüber der Schaltung b) aufweisen, weshalb auch später in Abschnitt 6.3 diese Struktur vorgezogen wird:

- T_3 wird in Schaltung c) mit einem höheren Kollektorstrom als in Schaltung b) betrieben, was dessen Degradation verringert.
- T_1 und T_2 werden in Schaltung c) *beide* mit kleiner Kollektor-Emitter-Spannung betrieben, so dass eine bessere Symmetrie der Schädigung als in Schaltung b) angenommen werden kann.

Ist die Stabilität des Stromübertragungsverhältnisses ein wichtiges Kriterium, sind die Strukturen nach Bild 6.7 b) oder c) oder ähnliche aus der integrierten Schaltungstechnik bekannte modifizierte Stromspiegel in strahlenbelasteten Schaltungen vorzuziehen.

6.2.2. Gegengekoppelte Bipolartransistor-Verstärkerschaltung

Die gegengekoppelten Verstärkerstrukturen in Bild 6.9 wurden mit den gemessenen Degradationsdaten des Typs BFY90 in drei verschiedenen Arbeitspunkten ($I_C = 10\mu A$, 1mA, 10mA) simuliert, wobei sowohl die arbeitspunktabhängigen Schädigungen als auch der $B(I_C)$ -Verlauf berücksichtigt wurden. Die Schaltungsdimensionierungen für die beiden höheren Kollektorströme sind identisch mit denen im Bestrahlungsexperiment (Bild 5.1 e bzw. f), so dass die Daten der Gruppen E und F aus Abschnitt 5.2.2. völlig realistisch die Degradation wiedergeben. Für den Arbeitspunkt $I_C = 10\mu A$ wurden die Degradationsdaten der Transistoren im Sperrzustand eingesetzt.

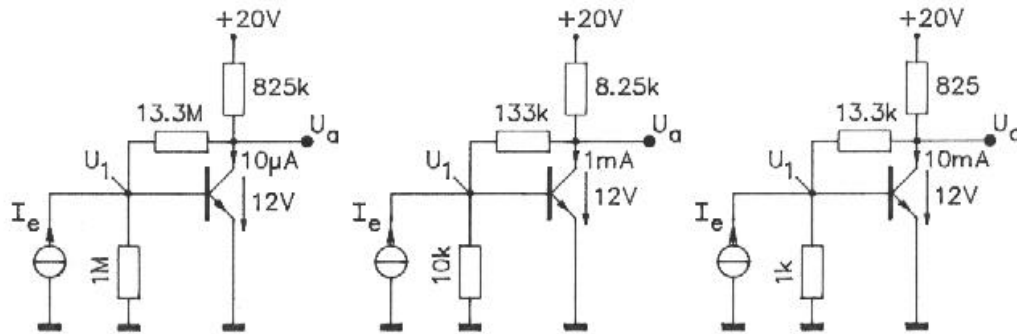


Bild 6.9: Gegengekoppelte Schaltungen mit unterschiedlichen Kollektorströmen (Transistortyp BFY90)

Die folgende Tabelle 6.4 zeigt, wie sich der Arbeitspunkteinfluss auf die Degradation der Schaltungseigenschaften bei Stromansteuerung an der Basis auswirkt:

Schaltungsparameter	$I_c = 10 \mu A$	$I_c = 1 mA$	$I_c = 10 mA$
Kollektorstrom I_C	-14%	-3.5%	-1%
Konversionswiderstand $-U_a/I_e$	-14%	-3.5%	-1%
Eingangswiderstand R_e	-3%	-0.2%	+0.7%
Ausgangswiderstand R_a	+55%	+11%	+4.5%

Tabelle 6.4: Änderungen der Schaltungsparameter unter verschiedenen Arbeitspunkten nach 48 kGy gegenüber dem unbestrahlten Zustand

Ein hoher Kollektorstrom setzt die Änderung der Schaltungsparameter Konversions- bzw. Ausgangswiderstand um mehr als eine Zehnerpotenz zurück. Für praktische Anwendungen (z.B. Weltraummissionen) ist jedoch zu bedenken, ob die höhere Leistungsaufnahme tolerierbar ist.

6.2.3. Gegengekoppelte MOSFET-Verstärkerschaltung

Betrachtet werde zunächst die gegengekoppelte Grundsaltung nach Bild 6.10 mit dem Transistor BS 170 und den gemessenen Bestrahlungsdaten, die etwa dem vorliegenden Arbeitspunkt entsprechen (Abschnitt 5.3.2., Gruppe C). Die Übertragungskennlinie zeigt, wie die Schwellspannungsänderung den Arbeitspunkt so weit verschiebt, dass die Aussteuerbarkeit sinkt und schon unterhalb 1 kGy Sättigung erreicht ist. Wenn auch der Konversionswiderstand als Kleinsignalübertragungsfaktor nach 500 Gy (siehe Tabelle 6.5) nur wenig verändert ist, so wird die Schaltung bei etwa 700 Gy funktionsuntüchtig.

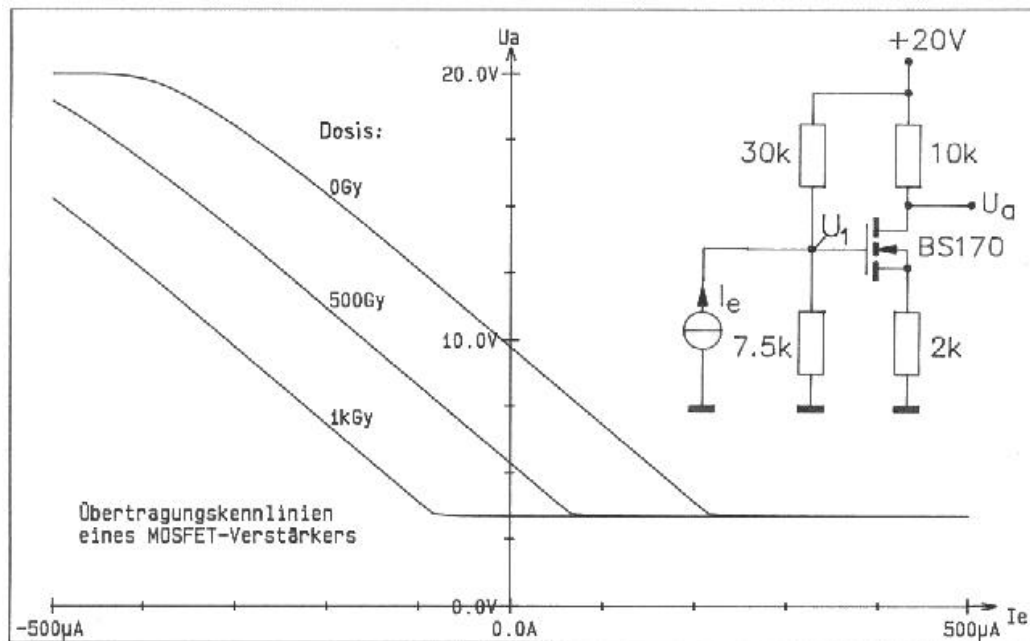


Bild 6.10: MOSFET-Schaltung mit dem Transistortyp BS 170 und Degradation der Übertragungskennlinie

Parameter	unbestrahlt	500 Gy	Änderung
Arbeitspunkt I_D	1.03 mA	1.46 mA	+ 42 %
Konversionswiderstand $-U_a/I_e$	29.0 kΩ	29.2 kΩ	+ 0.5 %
Spannungsverstärkung $-U_a/U_1$	4.83	4.86	+ 0.5 %

Tabelle 6.5: Änderungen der Schaltungsparameter aus Bild 6.10 nach 500 Gy

Wird der Transistor BS170 durch den Typ BF981 ersetzt, der sich bei den Grunduntersuchungen als wesentlich resistenter herausstellte (Gruppe G in Abschnitt 5.3.2.) und der Gate-Spannungsteiler entsprechend der anderen Transistorparameter verändert, erhält man selbst nach 27 kGy ein befriedigendes Verhalten (Bild 6.11).

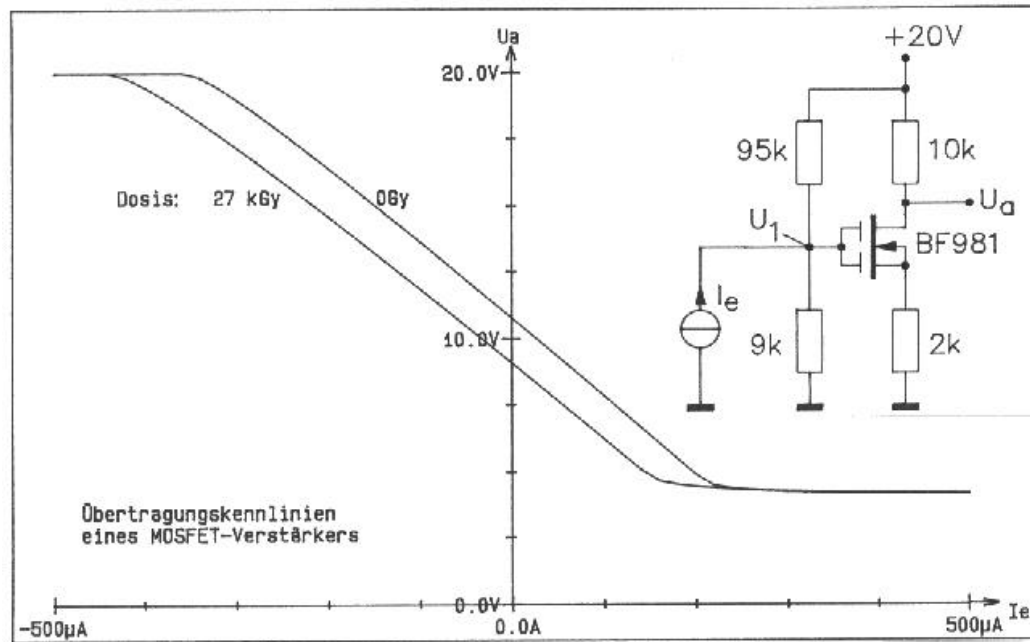


Bild 6.11: MOSFET-Schaltung mit dem Transistortyp BF981 und Degradation der Übertragungskennlinie

Der Konversionswiderstand hat sich nur wenig verändert, die Verschiebung des Arbeitspunkts I_D ist akzeptabel (Tabelle 6.6).

Parameter	unbestrahlt	27 kGy	Änderung
Arbeitspunkt I_D	1.16 mA	1.37 mA	+ 18 %
Konversionswiderstand $-U_a/I_e$	29.0 k Ω	29.2 k Ω	- 1 %
Spannungsverstärkung $-U_a/U_1$	3.35	3.44	- 1 %

Tabelle 6.6: Änderungen der Schaltungsparameter aus Bild 6.11 nach 27 kGy

Wird derselbe Transistor in einer Schaltung mit spannungsgesteuerter Gegenkopplung betrieben (Bild 6.12), wird der Arbeitspunkt besser stabilisiert und die Degradation des Konversionswiderstands (Tabelle 6.7) ist nur unwesentlich größer als mit der stromgesteuerten Gegenkopplung des Bildes 6.11.

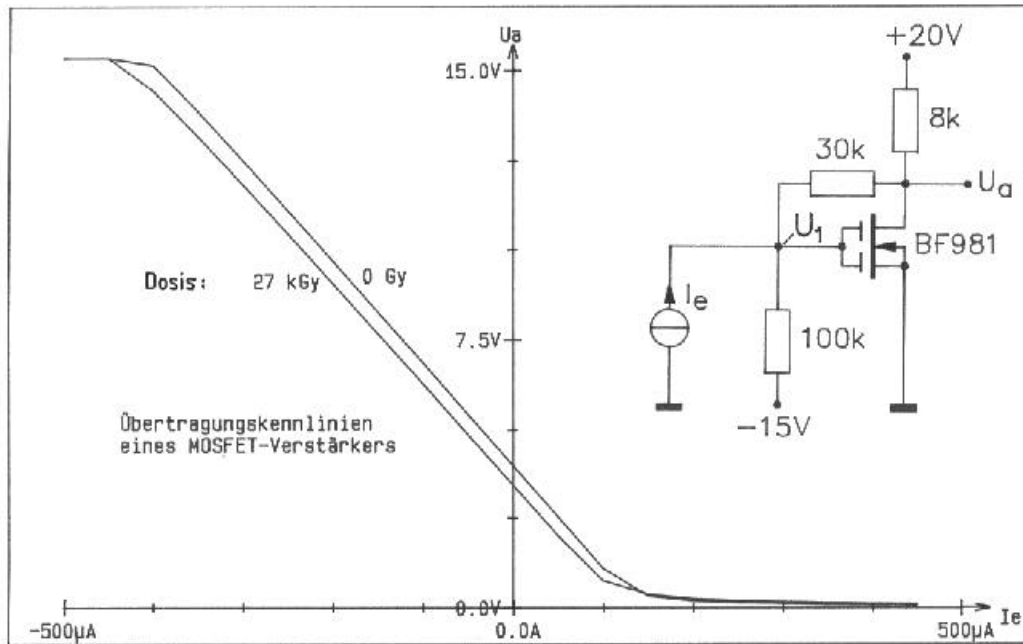


Bild 6.12: Verbesserte MOSFET-Schaltung mit dem Transistortyp BF981 und Degradation der Übertragungskennlinie

Parameter	unbestrahlt	27 kGy	Änderung
Arbeitspunkt I_D	1.86 mA	1.93 mA	+ 4 %
Konversionswiderstand $-U_a/I_e$	28.74 kΩ	28.37 kΩ	- 1.3 %
Spannungsverstärkung $-U_a/U_1$	29.6	22.7	- 23 %
Ausgangswiderstand	266 Ω	342 Ω	+ 29 %

Tabelle 6.7: Änderungen der Schaltungsparameter aus Bild 6.12 nach 27 kGy

An diesem Beispiel lässt sich deutlich ablesen, dass man durch Auswahl eines guten Transistors (BF981) in einem günstigen Arbeitspunkt ($U_{GS} \approx 0$ V) relativ gammastrahlungs-resistente Analogschaltungen auch mit MOSFET realisieren kann.

6.2.4. Verstärkerschaltung mit Sperrschicht-FET

Als Beispiel für die Auswirkungen auf eine FET-Schaltung wurde der Typ 2N4393 in eine nichtgegengekoppelte Source-Schaltung (Bild 6.13) eingesetzt und simuliert. Dieser Transistor erfuhr bei den Untersuchungen in Abschnitt 5.7. eine für Sperrschicht-FET typische, geringe Degradation, weist jedoch beim Annealing die beschriebene Steilheitsänderung auf.

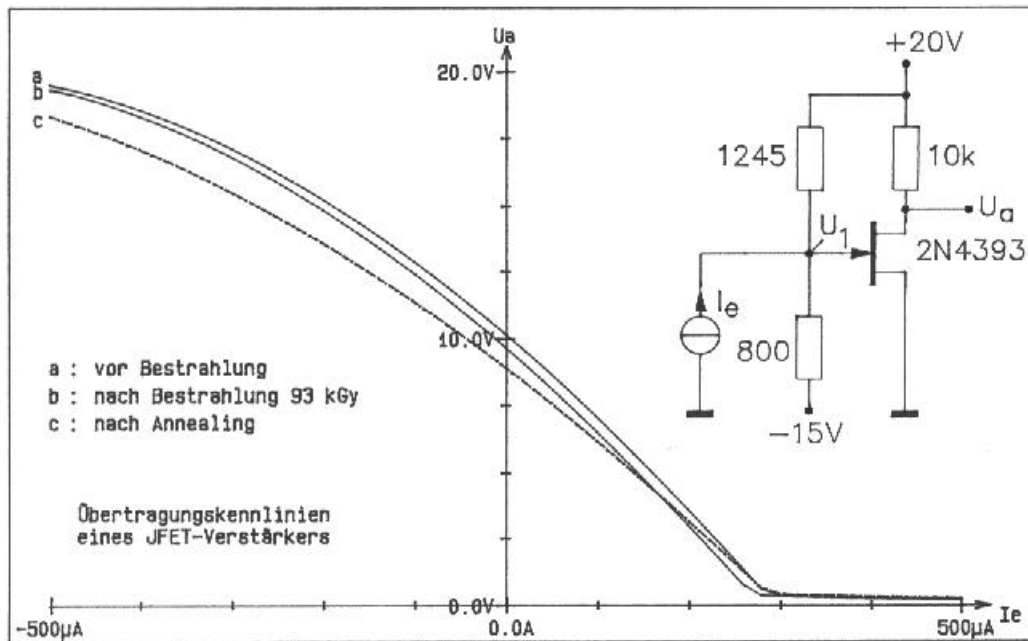


Bild 6.13: Sourceschaltung mit Sperrschicht-FET 2N4393 und Degradation deren Übertragungskennlinie

Es bestätigt sich, dass Sperrschicht-Feldeffekttransistoren die Schaltungseigenschaften bei Bestrahlung mit hohen Dosen zwar nur wenig verändern, die Annealingeffekte sich jedoch negativ auswirken:

Parameter	unbestrahlt	93 kGy	nach Annealing
Arbeitspunkt I_D	0.98 mA	1.03 mA	1.11 mA
Konversionswiderstand $-U_a/I_e$	29.29 kΩ	29.77 kΩ	26.13 kΩ
Spannungsverstärkung $-U_a/U_1$	60.1	61.1	53.7

Tabelle 6.8: Änderungen der Schaltungsparameter aus Bild 6.13 nach 93 kGy

Der Arbeitspunkt ändert sich wenig, der Kleinsignal-Konversionswiderstand steigt während der Bestrahlung um 1.7 % an. Zu beachten ist jedoch das Annealing-Ergebnis: hier fällt der Konversionswiderstand um 12 % ab. Inwieweit sich dieses bei einer geringen Dosisrate als Schaltungsdegradation während der Bestrahlung auswirken kann, ist ohne entsprechendes Experiment nicht zu beurteilen.

Zu bemerken ist, dass die Schaltung schon ohne Gegenkopplung im Vergleich zu den behandelten Schaltungen mit MOS-Feldeffekttransistoren recht strahlenresistent ist. Mit einer Gegenkopplung gemäß Bild 6.14, so dass eine mit Bild 6.10 bzw. Bild 6.11 vergleichbare Struktur entsteht, sind auch nach dem Annealing kaum noch Degradationen erkennbar (Bild 6.14 und Tabelle 6.9).

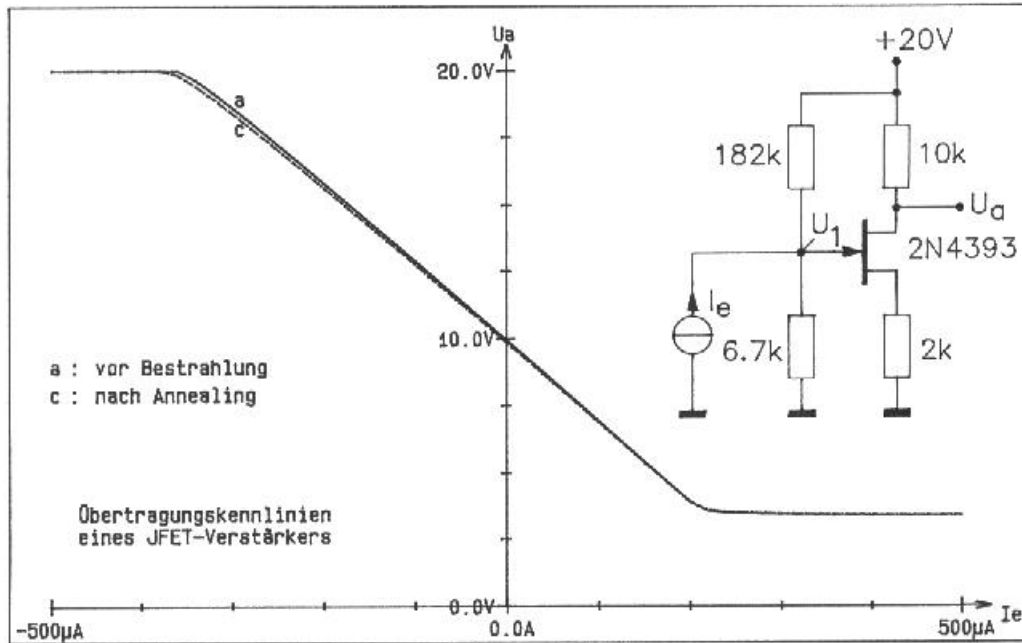


Bild 6.14: Gegengekoppelte Sourceschaltung mit Sperrschicht-FET 2N4393 und Degradation deren Übertragungskennlinie

Parameter	unbestrahlt	93 kGy	nach Annealing
Arbeitspunkt I_D	1.01 mA	1.01 mA	1.02 mA
Konversionswid. $-U_a/I_e$	29.82 kΩ	29.81 kΩ	29.43 kΩ
Spannungsverstärkung $-U_a/U_1$	4.62	4.61	4.55

Tabelle 6.9 Änderungen der Schaltungsparameter aus Bild 6.14 nach 93 kGy

Die behandelten Schaltungen mit Sperrschicht-Feldeffekttransistoren verhalten sich deutlich besser als solche mit MOS-Feldeffekttransistoren (Abschnitt 6.2.3.). Zu beachten ist jedoch die für hochohmige Eingangsbeschaltungen nachteilige Gatestrom-Degradation, die bei MOSFET nicht auftritt.

6.2.5. Verstärkerschaltungen mit integrierten Operationsverstärkern

Zwei einfache Grundsaltungen (Bild 6.15) demonstrieren als Beispiele die Schaltungsdegradationen beim Einsatz der getesteten Operationsverstärker: a) eine invertierende Verstärkerschaltung mit Biasstromkompensation und einer Betriebsverstärkung $V_U = -100$; b) eine nichtinvertierende Impedanzwandlerstufe mit $V_U = 1$ (Spannungsfolger) für eine hochohmige Signalquelle (angenommener Innenwiderstand: 10 MΩ).

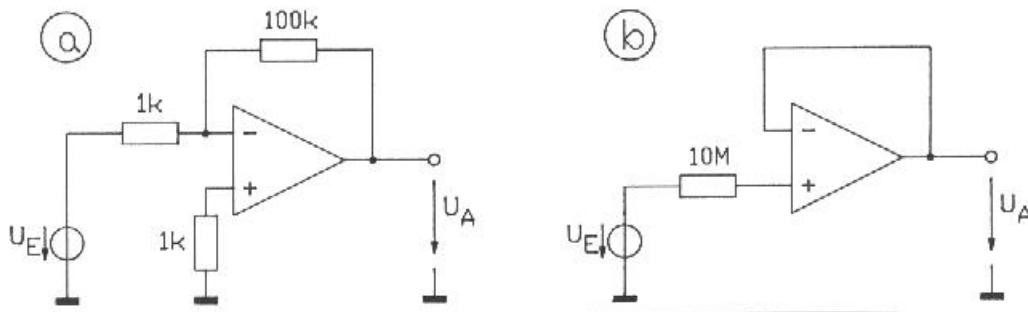


Bild 6.15: Untersuchte Operationsverstärker-Beschaltungen

In der folgenden Tabelle 6.10 werden:

für Schaltung a)

- die Ausgangs-Fehlervoltage aufgrund der Eingangs-Offsetspannung:

$$U_{A,OS} = 101 \cdot U_{OS} \quad (6.4)$$

- die Kleinsignal-Bandbreite der Betriebsverstärkung:

$$f_g = \text{GBWP} / 101 \quad (6.5)$$

und für Schaltung b)

- der durch Biasstrom und Offsetspannung verursachte Spannungsfehler (worst case):

$$\Delta U_A = U_{OS} + I_B \cdot 10 \text{ M}\Omega \quad (6.6)$$

- die Großsignal-Bandbreite für ein sinusförmiges Signal $U_{A,SS} = 10 \text{ V}$ (maximale Frequenz, bei der noch keine Verzerrung durch die minimale Slew-Rate auftritt):

$$f_{LS} = \text{SR}_{\min} / (\pi \cdot U_{A,SS}) \quad (6.7)$$

beim Einsatz von 6 verschiedenen OP-Typen gegenübergestellt. Als Grundlage für die Berechnungen dienen die größten Degradationswerte der letzten Bestrahlungsuntersuchung (Dosis: 20 kGy).

Transimpedanzverstärker sind für die Dimensionierungen in Bild 6.15 nicht geeignet, da sie eine wesentlich niederohmigere Beschaltung benötigen.

OP-Typ	Schaltung a)		Schaltung b)	
	$U_{A,OS}/\text{mV}$	f_g/kHz	$\Delta U_A/\text{mV}$	f_{LS}/kHz
OP 07 (Bip.)	25	4.5 → 3.3	1300	5.6 → 4.2
OP 08 (Bip.)	80	40 → 29	140	26 → 23
OP 27 (Bip.)	20	75 → 64	2500	64 → 58
LT 1056 (FET)	1000	60 → 35	280	490 → 630
TL 061 (FET)	370	9 → 11	110	84 → 122
TL 081 (FET)	150	35 → 28	260	350 → 455

Tabelle 6.10: Fehlergrößen und Veränderungen bei den OP-Schaltungen in Bild 6.15 (Frequenzangaben: vor Bestrahlung → nach Bestrahlung)

Außerdem wird der Verstärkungsfaktor der Schaltung a):

$$V_U = U_A / U_E = - 100 / (1 + 101/V_0) \quad (6.8)$$

beim Typ TL 061 aufgrund der degradierten Leerlaufspannungsverstärkung V_0 um 8 % abnehmen, sowie beim OP 08 der verminderte maximale Ausgangsstrom von etwa 5 mA zu beachten sein.

Bewertet man die ausgangsseitigen Fehlerspannungen, so erkennt man, dass die optimalen Lösungen mit unterschiedlichen Typen erreichbar sind. Beim Spannungsverstärker (Schaltung a) sind die Bipolar-Operationsverstärker aufgrund ihrer geometrisch sehr symmetrischen Eingangsstruktur und der resultierenden geringen Offsetspannung am besten; die Degradation des OP 07 und OP 27 liegt sogar in derselben Größenordnung wie der maximale Ausgangswert ohne Abgleich ($U_A = 10 \text{ mV}$). Dagegen liefern beim Impedanzwandler (Schaltung b), bei dem der Biasstrom dominant ist, die Typen OP 08 (Bipolar) und TL 061 (FET) die besten Ergebnisse. Hier bedingen die fehlende Biasstromkompensation des OP 08 (im Gegensatz zum OP 07 und OP 27) bzw. die FET-Eingangsstufe des TL 061 das positive Verhalten. Die anderen FET-OP sind etwa um den Faktor 2 schlechter als der TL 061.

Die Kleinsignal-Bandbreite der Schaltung a) verringert sich bei allen Typen außer TL 061. Durch Zufall erhöhen sich gerade bei diesem Typ die inneren Arbeitsströme so, dass die Bandbreite größer wird. Probleme könnten sich jedoch durch die zwangsläufig sinkende Phasenreserve ergeben. Bedenkt man zusätzlich die Abnahme der Gleichspannungsverstärkung (s. oben), ist der TL 061 sicherlich nicht zu empfehlen. Der TL 081 stellt mit einer Abnahme von f_g von 20 % eine Alternative dar.

Die Großsignalbandbreite f_{LS} des Spannungsfolgers nimmt bei den Bipolar-OP etwas ab und wird bei den FET-OP größer. Ursache für die Veränderung der Slew-Rate, die nach Gl. 6.7 f_{LS} bestimmt, ist der Arbeitsstrom der Eingangs-Differenzverstärker, der je nach Technologie und Typ unterschiedlich degradiert.

Diese teilweise recht problematischen Ergebnisse der Operationsverstärkerschaltungen werden noch in Abschnitt 6.3.6. mit den Daten der diskret aufgebauten Schaltung verglichen.

6.3. Realisierung eines diskreten Operationsverstärkers

In mehreren Experimenten wurden diskret aufgebaute Operationsverstärkerschaltungen bestrahlt und aufgrund der Messergebnisse weiterentwickelt.

6.3.1. Zielsetzung

Ziel war die Optimierung der Schaltungsstruktur und -dimensionierung im Blick auf eine hohe Dosisverträglichkeit.

Die zu entwickelnde Schaltung sollte einige "typische" Operationsverstärkereigenschaften aufweisen und auch nach einer Bestrahlungsdosis von mehreren 10 kGy beibehalten, z.B.:

- Differenzeingang
- weiter Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich
- geringstmögliche Offsetspannungsdrift
- niedriger Biasstrom
- Leerlaufverstärkung von mindestens 100 dB
- niederohmiger Ausgang mit einer Strombelastbarkeit von mindestens 5 mA
- stabiler Betrieb mit Gegenkopplungsfaktoren $-1 \leq k < 0$
- Betriebsmöglichkeit in einem weiten Bereich der Versorgungsspannungen
- maximaler Versorgungsstrom von 10 mA

6.3.2. Grundüberlegungen

Parallel zu den Bestrahlungsversuchen an Einzel-Bauelementen wurden diskrete Operationsverstärkerschaltungen in 4 verschiedenen Entwicklungsstufen untersucht, die in Tabelle 6.11 beschrieben werden. Zunächst wurden die Niederfrequenztransistoren 2N2222A und 2N2907 verwendet, Grundlage der Weiterentwicklungen waren die Degradationsergebnisse der Messungen an Bipolartransistoren. Danach erwies sich der Typ BFY90 als gut geeigneter npn-Transistor, so dass er vorzugsweise für die weiteren Schaltungen ausgewählt wurde. Bezüglich pnp-Transistoren mussten jedoch erst Erfahrungen gewonnen werden, es wurden verfügbare Hochfrequenztypen (BF979 bzw. 2N3307) eingesetzt und deren Eignung anhand der Degradation in den Operationsverstärkern nachträglich beurteilt.

Entwickl.- stufe	Schaltung	Transistortypen			Arbeitspunkte I_C	Dosis D
		nnp	pnp	FET		
1	Bild 6.16	2N2222A	2N2907	-	15 μ A ... 1 mA	60 kGy
2	Bild 6.16	BFY90	BF979	-	15 μ A ... 1 mA	60 + 93 kGy
3	Bild 6.17	BFY90	2N3307	2N4416	0.15 mA ... 2 mA	30 kGy
4	Bild 6.17	BFY90	2N3307	U423	0.15 mA ... 2 mA	30 kGy

Tabelle 6.11: Entwicklungsstufen der untersuchten diskreten Operationsverstärker

Die Schaltungsstrukturen (Bilder 6.16 und 6.17) orientieren sich an bewährten Grundsaltungen der integrierten Operationsverstärker-Schaltungstechnik. Wie üblich, ist der Aufbau dreistufig: differenzbildende Eingangsstufe, spannungsverstärkende Zwischenstufe und Impedanzwandler-Endstufe.

Während der ersten beiden Entwicklungsstufen wurden Schaltungen untersucht [207], die nur mit Bipolartransistoren arbeiteten (Bild 6.16). Nachteile, wie ein erheblicher Anstieg des Biasstroms durch die Degradation der Eingangsstufen (wenn auch sonstige Eigenschaften weitgehend im Sinne des definierten Operationsverstärkers erhalten blieben), führten dann zum Einsatz von Feldeffekttransistoren als Eingangstransistoren.

Es kommen Sperrschicht-Feldeffekttransistoren des Typs 2N4416 in Frage, der bei den Voruntersuchungen sehr wenig degradierte und keinen Annealingeffekt der Steilheit hervorbrachte. Auf MOSFET wird verzichtet, da deren Schwellspannungsänderung zu einer großen Offsetspannung und einer Verschiebung des Gleichtakt-Eingangsspannungsbereichs führen würde. Im 4. Experiment wurde der 2N4416 durch den Typ U423 ersetzt. Hierbei handelt es sich um einen Doppel-FET, der eine höhere Symmetrie als zwei einzelne, wenn auch ausgesuchte Transistoren bietet (Temperaturdrift sowie Degradation der Offsetspannung). Der weitere Vorteil eines sehr geringen Gatestroms dieses Typs konnte jedoch aufgrund eines ungünstigen Arbeitspunkts nicht genutzt werden (s. Abschnitt 6.3.4.).

In allen anderen Stufen werden Hochfrequenztransistoren verwendet, um möglichst strahlenresistente Bauteile mit großer Steilheit einzusetzen. Durch die geringe Spannungsfestigkeit des BFY90 von 15 V ist zwar die Versorgungsspannung eng begrenzt, die relativ geringe Spannung kann sich aber wiederum allgemein günstig auf die Degradation auswirken.

Die Transistoren wurden in den ersten beiden Experimenten teilweise mit relativ kleinen Kollektorströmen betrieben (s. Tabelle 6.11). Nachfolgend wurden aber höhere Arbeitsströme eingestellt (in der Größenordnung 1 mA), um den Arbeitspunkteinfluss auf die Schädigung positiv zu nutzen. Ein Betrieb bei noch günstigeren Strömen von z.B. 10 mA ist jedoch aus Gründen der hohen Leistungsaufnahme nicht realisiert worden.

6.3.3. Beschreibung der Schaltungsstrukturen

Die Differenzverstärkerstruktur am Eingang (T1 bis T11) ist ähnlich der Struktur des integrierten Operationsverstärkers vom Typ 741 konzipiert, die sich bei Simulationen [219] als günstig herausstellte. Der Stromspiegel (T5 bis T7) ist gemäß Abschnitt 6.2.1. modifiziert. In Bild 6.16 befinden sich Emitterfolger (T1a und T2a) an den Eingangsanschlüssen, um den Einfluss sinkender Stromverstärkungen der Transistoren T1 und T2 auf die Eingangsströme zu vermindern. T1a und T2b degradieren zwar auch, jedoch kann deren Kollektorstrom und damit auch der Basisstrom kleiner eingestellt werden, ohne die dynamischen Eigenschaften wesentlich zu beeinflussen. In Bild 6.17 werden die Eingangstransistoren durch Feldeffekttransistoren ersetzt. Der Biasstrom der Schaltung wird nun durch den Gatestrom gebildet.

Der weitere Aufbau ist bis auf unterschiedliche Arbeitsströme für beide Strukturen identisch. Alle Stromspiegel sind mit Hilfe von Widerständen in den Emitterzweigen gegengekoppelt, um Exemplarstreuungen und unterschiedliche Degradationen auszugleichen. An kritischen Stellen werden modifizierte Stromspiegel (T5 bis T7 und T15 bis T17) verwendet, die auch bei kleinen Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren nur einen geringen Übertragungsfehler aufweisen (siehe Abschnitt 6.2.1.). In der mittleren Verstärkerstufe und in den Endstufen werden Emitterfolger (T12, T20, T21) vorgeschaltet, ebenfalls um den Einfluss sinkender Stromverstärkungen abzuschwächen. Dabei ist ein Strombegrenzungswiderstand ($1\text{ k}\Omega$) in den Kollektorzweig des Transistors T12 zu legen, um bei einer Übersteuerung die Transistoren nicht durch einen zu hohen Strom zu zerstören. Der Miller-Kondensator $C = 390\text{ pF}$ bzw. 470 pF ist so dimensioniert, dass ein stabiler Betrieb bei einem Gegenkopplungsfaktor $k = -1$ vorliegt.

Durch die Struktur der Endstufe kann ein Ausgangsstrom geliefert werden, der sich aus dem Querstrom der Stromspiegeltransistoren T19 und T22, multipliziert mit der Stromverstärkung von T24 bzw. T25 ergibt. In Bild 6.16 ist der Querstrom mit $20\text{ }\mu\text{A}$ recht gering, so dass nach der Bestrahlung nur noch ein kleiner Ausgangsstrom geliefert werden konnte. Daher wurde er in Bild 6.17 auf 0.5 mA erhöht. Es ist nun aber keine ausreichende Strombegrenzung realisiert, so dass die Endstufe nicht kurzschlussfest ist.

Die Arbeitspunktströme belaufen sich in den Entwicklungsstufen 3 und 4 (Bild 6.17) im Bereich 0.5 mA für die Eingangs- und Endstufe bis 2 mA für die Zwischenstufe; lediglich der Transistor T12 arbeitet mit einem kleineren Strom von etwa 0.1 mA . Es wurde ein Kompromiss zwischen geringer Gesamtstromaufnahme und günstigen Kollektorströmen für die Degradation geschaffen.

<u>Trans.-Typ</u>	<u>B vor Bestrahlung</u>	<u>B nach 30 kGy</u>
BFY90 (npn)	85...100	40...88
	101...112	45...96
2N3307 (pnp)	45...56	24...41
	57...77	31...50

Tabelle 6.12: Degradation der Stromverstärkungen ($I_C = 100 \mu A$) der einzelnen Transistoren im letzten Experiment (Entwicklungsstufen 3 und 4), geordnet in jeweils zwei Klassen der B-Anfangswerte

Die Streuung der Stromverstärkungswerte nach der Bestrahlung (Tabelle 6.12) ist hier wesentlich größer als bei den Grundmessungen der gleichen Transistoren (siehe Abschnitte 5.2.2. und 5.9.).

Die Ergebnisse der Kollektor-Emitter-Sperrströme I_{CE0} sind schon in Abschnitt 5.2.2. genannt worden.

Es stellte sich heraus, dass die B-Abnahme der meisten Endstufen-Transistoren deutlich größer als die der übrigen ist und auch der pnp-Transistor 2N3307, der den erhöhten Sperrstrom $I_{CE0} = 36 \text{ nA}$ aufweist, sich in einer Endstufe befindet. Diese unterschiedliche Schädigung trotz ähnlicher Arbeitspunkte, wobei die größere Degradation konzentriert in den Endstufen-Transistoren auftritt, ist beim jetzigen Stand der Erkenntnisse nicht erklärbar. Ob dieser Effekt zufällig auftrat, kann nur durch Serienuntersuchungen an mehreren gleich aufgebauten Schaltungen geklärt werden.

Ebenso interessant sind die Ergebnisse der ersten Experimente (Entwicklungsstufen 1 und 2), bei denen verschiedene Transistor-Typen (z.B. auch "Niederfrequenz"-Typen) eingesetzt wurden. Es ergaben sich folgende B-Werte, gemessen bei $I_C = 100 \mu A$ [207]:

<u>Trans.-Typ</u>	<u>B vor Bestrahlung</u>	<u>B nach 10 kGy</u>
BFY90 (npn)	75...85	20...75
BF979 (pnp)	6...40	5...7
2N2222 (npn)	150...200	8...40
2N2907 (pnp)	120...170	25...140

Tabelle 6.13: Degradation der Stromverstärkungen ($I_C = 100 \mu A$) der einzelnen Transistoren in den ersten Experimenten (Entwicklungsstufen 1 und 2)

Die Unterschiede bei gleichem Transistortyp sind groß. Bei kleineren Messströmen ($I_C = 10 \mu A$) lag die Stromverstärkung teilweise sogar unterhalb von 2. Trotzdem funktionierte die Schaltung in dem entsprechenden Aufbau mit BF979-Transistoren ($B < 2$ im aktuellen Arbeitspunkt) noch weitgehend im Sinne der definierten Anforderungen, der verfügbare Ausgangsstrom sank aber deutlich und der Biasstrom stieg bis auf $1.5 \mu A$ an. Nachteilig war auf jeden Fall der teilweise recht kleine Arbeitspunktstrom (bis hinab zu $I_C = 10 \mu A$) der Transistoren.

Auffallend war vor allem, dass Transistoren, die sich in den beiden Zweigen einer symmetrischen Stufe befinden, trotz gleicher Arbeitspunkte sehr unterschiedlich degradierten, in Bild 6.16 beispielsweise die Transistoren T1 ($B=50$) und T2 ($B=24$). Mit den Typen 2N2222 (npn) und 2N2907 (pnp) waren die

Differenzen noch deutlicher: T1a (B=17), T2a (B=3) bzw. T1 (B=8), T2 (B=34) bzw. T3 (B=33), T4 (B=110).

Bei den Transistoren der Differenzverstärkerstufe könnte der Grund für die unterschiedliche B-Degradation in folgender Tatsache zu finden sein: Degradiert ein Zweig des Differenzverstärkers zufällig stärker, sinkt zwangsläufig dessen Kollektorstrom im Arbeitspunkt. Durch die Arbeitspunktabhängigkeit der Schädigung (stärkere B-Degradation bei kleinerem Kollektorstrom) wird dieser Transistor fortlaufend stärker geschädigt, so dass wiederum sein Kollektorstrom sinkt. Die verwendete Schaltungsstruktur, die den Summenstrom in beiden Zweigen des Differenzverstärkers konstant hält, verstärkt diesen Effekt noch, da der andere Zweig entsprechend einen höheren Strom führt.

Die Feldeffekttransistoren 2N4416 und U423 degradierten nur unwesentlich, lediglich der Gatestrom des 2N4416 stieg um 5 nA an (s. Bild 5.22, Kurve "Diskr.OP") und der Gatestrom des U423 im aktuellen Arbeitspunkt auf 12 nA.

Der Doppel-Feldeffekttransistor U423 in der Schaltung der Entwicklungsstufe 4 wurde mit einem Drainstrom von 0.5 mA betrieben. Wegen seines geringen Sättigungsstroms ($I_{SS} \approx 300 \mu A$) ist eine geringe positive Gate-Source-Spannung notwendig. Daher ist schon bei relativ geringen Degradationen ein großer Anstieg des Gatestroms bis auf 12 nA vorhanden, so dass eine Herabsetzung des Drainstroms günstiger wäre. Weitere Entwicklungen mit diesem Typ konnten aus Zeitgründen nicht mehr ausgeführt werden.

6.3.5. Degradation der Schaltungseigenschaften

Da die Degradation der einzelnen Transistoren stark differiert, ist eine realitätsnahe Simulation der Schaltungsdegradation nur mit Kenntnis der Daten aller Transistoren möglich. Es wurden daher die offline gemessenen Transistordaten entsprechend der Vorgehensweise in Abschnitt 5.2.3. in entsprechende Modellparameter umgesetzt (mit festem Parameter n_E). Dabei konnten einige Exemplare aufgrund ähnlicher Degradationswerte zu einem Modell zusammengefasst werden. Trotzdem waren noch 14 verschiedene Modelle für die insgesamt 46 Bipolartransistoren beider Schaltungen einzusetzen. Dieses Vorgehen basiert lediglich auf den Degradationskurven der Transistoren ohne Berücksichtigung, wie genau das Modell für die Beschreibung der wesentlichen Schaltungseigenschaften sein muss.

Offsetspannung und Eingangsstrom wurden fortlaufend während der Bestrahlung gemessen. Andere Schaltungseigenschaften, wie Stromaufnahme, Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich, Ausgangsstrom, Ausgangsspannungsgrenzen, Durchtrittsfrequenz und Slew-Rate wurden vor und nach der Bestrahlung messtechnisch ermittelt, aber auch mit den Simulationen verglichen. Für die Leerlaufverstärkung und Gleichtaktunterdrückung war es zweckmäßig, nur auf Simulationsergebnisse zurückzugreifen, da die Messmethoden aufwändig sind.

Einige Mess- und Simulationsergebnisse für den besten Verstärker in Bild 6.17 (Entwicklungsstufe 3) sind in der Tabelle 6.14 aufgelistet.

<u>Charakteristik</u>	<u>unbestrahlt</u>	<u>nach 30 kGy</u>
Versorgungsstrom	9 mA	Änderung: - 0.1 %
Eingangsstrom	- 100 pA	- 5 nA
Eing.-Offsetspannung	-	Änderung: - 1.5 mV
Leerlaufverstärkung V_0	116.5 dB	114.8 dB
Durchtrittsfrequenz von V_0	450 kHz	Änderung: < 1%
Slew-Rate	2.1 V/ μ s	2.0 V/ μ s
Gleichtaktunterdrückung	92 dB	91 dB

Tabelle 6.14: Degradation der Eigenschaften des diskreten Operationsverstärkers, Entwicklungsstufe 3

Die Veränderung der Offsetspannung über der Dosis ist in Bild 6.18 zu sehen (Kurve OP3 = 2N4416), des Biasstroms in Bild 5.22, Abschnitt 5.4.2. Beide Größen ändern sich weitgehend monoton.

Weiter ergaben sich *keine* messbaren Änderungen des Gleichtakt-Eingangsspannungsbereichs und der Ausgangsspannungs-Aussteuergrenzen. Der verfügbare Ausgangsstrom lag sowohl vor wie nach der Bestrahlung oberhalb von 15 mA.

Die in Abschnitt 6.3.1. genannten Forderungen werden vollständig erfüllt. Im Vergleich zu den integrierten Operationsverstärkern sind diese Degradationsdaten sehr gut. Lediglich für die Offsetspannung lassen sich in integrierter Technik wesentlich bessere Daten erreichen, man muss dann allerdings höhere Bias- und Offsetströme in Kauf nehmen, was sich aber wiederum als Ausgangsspannungs-Offset auswirkt, wenn die Außenbeschaltung nicht niederohmig ist (siehe auch nächsten Abschnitt).

Die Ausfallgrenze der Schaltung konnte nicht ermittelt werden, da keine weiteren Bestrahlungstermine mehr zur Verfügung standen.

Der Aufbau mit den Feldeffekttransistoren U423 in der Eingangsstufe (Entwicklungsstufe 4) ergab eine geringere Degradation der Offsetspannung, sie betrug nur 0.5 mV, wie in Bild 6.18 zu sehen ist. Der höhere Biasstrom $I_B = + 12$ nA (s. Abschnitt 6.3.4.) ist jedoch ein Nachteil.

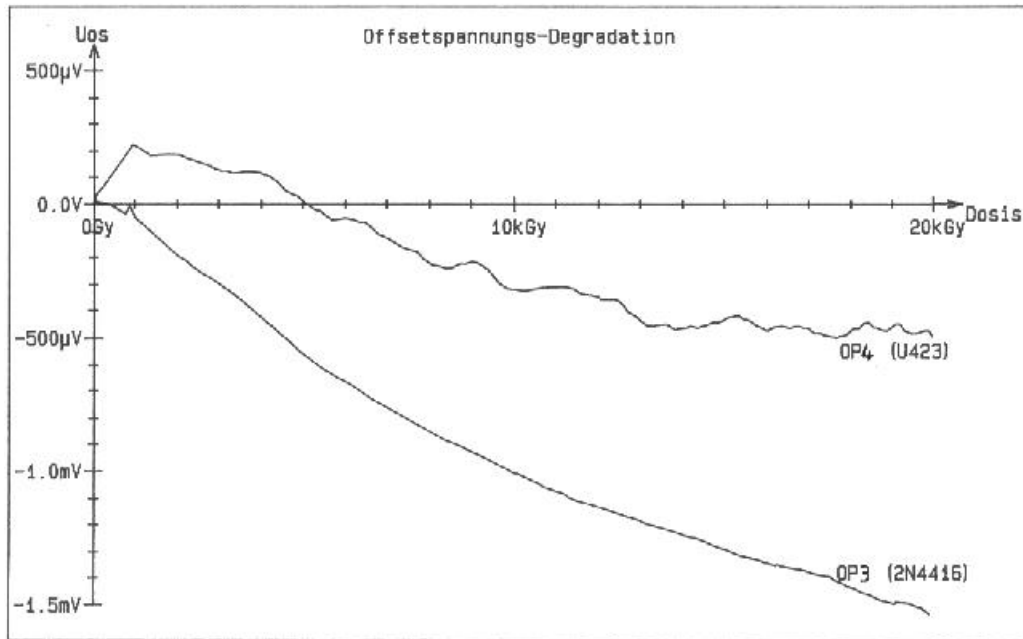


Bild 6.18: Änderungen der Eingangs-Offsetspannungen der diskreten Operationsverstärker 3 und 4 (Schaltung: Bild 6.17)

6.3.6. Eigenschaften von Verstärkerschaltungen

Die gleichen Schaltungen wie in Abschnitt 6.2.5. (Bild 6.15) sollen nun auch mit den besten diskreten Operationsverstärkern (Entwicklungsstufen 3 bzw. 4) bewertet werden. Zusammen mit den Ergebnissen der integrierten Schaltungen sind die Degradationswerte aus Tabelle 6.15 abzulesen.

Im Vergleich mit den Eigenschaften der monolithisch integrierten Operationsverstärker (Abschnitt 6.2.5.) bewirkt die größere Offsetspannung zwar einen höheren Wert $U_{A,OS}$ als mit den bipolaren integrierten Schaltungen, jedoch führt im hochohmigen Spannungsfolger der geringere Biasstrom des diskreten OP 3 zu einem kleineren Spannungs-Fehler ΔU_A . Der diskrete Aufbau 4 ist wiederum in $U_{A,OS}$ besser und in ΔU_A schlechter als der Aufbau 3. Die Frequenzgang-Stabilität ist beim diskreten OP 3 deutlich besser als bei den untersuchten integrierten Operationsverstärkern.

OP-Typ	Schaltung a)		Schaltung b)	
	$U_{A,OS}/mV$	f_g/kHz	$\Delta U_A/mV$	f_{LS}/kHz
OP 07 (Bip.)	25	4.5 → 3.3	1300	5.6 → 4.2
OP 08 (Bip.)	80	40 → 29	140	26 → 23
OP 27 (Bip.)	20	75 → 64	2500	64 → 58
LT 1056 (FET)	1000	60 → 35	280	490 → 630
TL 061 (FET)	370	9 → 11	110	84 → 122
TL 081 (FET)	150	35 → 28	260	350 → 455
Diskr. OP 3	150	4.5 → 4.5	53	66.8 → 63.7
Diskr. OP 4	50	nicht gemessen	120	nicht gemessen

Tabelle 6.15: Fehlergrößen und Veränderungen bei den OP-Schaltungen in Bild 6.15 mit integrierten Schaltungen bzw. diskreten OP (Frequenzangaben: vor Bestrahlung → nach Bestrahlung)

6.3.7. Weitere Entwicklungsmöglichkeiten

Als Eingangsstrom der Feldeffekttransistor-Stufe ließen sich bei Auswahl eines auf niedrigen Gatestrom optimierten FET-Typs auch bestimmt deutlich kleinere Degradationswerte als der gemessene Biasstrom von 5 nA erzielen.

Die Endstufe ist nicht kurzschlussfest, so dass in kritischen Fällen zusätzlich eine interne Strombegrenzung vorgesehen werden sollte.

Das relativ geringe Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBWP) von 450 kHz lässt sich durch eine Optimierung des Layout und entsprechender Reduzierung der parasitären Komponenten verbessern.

Wenn auch nur eine Schaltung bestrahlt wurde, so kann man doch mit einiger Sicherheit sagen, dass die Funktionsgrenze oberhalb von 30 kGy liegt, vermutlich wesentlich höher. Durch Analyse der Ausfallursache bei weiterer Bestrahlung bis zur Funktionsuntüchtigkeit lassen sich sicherlich noch Verbesserungen durch Änderung der Schaltungsstruktur erzielen. Durch grundlegende Untersuchungen weiterer Hochfrequenz-Transistoren und Verwendung der besten Typen sind weitere Entwicklungen möglich. Auf keinen Fall dürfen bei wesentlich höherer Bestrahlungsdosis die Aufbaumaterialien als mögliche Ausfallursachen außer Acht gelassen werden.

6.4. Gesamtbewertung

Allgemeingültige quantitative Degradationsaussagen für Halbleiterbauelemente sind wegen der großen Technologie-, Hersteller- und Chargenabhängigkeit der Schädigungen nicht möglich. Es lassen sich aber einige qualitative Erkenntnisse nennen. Die Tabelle 6.12 fasst die Relevanz der Degradationsparameter für die untersuchten Bauteilklassen in Standardschaltungen zusammen.

Bauelement	starke Degr.	mittlere Degr.	unbedeutende Degr.
Bipolar-Transistor	Stromverst.	Sperrströme Sättigungsspg. Durchbruchspg. Sperrsch.kap. Rauschen Early-Spg.	Transitfrequenz Steilheit
Sperrschicht-Feldeffekttr.	-	Steilheit Kanalwiderstand Gatestrom Durchbruchspg. Sperrsch.kap. Rauschen	Schwellspannung
MOS-Feldef-fekttrans.	Schwellspg. Steilheit	Kanalwiderstand Durchbruchspg.	Gatestrom
Z-Diode/ Diode	-	Sperrstrom Flussspannung >15V: Z-Spg.	$\leq 15V$: Z-Spannung
integrierter Bipolar-Ope-rationsverst.	Biasstrom dyn. Param.	Offsetspannung Versorg.strom Leerlaufverst. Ausgangsstrom	Ausgangs- aussteuerbarkeit
integrierter JFET-Opera-tionsverst.	Offsetspg. Biasstrom dyn. Param.	Versorg.strom Leerlaufverst.	Ausgangs- aussteuerbarkeit und -Strombelastbarkeit
integrierter Transimped.-verstärker	Offsetspg.	Biasstrom	Grenzfrequenz Ausgangs- aussteuergrenzen

Tabelle 6.16: Übersicht über die Degradation wichtiger Bauteile-Parameter bei Gamma-Bestrahlung

Der Sperrstrom der Elemente ist jedoch *immer* zu beachten, wenn eine hochohmige Beschaltung vorliegt.

Bei der Dimensionierung von Schaltungen sollten folgende Regeln berücksichtigt werden:

- Grundsätzlich sind Bauteile zu bevorzugen, die aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften schon eine gute Resistenz besitzen. Prinzipiell sind z.B. in solchen Fällen, in denen die geringere Steilheit tolerierbar ist, Sperrschicht-Feldeffekt-Transistoren besser geeignet als bipolare Technologien. Bei den letzteren sind wiederum Transistoren mit hoher Transitfrequenz vorzuziehen.
- Vermieden werden sollten nach Möglichkeit MOSFET (außer bei Neutronenstrahlung) und integrierte Operationsverstärker.
- Die Bauteile sollten nicht nahe ihrer zulässigen Grenzwerte betrieben werden, da sich diese vermindern können oder in der Schaltung Arbeitspunktänderungen durch andere Degradationen auftreten.
- Bipolar-Transistoren sollten nicht mit sehr kleinen Kollektorströmen betrieben werden, um eine möglichst geringe Degradation des Stromverstärkungsfaktors zu erhalten. Dieses hat drei Gründe: 1) Entstehende Kollektor-Emitter-Restströme verschieben bei geringem Kollektorstrom den Transistor-Arbeitspunkt; 2) Die Stromverstärkung fällt in Richtung niedriger Kollektorströme prinzipiell ab, durch Strahlenbehandlung wird dieser Effekt noch stärker; 3) Die gesamte Schädigung ist abhängig vom Arbeitspunkt während der Bestrahlung, auch hier wirkt sich ein niedriger Kollektorstrom negativ aus.
- Optimal ist ein Arbeitspunkt nahe des Stromverstärkungsmaximums. Weiterhin sollte die Kollektor-Emitter-Spannung nach Möglichkeit klein gewählt werden.
- Da im Sperrbetrieb die Schädigung am größten ist, sollte bei Transistoren im Schalterbetrieb ein Grundstrom fließen, falls die Schaltungsfunktion dadurch nicht beeinträchtigt wird, oder ein Standby-Betrieb mit Sättigung vorliegen.
- Im Sättigungsfall ist eine genügend hohe Basisstrom-Reserve einzuplanen, um einen ausreichenden Übersteuerungsfaktor einzuhalten.
- Der Basis-Spannungsteiler sollte möglichst niederohmig sein, um die Arbeitspunktverschiebung klein zu halten.
- Nach Möglichkeit sind gegengekoppelte Strukturen einzusetzen.
- An kritischen Stellen, an denen ein hoher Basisstrom störend wirkt, kann der Einfluss durch das Vorschalten eines Emitterfolgers verringert werden bzw. bei Stromspiegeln durch die modifizierte Struktur mit einem dritten Transistor.
- Die Folgen eines möglichen Latchups können durch eine Strombegrenzung (z.B. Serienwiderstände) vermindert werden.
- Zur Spannungsstabilisierung von mehr als 15 V ist eine Reihenschaltung mehrerer Z-Dioden mit kleiner Durchbruchspannung günstiger als eine einzelne Z-Diode.
- Bei der Verwendung von Dioden als Begrenzelemente ist zu beachten, dass bei einigen Typen der Sperrstrom durch Oberflächeneffekte groß werden kann.

Auf jeden Fall müssen umfangreiche Vortests an elektronischen Schaltungen, die unter Strahlenbelastung betrieben werden sollen, durchgeführt werden. Dabei sind folgende Schritte notwendig, die solange zyklisch zu durchlaufen sind, bis ein akzeptables Ergebnis vorliegt:

- Auswahl der Bauelemente und Dimensionierung der Schaltung unter Berücksichtigung der allgemeinen Erkenntnisse über die qualitativ zu erwartenden Degradationen.
- Bestrahlung der zu verwendenden Halbleiterbauteile in einem Vortest in Arbeitspunkten, die der späteren Schaltung entsprechen.
- Mit diesen Ergebnissen: Berechnung oder Simulation der Schaltungsdegradation.
- Beurteilung, ob die erwarteten Eigenschaften erfüllt werden können, und eventuelle Änderung der Schaltung.
- Bestrahlung eines oder besser mehrerer Prototypen der entworfenen Schaltung, um deren Eignung zu verifizieren oder auch zu widerlegen.

Die in allen Entwicklungsschritten verwendeten Bauteile müssen aus denselben Produktions-Chargen stammen. Bei den Bestrahlungen sind die zu untersuchenden Eigenschaften fortlaufend zu messen, da auch kurze Störungen oder Nichtmonotonien auftreten können.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Beispiele aufgezeigt, eine Härtung durch Optimierung der Schaltungen durchzuführen. Die Ergebnisse sind jedoch erst dann als zuverlässig anzusehen, wenn durch eine genügende Losgröße ein Beleg für die Statistik der Bauteile- und Schaltungsdegradation vorliegt. Die jeweils vorhandenen 5 Exemplare reichen nicht unbedingt aus, zumal z.B. beim diskreten Operationsverstärker deutliche Abweichungen zwischen den Degradationsdaten der Einzeluntersuchungen und der Schaltungsuntersuchungen zu erkennen sind.

Es liegen noch nicht genügend Erkenntnisse vor, um z.B. durch eine Testbestrahlung mit kleinerer Dosis auf das Schädigungsverhalten bei höherer Dosis zu schließen, obwohl viele beobachtete Degradationsverläufe ein anfänglich lineares Verhalten oder bei hohen Dosen ein Sättigungsverhalten aufweisen.

Interessant ist in Zukunft sicherlich der Einsatz von Bauelementen auf GaAs-Basis. Ansatzweise liegen grundlegende Untersuchungen über deren Verwendbarkeit in Standardschaltungen (auch für niedrige Frequenzen) vor [208,209]. Zur Beurteilung der Strahlenresistenz praktischer Schaltungen sind jedoch noch umfangreiche Untersuchungen notwendig.

Aber auch eine technologische Weiterentwicklung der Si-Bauelemente in Richtung höherer Strahlenresistenz, vor allem im Bereich des SiO₂, wird in Zukunft noch besser geeignete elektronische Schaltungen hervorbringen.

7. Zusammenfassung

Radioaktive Belastungen elektronischer Komponenten in kerntechnischen Anlagen oder im Weltraum führen zu erheblichen Veränderungen derer Eigenschaften. Kristallversetzungen und Ionisation, in SiO_2 resultierend in dem Aufbau von positiven Grenzflächenladungen und Phasengrenzzuständen, stellen die wichtigsten Ursachen der Schädigung dar. Darüber hinaus tritt ein langsames Ausheilen der Defekte auf.

Eine ausführliche Literaturrecherche über den aktuellen Wissensstand und über die verfügbaren Daten führt zu der Erkenntnis, dass die Auswirkungen sehr unterschiedlich sind und noch keine geschlossene Theorie über die Schädigungsvorgänge vorliegt. Zudem werden in der Literatur die Bauelemente weitgehend isoliert betrachtet und nur selten die Auswirkungen auf das Verhalten konkreter Schaltungen beschrieben.

Es wird ein geeignetes Messverfahren vorgestellt, mit dem Gamma-Bestrahlungsuntersuchungen in der Kernforschungsanlage Jülich realisiert wurden. Durch einen rechnergesteuerten Messablauf war es möglich, bis zu 42 Probanden sequentiell fortlaufend während der Bestrahlung zu messen und die Daten hinterher durch geeignete Programme auszuwerten.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden insgesamt 7 Bestrahlungsexperimente an Halbleiterbauelementen durchgeführt. Untersucht wurden anhand weniger ausgesuchter Typen: Bipolartransistoren, MOS- und Sperrschicht-Feldeffekttransistoren, Z-Dioden, sowie integrierte Operations- und Transimpedanzverstärker. Die gewonnenen Ergebnisse werden diskutiert.

Großes Gewicht wurde auf die Abhängigkeit der Schädigung vom Arbeitspunkt während der Bestrahlung gelegt. Sowohl bei Bipolar- wie auch bei MOS-Transistoren wurde ein deutlicher Einfluss nachgewiesen.

Wichtige Erkenntnisse wurden auch über isolierende Aufbaumaterialien der Messstrukturen gewonnen, zum Beispiel über Kunststoffe, Keramik und Leiterplatten. Zahlreiche Isolationsdefekte während der Messungen führten dazu, dass einige Messreihen nicht ausgewertet werden konnten.

Die umfangreichen Messreihen an Einzel-Bauelementen waren zunächst notwendig, um die Relevanz der Parameterdegradationen zu bewerten und Optimierungen ausgesuchter Schaltungsstrukturen durchzuführen. Als praktisches Ergebnis wurden verschiedene Transistor-Grundsaltungen, sowie eine mit diskreten Bauelementen aufgebaute Operationsverstärker-Schaltung entworfen. Sie wurden mit Hilfe von Bestrahlungsmessungen getestet und weisen eine hohe Strahlenresistenz auf.

Wichtiges Hilfsmittel ist die Simulation mittels numerischer Netzwerkanalyse. Dazu wurden geeignete Modelle für Bipolartransistoren ausgesucht und Methoden zur Parameterermittlung entwickelt.

Es bestätigt sich, dass die Schädigungsmechanismen überaus komplex sind, so dass beim derzeitigen wissenschaftlichen Erkenntnisstand keine allgemeingültigen quantitativen Aussagen formuliert werden können. Unstimmigkeiten traten vor allem durch unterschiedliche Degradationsergebnisse bei den Untersuchungen von Einzel-Bauelementen und bei den Untersuchungen einer komplexen Schaltung auf. Es zeigte sich, dass die Schädigung auch von Hersteller, Technologie, Typ, Charge des Bauteils und Exemplar abhängt. Zudem sind die Dosisrate und vorherige Bestrahlungen bzw. Ausheilzeiten zu berücksichtigen.

Es werden die Eignung unterschiedlicher Bauteilklassen bewertet und einige allgemeine Entwurfsregeln für Grundsaltungen formuliert. Zukünftige Verbesserungen werden sicherlich durch technologische Fortschritte und spezielle Bauelemente, wie zum Beispiel GaAs-Transistoren und Miniatur-Elektronenröhren, möglich sein.

In dem Konzept zur Entwicklung elektronischer Schaltungen in strahlungsbelasteter Umgebung sind sowohl die Auswahl der Bauelemente-Typen, wie auch die Optimierung der Arbeitspunkte und der Schaltungsstruktur zu berücksichtigen. Die Bauelemente und Schaltungen sind durch Bestrahlungsexperimente zu prüfen bzw. deren Eignung zu verifizieren.

8. Literaturverzeichnis

8.1. Spezielle Literatur über Bestrahlungseffekte

- [1] B.T.Ahlport, S.L.Anderson. Easy Prediction of Degradation in Transistor Current Gain over Large Ranges of Operating Current. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1417 (1984)
- [2] D.J.Allen F.N.Coppage, G.L.Hash, D.K.Holck, T.F.Wrobel. Gamma-Induced Leakage in Junction Field-Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1487 (1984)
- [3] W.T.Anderson, S.C.Binari. Transient Radiation Effects at X-Band in GaAs FETs and ICs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4205 (1983)
- [4] W.T.Anderson, G.E.Davis, J.S.Mateer, D.L.Lile. Ionizing Radiation Effects in InP MISFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1467 (1984)
- [5] W.T.Anderson, J.B.Boos. Radiation Effects in InP JFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4001 (1985)
- [6] W.T.Anderson, M.Simons, A.Christou, J.Beall. GaAs NMIC Technology Radiation Effects. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4040 (1985)
- [7] H.G.Bach, W.R.Fahrner, D.Bräunig. Equivalent Circuit for Ion Implanted Counterdoped Layers as Determined by MOS Admittance and Crosstalk Measurements. Phys. Stat. sol. (a) 68, 589 (1981)
- [8] H.G.Bach, W.R.Fahrner. Properties of Metal-Oxide-Semiconductor Structures with Buried Layers as Deduced from Nonequilibrium C(V) Measurements. J. Appl. Phys., Vol.53, 3848 (1982)
- [9] C.E.Barnes, J.J.Wiczer. Neutron Damage Effects in AlGaAs/GaAs Solar Cells. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1471 (1984)
- [10] S.Battisti, R.Bossart, H.Schönbacher, M.Van de Voorde. Radiation Damage to Electronic Components. CERN 75-18, Geneva, 1975.
- [11] J.M.Benedetto, H.E.Boesch. MOSFET and MOS Capacitor Responses to Ionizing Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1461 (1984)
- [12] H.S.Bennett. Numerical Simulations of Neutron Effects on Bipolar Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1372 (1987)
- [13] R.Berger, A.Shevchenko, G.J.Brucker, R.Kennerund, P.Measel, K.Wahlin. Transient and Total Dose Radiation Properties of the CMOS/SOS Epic Chip Set. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4256 (1983)
- [14] D.M.Binkley. A Radiation-Hardened Accelerometer Preamplifier for 2×10^8 Rads(Si) Total Dose. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1500 (1982)

- [15] D.L.Blackburn, J.M.Benedetto, K.F.Galloway. The Effect of Ionizing Radiation of the Breakdown Voltage of Power MOSFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4116 (1983)
- [16] R.E.Blaho, W.R.Fahrner. Technology and Reliability of Thermal SiO₂ Layers as Used for Passivating Silicon Power Devices. Phys. Stat. Sol. (a) 50, 551 (1978)
- [17] R.R.Blair. Surface Effects of Radiation on Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-10, 35 (1963)
- [18] A.Boden, D.Bräunig, F.Wulf. Leitlinien für den Einsatz elektronischer Bauteile in strahlungsbelasteter Umgebung. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1986
- [19] A.Boden, F.Wulf, D.Bräunig. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 2.Ausgabe, Band 5. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1987
- [20] H.E.Boesch. Time-Dependant Interface Trap Effects in MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-35, 1160 (1988)
- [21] J.M.Borrego, R.J.Gutmann, S.B.Moghe, M.J.Chudzicki. Radiation Effects on GaAs MESFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-25, 1436 (1978)
- [22] F.L.Bouquet, A.Phillips, D.A.Russell. Simulated Space Radiation on Dielectrics and Coatings. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4090 (1983)
- [23] D.Bräunig. Wirkung hochenergetischer Strahlung auf Halbleiterbauelemente (Reihe Mikroelektronik). Springer-Verlag, Berlin ..., 1989
- [24] D.Bräunig, W.Fahrner. Effects of Radiation on MOS Structures and Silicon Devices. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1983
- [25] D.Bräunig, W.Gaebler, W.R.Fahrner, H.G.Wagemann. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 1.Ausgabe. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1977
- [26] D.Bräunig, F.Wulf, W.Gaebler, A.Boden. GfW-Handbuch: Richtlinie zur Prüfung der Strahlungsfestigkeit elektronischer Bauteile. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1982
- [27] D.Bräunig, G.Richter. Novel Technique for MOS Pulse Capacitance Measurements in C(V) and C(t) Mode. Rev. Sci. Instr., Vol.47, 341 (1976)
- [28] F.G.Broell, W.J.Barnard. A Radiation-Hardened CMOS 8-bit Analog-to-Digital Converter. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4246 (1983)
- [29] D.B.Brown, D.I.Ma, C.M.Dozier, M.C.Peckerar. Thermal Annealing of Radiation Induced Defects: A Diffusion-Limited Process?. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4059 (1983)
- [30] G.J.Brucker, O.Van Gunten, E.G.Stassinopoulos, P.Shapiro, L.S.August, T.M.Jordan. Recovery of Damage in Rad-Hard MOS Devices During and After Irradiation by Electrons, Protons, Alphas, and Gamma Rays. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4157 (1983)

- [31] B.Buchanan, R.Dolan, S.Roosild. Comparison of the Neutron Radiation Tolerance of Bipolar and Junction Field Effect Transistors. Proc. IEEE, Vol.55, No.12, 2188 (1967)
- [32] M.L.Buschbom, E.N.Jeffrey, L.E.Rhine, D.B.Spratt. Gamma Total Dose Effects on ALS Bipolar Oxide Sidewall Isolated Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4105 (1983)
- [33] J.Y.Chang. Correlation Study of Energetic Ion Induced Optical Absorption and Thermo-luminescence in Crystalline LiF and CaF₂. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4081 (1983)
- [34] J.Y.Chen, R.C.Henderson, R.Martin, D.O.Patterson. Enhanced Radiation Effects on Submicron Narrow-Channel NMOS. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1681 (1982)
- [35] J.R.Chott, C.A.Goben. Annealing Characteristics of Neutron Irradiated Silicon Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-14, 134 (1967)
- [36] D.M.Clement. Statistical Procedures for Determining Electronic Part Design Margin Breakpoints. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1423 (1984)
- [37] D.G.Cleveland. Dose Rate Effects in MOS Microcircuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1348 (1984)
- [38] F.N.Coppage, D.J.Allen, P.V.Dressendorfer, A.Ochoa, J.Rauchfuss, T.F.Wrobel. Seeing Through the Latch-up Window. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4122 (1983)
- [39] J.S.Crabbe, K.L.Ashley. Capacitance Voltage Characteristics of Neutron Irradiated n⁺pp⁺ and p⁺nn⁺ Junctions. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-18, 410 (1971)
- [40] O.L.Curtis, J.R.Srour, R.B.Rauch. Recombination Studies on Gamma-Irradiated n-type Silicon. J. Appl. Phys., 43(11), 4638 (1972)
- [41] V.Danchenko, S.S.Brashears, P.H.Fang. Electron Trapping in Rad-Hard RCA ICs Irradiated with Electrons and Gamma Rays. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1492 (1984)
- [42] H.M.Darley, T.W.Houston, L.R.Hite. Total Dose Radiation Effects on Silicon MESFET Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4277 (1983)
- [43] K.C.Dimiduk, C.Q.Ness, J.K.Foley. Electron Irradiation of GaAsP LEDs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4010 (1985)
- [44] P.V.Dressendorfer, J.M.Soden, J.J.Harrington, T.V.Nordstrom. The Effects of Test Conditions on MOS Radiation-Hardness Results. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-28, 4281 (1981)
- [45] W.R.Fahrner, D.Bräunig, R.Ferretti, B.Müller. A Rapid Destruction-Free Determination of Breakdown Voltage of Thin Insulating Layers. Phys. Stat. Sol. (a) 48, 533 (1978)
- [46] W.R.Fahrner, J.R.Laschinski, D.Bräunig, M.Knoll, A.Neidig. Damage Profiles after 50 to 500 MeV Ion Implantation as Deduced from Thyristor Leakage Currents. Phys. Stat. Sol. (a) 89, 347 (1985)

- [47] W.R.Fahrner, D.Bräunig, M.Knoll, J.R.Laschinski. Ion Implantation for Deep (>100µm) Buried Layers. Americ. Soc. for Testing and Materials, Philadelphia, 1985
- [48] R.Ferretti, W.R.Fahrner, D.Bräunig. High Sensitivity Non-Destructive Profiling of Radiation Induced Damage in MOS Structures. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-26, 4828 (1979)
- [49] T.A.Fischer, R.J.Williams. Rapid Annealing of Temperature-Compensated, Precision Voltage References Following Fast Neutron Irradiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4005 (1985)
- [50] D.M.Fleetwood, P.V.Dressendorfer, D.C.Turpin. A Reevaluation of Worst-Case Postirradiation Response for Hardened MOS Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1178 (1987)
- [51] L.D.Flesner. Transient Radiation Effects in GaAs Devices: Bulk Conduction and Channel Modulation Phenomena in D-MESFET, E-JFET, and n^+ -Si- n^- Structures. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1502 (1984)
- [52] J.R.Florian, R.W.Jacobs, P.E.Micheletti, E.E.King. Improved Transient Response Modeling in ICs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1402 (1984)
- [53] M.Frank, C.D.Taulbee. Factors Influencing Prediction of Transistor Current Gain in Neutron Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-14, 127 (1967)
- [54] R.Freeman, A.Holmes-Siedle. A Simple Model for Predicting Radiation Effects in MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-25, 1216 (1978)
- [55] K.F.Galloway, M.Gaitan, T.J.Russell. A Simple Model for Separating Interface and Oxide Charge Effects in MOS Device Characteristics. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1497 (1984)
- [56] M.K.Gauthier, D.K.Nichols. A Comparison of Radiation Damage in Linear ICs from Cobalt-60 Gamma Rays and 2.2 MeV Electrons. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4192 (1983)
- [57] E.T.Gaw, W.G.Oldham. Properties of Heavily Irradiated MOSFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-21, 124 (1974)
- [58] O.Geisler. Strahlungsbelastungsuntersuchungen an bipolaren Kleinsignal-Transistoren. Studienarbeit, TU Berlin, 1981
- [59] W.L.George. Optimization of the Neutron Radiation Tolerance of Junction Field Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-16, 81 (1969)
- [60] B.L.Gingerich, J.M.Hermesen, J.C.Lee, J.E.Schroeder. Total Dose and Total Rate Radiation Hardened Memory and Microprocessor Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1332 (1984)
- [61] C.A.Goben, C.H.Irani. Electric Field Strength Dependence of Surface Damage in Oxide Passivated Silicon Planar Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-17, 18 (1970)
- [62] S.Golubovic, S.Dimitrijevic, D.Zupac, M.Pejovic, N.Stojadinovic. Gamma-Radiation Effects in CMOS Transistors. 17th European Solid State Device Research Conference, 1987

- [63] E.D.Graham, R.J.Chaffin, C.W.Gwyn. Radiation Effects in Microwave Bipolar Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-19, 335 (1972)
- [64] T.Grandke. Vakuum-Mikroelektronik: Nostalgie oder Technologie der Zukunft?. Phys. Bl. 45, Nr.10, 410 (1989)
- [65] B.L.Gregory, C.W.Gwyn. Radiation Effects on Semiconductor Devices. Proc. IEEE, Vol.62, No.9, 1264 (1974)
- [66] C.W.Gwyn, B.L.Gregory. Designing Ultrahard Bipolar Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-18, 340 (1971)
- [67] Hahn-Meitner-Institut für Kernforschung. Workshop "Strahleneffekte an elektronischen Bauteilen". Berlin, 1980
- [68] G.Haller, M.Knoll, D.Bräunig, F.Wulf, W.R.Fahrner. Bias-Temperature Stress on Metal-Oxide-Semiconductor Structures as Compared to Ionizing Irradiation and Tunnel Injection. J. Appl. Phys. 56(6), 1844 (1984)
- [69] M.A.Hardman, A.R.Edwards. Exploitation of a Pulsed Laser to Explore Transient Effects on Semiconductor Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1406 (1984)
- [70] H.Hatano, K.Doi. Radiation-Tolerant High-Performance CMOS VLSI Circuit Design. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4031 (1985)
- [71] A.Holmes-Siedle, L.Adams. The Mechanisms of Small Instabilities in Irradiated MOS Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4135 (1983)
- [72] T.W.Houston, L.R.Hite, H.M.Darley, W.M.Shedd, M.H.Zugich, D.C.Lapierre. Radiation Hardness of a Silicon MESFET 4kx1 SRAM. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1483 (1984)
- [73] M.J.Howes, D.V.Morgan (Editors). Reliability and Degradation: Semiconductor Devices and Circuits (Chapter 5.5). J.Wiley & Sons, Chichester ..., 1981
- [74] R.C.Hughes, C.H.Seager. Hole Trapping, Recombination and Space Charge in Irradiated Sandia Oxides. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4049 (1983)
- [75] B.K.Janousek, W.E.Yamada, W.L.Bloss. Neutron Radiation Effects in GaAs Junction Field Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-35, 1480 (1988)
- [76] D.M.Jobson-Scott. An Investigation into Radiation Induced Second Breakdown in N Channel Power MOSFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1508 (1984)
- [77] D.M.Jobson-Scott, G.B.Roper. Neutron Irradiation as a Means of Radiation Hard Power MOSFET. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3961 (1985)
- [78] A.H.Johnston. Hand Analysis Techniques for Neutron Degradation of Operational Amplifiers. Boeing Aerospace Comp., Seattle.

- [79] A.H.Johnston. The Application of Operational Amplifiers to Hardened Systems. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-24, 2071 (1977)
- [80] A.H.Johnston. Annealing of Total Dose Damage in the Z80A Microprocessor. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4251 (1983)
- [81] A.H.Johnston. Super Recovery of Total Dose Damage in MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1427 (1984)
- [82] A.H.Johnston, M.P.Baze. Mechanisms for the Latchup Window Effect in Integrated Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4018 (1985)
- [83] A.H.Johnston, R.E.Plaag. Models for Total Dose Degradation of Linear Integrated Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1474 (1987)
- [84] A.H.Kalma, R.A.Hartmann, B.K.Janousek. Ionizing Radiation Effects in HgCdTe MIS Capacitors Containing a Photochemically-Deposited SiO₂ Layer. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4146 (1983)
- [85] U.Kampf, H.G.Wagemann. Radiation Damage of Thermally Oxidized MOS Capacitors. IEEE Trans. Electr. Dev., ED-23, 5 (1976)
- [86] N.Karuke, M.Yoshida, M.Maeguchi, H.Tango. Radiation-Induced Interface States of Poly-Si Gate MOS Capacitors Using Low Temperature Gate Oxidation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4054 (1983)
- [87] K.Kasama, F.Toyokawa, M.Sakamoto, K.Kobayashi. A Radiation-Hard Insulator for MOS LSI Device Isolation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3965 (1985)
- [88] M.Kato, T.Nakamura, T.Toyabe, T.Okabe, M.Nagatu. Degradation Analysis of Lateral PNP Transistors Exposed to X-Ray Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1513 (1984)
- [89] D.V.Kerns, T.M.Chen. The Effects of Electron Bombardment on the Shot Noise of Silicon Junction Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-18, 37 (1971)
- [90] W.S.Kim, T.M.Mnich, W.T.Corbett, R.K.Treece, A.E.Giddings, J.L.Jorgensen. Radiation-Hard Design Principles Utilized in CMOS 8085 Microprocessor Family. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4229 (1983)
- [91] C.T.Kleiner, G.C. Messenger. An Improved Bipolar Junction Transistor Model for Electrical and Radiation Effects. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1569 (1982)
- [92] M.Knoll, W.R.Fahrner. Origin of High-Frequency Dispersion of G_p/ω of Metal-Oxide Semiconductor Capacitors, J. Appl. Phys., Vol.52, 3071 (1981)
- [93] M.Knoll, D.Bräunig, W.R.Fahrner. Generation of Oxide Charge and Interface States by Ionizing Radiation and by Tunnel Injection Experiments. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1471 (1982)

- [94] M.G.Knoll, T.A.Dellin, R.V.Jones. A Radiation-Hardened 16k-bit NMOS EAROM. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4224 (1983)
- [95] S.R.Kurtz, C.Arnold, R.C.Hughes. The Development of a Radiation Hardened Polymer Dielectric by Chemical Doping. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4077 (1983)
- [96] K.P.Lambert, H.Schönbacher, M.Van de Voorde. A Comparison of the Radiation Damage of Electronic Components Irradiated in Different Radiation Fields. CERN 75-4, Geneva, 1975.
- [97] S.K.Lai. Two-Carrier Nature of Interface-State Generation in Hole Trapping and Radiation Damage. Appl. Phys. Lett., Vol.39, 58 (July 1981)
- [98] S.K.Lai. Interface Trap Generation in Silicon Dioxide When Electrons are Captured by Trapped Holes. J. Appl. Phys., 54(5), 2540 (1983)
- [99] M.D.Lantz, K.F.Galloway. Total Dose Effects on Circuit Speed Measurements. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4264 (1983)
- [100] F.Larin. Radiation Effects in Semiconductor Devices. J.Wiley & Sons, New York ..., 1968
- [101] D.M.Long, J.R.Florian, R.H.Casey. Transient Response Model for Epitaxial Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4131 (1983)
- [102] T.F.Luera, J.G.Kelly, H.J.Stein, M.S.Lazo, C.E.Lee, L.R.Dawson. Neutron Damage Equivalence for Silicon, Silicon Dioxide and Gallium Arsenide. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1557 (1987)
- [103] D.K.Lynn, J.B.McCormick, M.D.J.MacRoberts, D.K.Wilde, G.R.Dooley, D.R.Brown. Thermionic Integrated Circuits: Electronics for Hostile Environments. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3996 (1985)
- [104] L.W.Massengill, S.E.Diehl-Nagle. Transient Radiation Upset Simulations of CMOS Memory Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1337 (1984)
- [105] L.W.Massengill, S.E.Diehl-Nagle, T.F.Wrobel. Analysis of Transient Radiation Upset in a 2k SRAM. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4026 (1985)
- [106] J.R.McEwan. Computer Simulation of Radiation Induced Emitter Crowding. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-21, 353 (1974)
- [107] G.C.Messenger, M.S.Ash. The Effects of Radiation on Electronic Systems. Van Nostrand Reinhold Comp., New York, 1986
- [108] D.G.Millward. Neutron Hardness Assurance Considerations for Temperature Compensated Reference Diodes. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-25, 1517 (1978)
- [109] D.K.Myers. What Happens to Semiconductors in a Nuclear Environment?. Electronics, 131 (March 16, 1978)

- [110] S.S.Naik, W.G.Oldham. Neutron Radiation Effects in Junction Field-Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-18, 9 (1971)
- [111] A.I.Namenson. Statistical Analysis of Step Stress Measurements in Hardness Assurance. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1398 (1984)
- [112] D.A.Neamen. Modeling of MOS Radiation and Post Irradiation Effects. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1439 (1984)
- [113] W.H.Newman, J.E.Rauchfuss. Hardening of Commercial CMOS PROMs with Polysilicon Fusible Links. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4036 (1985)
- [114] J.K.Notthoff, R.Zuleeg, G.L.Troeger. Logic Upset Level of GaAs SRAMs for Pulsed Ionizing Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4173 (1983)
- [115] J.K.Notthoff. Radiation Hardness of 256-bit GaAs C-JFET RAM. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4061 (1985)
- [116] A.Ochoa, F.W.Sexton, T.F.Wrobel, G.L.Hash, R.J.Sokel. Snap-Back: A Stable Regenerative Breakdown Mode of MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4127 (1983)
- [117] L.J.Palkuti, L.L.Sivo, R.B.Greigor. Process Investigations of Total-Dose Hard Type-108 OP Amps. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-23, 1756 (1976)
- [118] D.W.Palmer. Ionization and Subthreshold Effects in Defect Creation and Annihilation in Semiconductors. Inst. Phys. Conf. Ser., No.31, 144 (1977)
- [119] G.J.Papaioannou. Electron Radiation Effects on GaAs MESFETs. Phys. stat. sol. (a) 102, 843 (1987).
- [120] J.J.Paulos, R.J.Bishop, T.L.Turflinger. Radiation-Induced Response of Operational Amplifiers in Low-Level Transient Radiation Environments. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1442 (1987)
- [121] R.L.Pease, R.M.Turfler, D.Platteter, D.Emily, R.Blice. Total Dose Effects in Recessed Oxide Digital Bipolar Microcircuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4216 (1983)
- [122] D.S.Peck, R.R.Blair, W.L.Brown, F.M.Smits. Surface Effects of Radiation on Transistors. Bell Systems Techn. Journ., 95 (Jan. 1963)
- [123] L.D.Philipp, P.O.Lauritzen. Irradiation Damage of MOS-FETs Operating in the Common Source Mode. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-14, 284 (1967)
- [124] F.W.Poblentz, C.D.Taulbee, R.L.Walker. Application of Silicon Damage to Neutron Exposure Measurement. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-14, 147 (1967)
- [125] J.G.Fossum, H.H.Sander, H.J.Gerwin. The Effects of Ionizing Radiation on Diffused Resistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-21, 315 (1974)

- [126] J.L.Prince, R.A.Stehlin. Effect of Co⁶⁰ Gamma Radiation on Noise Parameters of Bipolar Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-18, 404 (1971)
- [127] R.D.Pugh, A.H.Johnston, K.F.Galloway. Characteristics of the Breakdown Voltage of Power MOSFETs after Total Dose Irradiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-33, 1460 (1986)
- [128] J.P.Raymond, E.L.Petersen. Comparison of Neutron, Proton and Gamma Ray Effects in Semiconductor Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1622 (1987)
- [129] K.Reindl. Gate Arrays und Standard-Zell-IC in strahlungsfesten CMOS-Technologien. Mikrowellen Magazin, Vol.13, No.2 (1987)
- [130] G.D.Rensner, D.A.Eckhardt, M.Page. Nuclear Radiation Response of Intel 64k-bit and 128k-bit HMOS Ultraviolet Erasable Programmable Read Only Memories (UVEPROMs). IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4056 (1985)
- [131] G.B.Roper, R.Lewis. Development of a Radiation Hard N-Channel Power MOSFET. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4110 (1983)
- [132] S.Ropiak, K.Sahu, D.Cleveland. Total Dose Effects in the 54HC Family of Microcircuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1358 (1984)
- [133] M.Roux, J.Bernard, R.Reulet, D.Bielle-Daspet, M.Lagouin, L.Castaner-Munoz, J.Bourgoin, R.L.Crabb. Effects of Electron Irradiation and Light Injection on the Performance of Silicon Solar Cells. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4162 (1983)
- [134] A.C.Sabnis. Characterization of Annealing of Co⁶⁰ Gamma-Ray Damage at the Si/SiO₂ Interface. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4094 (1983)
- [135] N.S.Saks, J.M.Modolo. Radiation Effects in N-Channel NMOS CCDs at Low Temperature. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4197 (1983)
- [136] W.Schambeck. Schädigung von C-MOS-Schaltkreisen durch ionisierende Strahlung und Ausheilung dieser Effekte. Microelectronics, 5th Congress, München, Nov.27-29, 1972
- [137] D.Schiff, J.Bruun, M.Montesalvo, C.-C.D.Wong. A Comparison of Conventional Dose Rate and Low Dose Rate Co-60 Testing of IDT Static RAMs and FSC Multiplexers. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4050 (1985)
- [138] M.Schlenther, D.Bräunig, M.Gärtner, F.Gliem. "In Situ" Radiation Tolerance Tests of MOS RAMs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-25, 1209 (1978)
- [139] J.W.Schrankler, R.K.Reich, M.S.Holt, D.H.Ju, J.S.T.Huang, G.D.Kirchner, H.L.Hughes. CMOS Scaling Implications for Total Dose Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3988 (1985)
- [140] R.D.Schrimpf, P.J.Wahle, R.C.Andrews, D.B.Cooper, K.F.Galloway. Dose-Rate Effects on the Total-Dose Threshold-Voltage Shift of Power-MOSFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-35, 1536 (1988)

- [141] J.E.Schroeder, B.L.Gingerich, G.R.Bechtel. Total Dose and Dose Rate Radiation Characterization of a Hardened Epi-CMOS Gate Array. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1327 (1984)
- [142] E.Schrüfer (Hrsg.). Strahlung und Strahlungsmesstechnik in Kernkraftwerken. Elitera, Berlin, 1974
- [143] J.R.Schwank, W.R.Daves. Irradiated Silicon Gate MOS Device Bias Annealing. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4100 (1983)
- [144] J.R.Schwank, P.S.Winokur, P.J.McWorter, F.W.Sexton, P.V.Dressendorfer, D.C.Turpin. Physical Mechanisms Contributing to Device "Rebound". IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1434 (1984)
- [145] S.S.Seehra, W.J.Slusarh. The Effect of Operating Conditions on the Radiation Resistance of VDMOS Power FETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1559 (1982)
- [146] F.W.Sexton et al. Radiation Testing of the CMOS 8085 Microprocessor Family. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4235 (1983)
- [147] F.W.Sexton, J.R.Schwank. Correlation of Radiation Effects in Transistors and Integrated Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3975 (1985)
- [148] Z.Shanfield. Thermally Stimulated Current Measurements on Irradiated MOS Capacitors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4064 (1983)
- [149] S.Share, R.A.Martin. Effects of Ionizing Radiation on Short-Channel Thin-Oxide (200-Å) MOSFETs. IEEE Trans. Electr. Dev., 619 (1975)
- [150] W.Shedd, B.Buchanan, R.Dolan. Radiation Effects on Junction Field Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-16, 87 (1969)
- [151] W.M.Shedd, J.L. Sampson, D.C.LaPierre. Transient Radiation Effects on Silicon MESFET Integrated Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4183 (1983)
- [152] G.Singh, K.F.Galloway, T.J.Russell. Radiation-Induced Interface Traps in Power MOSFETs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-34, 1366 (1987)
- [153] R.S.Singh, C.S.Korman, D.J.Kaputa, E.P.Surowiec. Total-Dose and Charge-Trapping Effects in Gate Oxides for CMOS LSI Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1518 (1984)
- [154] L.L.Sivo. Relative Roles of Charge Accumulation and Interface States in Surface Degradation (NPN Planar Transistors). IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-19, 305 (1972)
- [155] E.H.Snow, A.S.Grove, D.J.Fitzgerald. Effects of Ionizing Radiation on Oxidized Silicon Surfaces and Planar Devices. Proc. IEEE, Vol.55, No.7, 1168 (1967)

- [156] A.Spencker, H.G.Wagemann. Optoelektronische Halbleiterbauelemente unter dem Einfluss ionisierender Strahlung. Nachr.techn. Z., Heft 4, 155 (1973)
- [157] A.Spencker, H.G.Wagemann, D.Bräunig. Strahlungsbelastungs-Untersuchungen an elektronischen Bauelementen des Symphonie-Satelliten. Microelectronics and Reliability, Vol.16, 81 (1977)
- [158] T.Stanley, D.Neamen, P.Dressendorfer, J.Schwank, P.Winokur, M.Ackermann, K.Jungling, C.Hawkins, W.Grannemann. The Effect of Operating Frequency in the Radiation Induced Buildup of Trap Holes and Interface States in MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3982 (1985)
- [159] E.G.Stassinopoulos, G.J.Brucker, O.Van Gunten. Total-Dose and Dose-Rate Dependence of Proton Damage in MOS Devices During and After Irradiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1444 (1984)
- [160] K.Steeple, I.J.Saunders. Damage Ranges for Implanted Hydrogen Isotopes in Gallium Arsenide. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4087 (1983)
- [161] L.S.Su, G.E.Gassner, C.A.Goben. Radiation and Annealing Characteristics of Neutron Bombarded Silicon Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-15, 95 (1968)
- [162] H.Terletzki. Vergleichende Bestrahlung und Temperatur-Bias-Stress an 4007-CMOS-Bauteilen. Studienarbeit, TU Berlin, 1984
- [163] M.L.Thayer, W.A.Anderson. 1 MeV Electron Radiation Effects in SnO₂-SiO₂-Silicon Solar Cells. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4169 (1983)
- [164] N.B.Urli, N.B.Corbett (Editors). Radiation Effects in Semiconductors. Institute of Physics, Bristol and London, 1976
- [165] P.J.Vail. A Survey of Radiation Hardened Microelectronic Memory Technology. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-25, 1196 (1978)
- [166] P.J.Vail, E.A.Burke. Fundamental Limits Imposed by Gamma Dose Fluctuations in Scaled MOS Gate Insulators. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1411 (1984)
- [167] P.J.Vail, E.A.Burke, J.P.Raymond. Scaling of Gamma Dose Rate Upset Threshold in High Density Memories. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4240 (1983)
- [168] M.Van de Voorde (Editor). Low-Temperature Irradiation Effects on Materials and Components for Superconducting Magnets for High-Energy Physics Applications. CERN 77-03, Geneva, 1976.
- [169] J.F.Verweij, D.R.Wolters. Insulating Films on Semiconductors. Proc. Int. Conf. INFOS 83, Eindhoven, 1983
- [170] H.Volmerange, A.A.Witteles. Radiation Effects on MOS Power Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-29, 1565 (1982)

- [171] H.D.Voss, L.Roffelsen, C.Hardage, F.C.Jones. Thirty Megarad CMOS Gate Array For Spacecraft Applications. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1364 (1984)
- [172] H.G.Wagemann, D.Bräunig, U.Kämpf, A.Spencker. Irradiation Behaviour of Complementary Metal Oxide Semiconductor Field Effect (CMOS) Devices. Proc. Int. Conf. Evaluation of Space Environment on Materials, Toulouse 1974
- [173] E.R.Walton, W.T.Anderson, R.Zucca, J.K.Notthoff. The Effects of Transient Radiation on GaAs Schottky Diode FET Logic Circuits. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4178 (1983)
- [174] K.Watanabe, M.Kato, T.Okabe, M.Nagata. Radiation Hardened Silicon Devices Using a Novel Thick Oxide. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3971 (1985)
- [175] J.R.Waterman, J.M.Killiany. 2 MeV Electron Irradiation Effects in (Hg,Cd)Te CCDs. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4209 (1983)
- [176] G.K.Wertheim. Electron-Bombardment Damage in Silicon. Phys. Rev., 110(6), 1272 (1958)
- [177] J.J.Wiczer, T.A.Fischer, L.R.Dawson, G.C.Osbourn, T.E.Zipperian, C.E.Barnes. Pulsed Irradiation of Optimized, MBE Grown, AlGaAs/GaAs Radiation Hardened Photodiodes. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1477 (1984)
- [178] J.J.Wiczer, C.E.Barnes. Optoelectronic Data Link Designed for Applications in a Radiation Environment. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 4046 (1985)
- [179] D.R.Williams, N.W.Van Vonno. Two Radiation-Hardened Analog Multiplexers. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4273 (1983)
- [180] C.L.Wilson, J.L.Blue. Two-Dimensional Modeling of N-Channel MOSFETs Including Radiation-Induced Interface and Oxide Charge. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1448 (1984)
- [181] P.S.Winokur, J.M.McGarrity, H.E.Boesch. Dependence of Interface-State Buildup on Hole Generation and Transport in Irradiated MOS Capacitors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-23, 1580 (1976)
- [182] P.S.Winokur, H.E.Boesch, J.M.McGarrity, F.B.McLean. Two-Stage Process for Buildup of Radiation-Induced Interface States. J. Appl. Phys., 50(5), 3492 (1979)
- [183] P.S.Winokur, J.R.Schwank, P.J.McWhorter, P.V.Dressendorfer, D.C.Turpin. Correlating the Radiation Response of MOS Capacitors and Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1453 (1984)
- [184] P.S.Winokur, E.B.Errett, D.M.Fleetwood, P.V.Dressendorfer, D.C.Turpin. Optimizing and Controlling the Radiation Hardness of a Si-Gate CMOS Process. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3954 (1985)

- [185] P.S.Winokur, F.W.Sexton, J.R.Schwank, D.M.Fleetwood, P.V.Dressendorfer, T.F.Wrobel, D.C.Turpin. Total-Dose Radiation and Annealing Studies: Implications for Hardness Assurance Testing. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-33, 1343 (1986)
- [186] A.A.Witteles, H.Volmerange, H.Davidson, H.Yue, R.Jennings, G.J.Brucker. Prompt and Total Dose Response of Hard 4k and 16k CMOS Static Random Access Memories (SRAMs). IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-31, 1354 (1984)
- [187] G.M.Wood, T.J.Sanders, R.H.Casey. A Radiation Hardened Gate Array Family Using an Advanced DI Bipolar Technology. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4187 (1983)
- [188] T.F.Wrobel, W.H.Dodson, G.L.Hash, R.V.Jones, R.D.Nasby, R.L.Olson. A Radiation Hardened Nonvolatile NMOS RAM. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4270 (1983)
- [189] T.F.Wrobel, F.N.Coppage, G.L.Hash, A.J.Smith. Current Induced Avalanche in Epitaxial Structures. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-32, 3991 (1985)
- [190] F.Wulf, D.Bräunig, W.Gaebler. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 2.Ausgabe. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1981
- [191] F.Wulf, D.Bräunig, W.Gaebler, A.Boden. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 2.Ausgabe, Band 2. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1983
- [192] F.Wulf, D.Bräunig, A.Boden. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 2.Ausgabe, Band 3. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1984
- [193] F.Wulf, D.Bräunig, A.Boden. GfW-Handbuch für Datensammlung strahlungsgetesteter elektronischer Bauteile. 2.Ausgabe, Band 4. Hahn-Meitner-Institut, Berlin, 1985
- [194] E.J.Yadlowsky, R.C.Hazelton, L.W.Parker. Conduction Processes in Kapton H Irradiated by an Electron Beam. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4073 (1981)
- [195] A.Y.C.Yu, E.H.Snow. Radiation Effects on Silicon Schottky Barriers. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-16, 220 (1969)
- [196] H.Yue, R.Jennings, R.Gray. Radiation Response of 64k-bit and 128k-bit Ultraviolet Erasable Programmable Read Only Memories (UVEPROMs). IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4282 (1983)
- [197] J.A.Zoutendyk, C.A.Goben, D.F.Berndt. Comparison of the Degradation Effects of Heavy Ion, Electron, and Cobalt-60 Irradiation in an Advanced Bipolar Process. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-35, 1428 (1988)
- [198] R.Zuleeg, J.K.Notthoff, K.Lehovec. Radiation Effects in Enhancement Mode GaAs Junction Field Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-24, 2305 (1977)
- [199] R.Zuleeg, K.Lehovec. Radiation Effects in GaAs Junction Field-Effect Transistors. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-27, 1343 (1980)

- [200] R.Zuleeg, J.K.Notthoff, G.L.Troeger. Channel and Substrate Currents in GaAs FETs due to Ionizing Radiation. IEEE Trans. Nucl. Sci., NS-30, 4151 (1983)

8.2. Allgemeine Literatur

- [201] B.Bröcker. dtv-Atlas zur Atomphysik, Tafeln und Texte. Deutscher Taschenbuch Verlag, München, 1985
- [202] R.Weber. Taschenlexikon Kernenergie, Olynthus-Verlag, Aarau, 1985
- [203] A.Möschwitzer, K.Lunze. Halbleiterelektronik, Lehrbuch. Verlag Technik, Berlin, 1975
- [204] P.Antognetti, G.Massobrio. Semiconductor Device Modeling with SPICE. McGraw-Hill, New York ..., 1988
- [205] E.E.E.Hoefer, H.Nielinger. SPICE, Analyseprogramm für elektronische Schaltungen, Benutzerhandbuch mit Beispielen. Springer-Verlag, Berlin ..., 1985
- [206] W.Kellner, H.Kniekamp. GaAs-Feldeffekttransistoren (Reihe Halbleiter-Elektronik, Band 16). Springer-Verlag, Berlin ..., 1985
- [207] A.Müller. Untersuchung des Verhaltens eines diskret aufgebauten Operationsverstärkers unter Bestrahlung. Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1988
- [208] K.Lindner. Untersuchung der Eigenschaften von GaAs-MESFETs und damit aufgebauter Grundschaltungen bei niedrigen Frequenzen. Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1989
- [209] G.Schreyer. Aufbau und Untersuchung einer diskreten Operationsverstärkerschaltung mit GaAs-MESFETs. Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1989
- [210] D.Brumbi. Schädigung elektronischer Bauteile und Schaltungen unter dem Einfluss radioaktiver Strahlung. U.R.S.I.-Tagung, Kleinheubach, 02.-06.10.89. Kleinheubacher Berichte 1989, Band 33, Deutsche Bundespost TELEKOM Forschungsinstitut, Darmstadt, 1990
- [211] D.Brumbi. The Behaviour of MOS-Circuits under Nuclear Radiation. 18th Yugoslav Conference on Microelectronics MIEL 90, Ljubljana, 14.-16.05.90. MIEL 90 Proceedings, 501 (1990)
- [212] A.Benemann, A.Boden, D.Bräunig, D.Brumbi, J.W.Klein, J.U.Schott, C.-C.Seifert, H.-G.Spillekothen, F.Wulf. The Effects of Radiation on Electronic Devices and Circuits. Zur Veröffentlichung vorgesehen in: Kerntechnik, Carl Hanser Verlag (1990)
- [213] D.Brumbi. Studie im Auftrag der Firma Interatom: Untersuchung von Elektronischen Schaltungen unter Strahlenbelastung, Teile 1 bis 5. Ruhr-Universität Bochum, 1987-1989
- [214] R.Nabbi. Die Energieverteilung der Gamma-Strahlung der abgebrannten Brennelemente des FRJ-2. Notiz der Kernforschungsanlage Jülich, 06.10.87.

- [215] K.Lehmann. Strom- oder Spannungsgegenkopplung?. Elektronik Industrie, Nr.5, 99 (1989)
- [216] DIN-Taschenbuch. Einheiten und Begriffe für physikalische Größen. Beuth-Verlag, Berlin, Köln, 1990

8.3. Benutzte Computer-Software

- [217] Heimsoeth & Borland. Turbo Pascal 4.0
- [218] Digital Equipment Corporation. VAX Pascal V 3.0
- [219] University of California, Berkeley. SPICE 2G7, implementiert in VAX-VMS
- [220] MicroSim Corporation. PSPICE Evaluation Version Jan. 1988

Diese Arbeit entstand am Lehrstuhl für Elektronische Schaltungen der Ruhr-Universität Bochum.

Herrn Professor Dr.-Ing. J.W. Klein danke ich herzlich für die wissenschaftliche Anregung und Unterstützung dieser Arbeit. Bei Herrn Prof. Dr. Ing. U. Langmann bedanke ich mich für die Übernahme des Korreferats und das Interesse an meiner Arbeit.

Allen Mitarbeitern des Lehrstuhls für Elektronische Schaltungen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben, danke ich herzlich, ebenso den Herren H. Dahmen und H. Wibbeke vom Lehrstuhl für Werkstoffe der Elektrotechnik für die Keramik-Untersuchungen.

Herrn R. Hoffmann von der Kernforschungsanlage Jülich danke ich für die hilfreiche Unterstützung bei der Durchführung der Bestrahlungsversuche, sowie Herrn Prof. G. Bergmann vom Lehrstuhl für analytische Chemie der Universität Bochum für die chemische Kunststoff-Analyse.

Für zahlreiche wertvolle Anregungen und Diskussionsbeiträge bin ich zu großem Dank verpflichtet:

Herrn Dr. D. Bräunig vom Hahn-Meitner-Institut für Kernforschung, Berlin

Frau A. Benemann, Frau C.-C. Seifert und Herrn H.-G. Spillekothen von der Firma Interatom, Bergisch-Gladbach

Herrn Dr. J.U. Schott vom Deutschen Forschungsinstitut für Luft- und Raumfahrt, Köln

Lebenslauf

17.07.1959	geboren in Mülheim a.d. Ruhr
1966-1969	Besuch der Grundschule in Essen
1969-1978	Besuch des Gymnasiums Borbeck in Essen. Abschluss mit dem Reifezeugnis am 10.06.1978
1978-1984	Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum. Industriepraktika während der Semesterferien. Vordiplomprüfung 1980. Hauptdiplom in den Fachrichtungen "Elektronische Schaltungs- und Messtechnik", "Elektronische Bauelemente" und "Technische Akustik". Diplomarbeit über "Vergleichende Untersuchung verschiedener Methoden zur Realisierung logarithmischer Übertragungskennlinien" am Lehrstuhl für Elektronische Schaltungen, Arbeitsgruppe Schaltungstechnik bei Prof. Dr. P. Dullenkopf. Abschluss am 12.01.84 mit dem Grad "Diplom-Ingenieur".
1984-1985	Zivildienst beim Stadtsporthund in Essen
1985-1990	Seit 01.07.85 wissenschaftlicher Mitarbeiter der Ruhr-Universität Bochum am Institut für Elektronik, Bereich Elektronische Schaltungs- und Messtechnik. Anfertigung einer Dissertation mit dem Thema "Bauelemente-Degradation durch radioaktive Strahlung und deren Konsequenzen für den Entwurf strahlenresistenter elektronischer Schaltungen" bei Prof. Dr. J.W. Klein. Korreferent: Prof. Dr. U. Langmann.