

Lehrstuhl für Kommunikationsnetze
Technische Universität München

Online-Routing in selektiv regenerierenden DWDM-Kernnetzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte

Thomas Fischer

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. sc.techn. (ETH) Andreas Herkersdorf

Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jörg Eberspächer
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Norbert Hanik

Die Dissertation wurde am 05.03.2007 bei der Technischen Universität München eingereicht und
durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 02.10.2007 angenommen.

DANKSAGUNG

Die Idee zu dieser Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter und Doktorand am Lehrstuhl für Kommunikationsnetze (LKN) der TU München. In dieser Zeit konnte ich u.a. im Rahmen des BMBF-Verbundvorhabens TRANSINET, aber auch in mehreren Industrieprojekten einen Großteil jener wissenschaftlichen Erkenntnisse und Erfahrungen sammeln, die zum Verfassen dieser Arbeit notwendig waren.

Während meiner anschließenden Tätigkeit bei der Siemens AG, Corporate Technology (CT) konnte ich die vorliegende Arbeit zum Abschluß bringen, wobei auch eine Reihe praktischer Sachverhalte aus dem industrienahen Forschungsumfeld einfließen konnte.

Am Ende dieses langen, von viel Freizeitarbeit geprägten Abschnitts möchte ich einer Reihe von Personen, die zum Gelingen dieser Arbeit besonders beigetragen haben, meinen Dank aussprechen:

- Herrn Prof. Eberspächer als Doktorvater und wertvollen fachlichen Ratgeber zu den Netzaspekten dieser Arbeit,
- Herrn Prof. Hanik als Zweitgutachter, der sich sehr für diese Arbeit und insbesondere für ihre Übertragungsaspekte interessierte,
- meinen Kolleginnen und Kollegen vom LKN und der Siemens CT – besonders Andrea Bör, Dominic Schupke und Andreas Kirstädter – weil diese Zeit von einer äußerst kollegialen und kooperativen Atmosphäre geprägt war und ist,
- meinen Eltern, weil sie – in nahezu jeder Hinsicht – die Grundlage zu dieser Dissertation gelegt haben
- und nicht zuletzt Andrea für ihre Geduld, Unterstützung und Nachsicht.

München, im Februar 2007

Thomas Fischer

KURZFASSUNG

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte, einer wichtigen Aufgabenstellung des Netzbetriebs in transparenten DWDM-Kernnetzen mit selektiver Regeneration und automatisierter Kommunikationssteuerung.

Transparente DWDM-Kernnetze stellen leitungsvermittelte Verbindungen (Wellenlängen) zur Verfügung, die in Transitknoten transparent durchgeschaltet werden; nur ausnahmsweise, d.h. selektiv, erfolgt eine O/E/O-Signalregeneration. Transparenz erlaubt es dem Dienstbringer, seine Investitionskosten (CAPEX) zu verringern, verlängert jedoch auch die effektive Übertragungsdistanz und damit die Zeitspanne, die zur Überprüfung der Übertragungsgüte benötigt wird.

Eine automatisierte Kommunikationssteuerung gemäß der GMPLS- bzw. ASON/ASTN-Konzepte sorgt für höhere Dynamik und geringe Latenzzeiten bei Verbindungsaufbau und -abbau. Sie hilft dem Dienstbringer, seine Betriebskosten (OPEX) zu senken, reduziert aber auch jene Zeitspanne, die zwischen Signalisierung und Verbindungsaufbau überhaupt zur Überprüfung der Übertragungsgüte verbleibt.

Das Online-Routing übernimmt in solchen Netzen mit der Prüfung, ob eine hinreichende Übertragungsgüte erbracht werden kann, auch die Funktion einer Netzzugangskontrolle (*connection admission control*, CAC). Dafür wird allerdings erheblich mehr Zeit benötigt als bei herkömmlichen Netzen. Andererseits steht deutlich weniger Zeit zur Verfügung. Das Online-Routing muß also eine sehr viel effizientere Gütebewertung vornehmen, als dies mit numerischen Standardverfahren möglich ist.

In dieser Arbeit wird daher ein neues, zweistufiges Verfahren vorgeschlagen: Der erste Schritt nimmt in der Netzplanungsphase eine auf analytischen Modellen basierende Gütebewertung der Fasertopologie (physikalischen Topologie) vor. Das Ergebnis wird in Form einer virtuellen Topologie gespeichert, in der im zweiten Schritt während des Netzbetriebs das eigentliche Routing anhand linearer Metriken und Nebenbedingungen stattfindet.

Merkmale des neuen Verfahrens sind, daß

- Gütebewertung und Routing erstmals in dieser Reihenfolge ausgeführt werden, so daß neben den linearen auch die nichtlinearen Übertragungseffekte adäquate Berücksichtigung finden können, und daß das Auffinden einer realisierbaren, kostengünstigsten Verbindung garantiert werden kann, sofern sie existiert,
- Verbindungen aus einem oder mehreren kaskadierten Lichtpfaden bestehen, und sich dadurch sowohl Unicast- als auch Multicast-Verbindungen bilden lassen.
- es auf einem neuen, sehr effizient implementierten DWDM-Kanalmodell für terrestrische Übertragung über sehr große Distanzen basiert, das die *gleichzeitige* Bestimmung der Übertragungsgüte *aller* Wellenlängenkanäle eines Kandidatenpfads vornimmt und dabei um mehrere Größenordnungen schneller ist als numerische Standardverfahren (z.B. SSFM).

ABSTRACT

This dissertation deals with physical constraint-based online routing, a significant problem in the operation of transparent DWDM core networks with sparse regeneration and control plane automation (GMPLS or ASON/ASTN).

The aforementioned class of networks provides circuit-switched connections of wavelength capacity, which by default are switched transparently in transit nodes, and rarely need O/E/O signal regeneration. Transparency allows for reducing service providers' capital expenditure (CAPEX), extends the effective transmission distance and thus the required period for assessing the transmission performance.

Control-plane automation along the lines of the GMPLS and ASTN/ASON concepts gives rise to just minor latencies (minutes to seconds) of connection setup and teardown. Service providers are supported in cutting operational expenses (OPEX), but with the side effect of shortening the remaining period between connection signaling and setup during which the transmission performance can be assessed.

Online routing in such networks takes on the role of a connection admission control (CAC) function, as it has to ensure adequate transmission performance, too. On the one hand, this step requires considerably more time than in conventional networks due to transparency. On the other hand, much less time is at its disposal. Therefore, online routing needs to assess transmission performance much more effectively as this can be done using numerical standard approaches.

Hence, this thesis proposes a new, dual-step online routing algorithm: In a first step, which can entirely be performed in the network planning phase, analytical models are employed to examine transmission performance within a given fiber (or physical) topology. The result is a virtual topology in which during network operation a second step, the actual routing, is done according to linear metrics and constraints.

Characteristics of the new approach are that

- performance assessment and routing are executed in this order for the first time, so that not only linear transmission effects but also nonlinearities are integrated in the assessment of transmission performance, and that finding an existing feasible solution can be guaranteed,
- connections consist of one or more cascaded lightpaths, allowing for support of both unicast and multicast connections.
- it is based on a novel, very efficiently implemented DWDM channel model for terrestrial long-haul transmission, which performs a *concurrent* assessment of transmission performance of *all* DWDM channels along a candidate path, outpacing numeric standard approaches (e.g. SSFM) by orders of magnitude.

INHALTSVERZEICHNIS

Danksagung	i
Kurzfassung	iii
Abstract	v
Inhaltsverzeichnis	vii
1. Einführung	1
1.1. Motivation	1
1.1.1. Kostensenkung durch automatisierte Kommunikationssteuerung	2
1.1.2. Kostensenkung durch optische Signalvermittlung	3
1.1.3. Folgerung	4
1.2. Beiträge dieser Arbeit	5
1.3. Struktur der Arbeit	7
2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernetze	9
2.1. Übersicht	9
2.1.1. Problemstellung	9
2.1.2. Organisation des Kapitels	9
2.2. Optische Signalübertragung	9
2.2.1. Nutzung von Glasfasermedien	9
2.2.2. Modulation und Demodulation	10
2.2.3. Multiplexverfahren	10
2.2.4. Leistungsmanagement	11
2.2.4.1. Verlustmechanismen	12
2.2.4.2. Erbium-dotierte Faserverstärker (EDFA)	13
2.2.4.3. Optische Halbleiterverstärker (SOA)	16
2.2.4.4. Verstärkerstandorte	16
2.2.5. Dispersionsmanagement	16
2.2.5.1. Verzerrungsmechanismen	17
2.2.5.2. Platzierung von Dispersionskompensationsmoduln (DCM)	17
2.2.5.3. Kompensationsschemata	19
2.3. Optische Signalvermittlung	20
2.3.1. Optisches Durchschalten von Lichtpfaden	20
2.3.1.1. Lichtpfade	20
2.3.1.2. Optische Durchschaltung	21

2.3.2.	Wellenlängenkonversion	23
2.3.3.	Signalregeneration	24
2.3.4.	Signalervielfältigung (Multicast, Broadcast).....	25
2.4.	Optische Netzkanten und Netzknoten	27
2.4.1.	Optische Netzkanten	27
2.4.2.	Optische Netzknoten	28
2.5.	Zusammenfassung	28
3.	Übertragungsgüte von Lichtpfaden	31
3.1.	Übersicht.....	31
3.1.1.	Problemstellung.....	31
3.1.2.	Organisation des Kapitels	32
3.2.	Gütemaße.....	32
3.2.1.	Definition	32
3.2.1.1.	Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER/BEP)	32
3.2.1.2.	Q-Faktor (Q).....	33
3.2.1.3.	Optisches Signal-Rausch-Verhältnis (OSNR)	35
3.2.1.4.	Elektrisches Signal-Rausch-Verhältnis (SNR).....	35
3.2.1.5.	Augenöffnung	36
3.2.2.	Fortschreibung entlang von Lichtpfaden	37
3.2.2.1.	Fortschreibung abgetasteter Feldgrößen (SSFM).....	37
3.2.2.2.	Fortschreibung des SNR	39
3.2.2.3.	Fortschreibung des OSNR	40
3.2.2.4.	Fortschreibung des Q-Faktors.....	41
3.3.	Kanalmodelle: Stand von Wissenschaft und Technik	41
3.4.	Kanalmodell für terrestrische DWDM-Kernetze mit sehr großen Reichweiten.....	44
3.4.1.	Lineare Komponenteneffekte	44
3.4.1.1.	Spontane Emission (ASE).....	44
3.4.1.2.	Komponentenbedingtes Kanalnebengesprechen (Crosstalk)	47
3.4.2.	Lineare Fasereffekte	50
3.4.2.1.	Polarisationsmoden-Dispersion (PMD)	50
3.4.2.2.	Chromatische Dispersion (GVD)	54
3.4.3.	Nichtlineare Fasereffekte	56
3.4.3.1.	Selbst-Phasenmodulation (SPM)	56
3.4.3.2.	Kreuz-Phasenmodulation (XPM).....	59
3.4.3.3.	Vierwellenmischung (FWM)	63
3.4.3.4.	Stimulierte Raman-Streuung (SRS)	66
3.5.	Zusammenfassung	70
4.	Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden	73
4.1.	Übersicht.....	73
4.1.1.	Problemstellung.....	73
4.1.2.	Organisation des Kapitels	74
4.2.	Datenhaltung und Berechnungsablauf.....	74
4.2.1.	Datenhaltung für optische Übertragungsabschnitte	74
4.2.2.	Berechnungsablauf	75

4.3.	Integration optischer Netzknoten	77
4.4.	Effiziente Berechnung des Kanalnebensprechens	78
4.4.1.	Berechnung von Leckleistungen	78
4.4.2.	Anwendungsbeispiele	81
4.4.2.1.	Einfache DEMUX-MUX-Kaskade	81
4.4.2.2.	Optische Knotenarchitekturen mit passiven Kopplern und SOA Schaltern	82
4.5.	Effiziente Berechnung nichtlinearer Interkanaleffekte.....	84
4.5.1.	Kreuz-Phasenmodulation (XPM).....	84
4.5.2.	Vierwellenmischung (FWM).....	85
4.5.3.	Stimulierte Ramanstreuung (SRS)	86
4.5.4.	Anwendungsbeispiel	86
4.5.4.1.	Vergleich mit der Split-Step Fourier Methode.....	86
4.6.	Zusammenfassung	89
5.	Leistungsmanagement in DWDM-Netzen	91
5.1.	Übersicht.....	91
5.1.1.	Problemstellung.....	91
5.1.2.	Organisation des Kapitels	92
5.2.	Leistungsmanagement: Stand von Wissenschaft und Technik.....	93
5.2.1.	Leistungsmanagement bei zwei Verstärkern.....	93
5.2.2.	Leistungsmanagement bei mehr als zwei Verstärkern.....	93
5.3.	Gütemaximierendes Leistungsmanagement in DWDM-Netzen.....	95
5.3.1.	Parameter	95
5.3.2.	Variablen	96
5.3.3.	Nebenbedingungen	96
5.3.4.	Zielfunktion.....	97
5.4.	Anwendungsbeispiele	97
5.4.1.	Leistungsmanagement in optischen Netzkanten.....	98
5.4.2.	Leistungsmanagement in optischen Netzknoten.....	99
5.5.	Zusammenfassung	100
6.	Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte	101
6.1.	Übersicht.....	101
6.1.1.	Problemstellung.....	101
6.1.2.	Organisation des Kapitels	103
6.2.	Routing: Klassifikation, Komplexität und Lösungsmethoden	103
6.2.1.	Klassifikation bekannter Routingverfahren	103
6.2.2.	Komplexität.....	105
6.2.2.1.	Unicast-Routing mit linearen Nebenbedingungen	105
6.2.2.2.	Multicast-Routing mit linearen Nebenbedingungen.....	106
6.2.2.3.	Separation in Gütebewertung, Routing und Wellenlängen- zuweisung	108
6.2.3.	Lösungsmethoden.....	110
6.2.3.1.	Kombinatorische Optimierungsalgorithmen.....	110
6.2.3.2.	Dynamische Programmierung.....	111

6.2.3.3.	Approximationsalgorithmen.....	112
6.3.	RWA unter Berücksichtigung von Nebenbedingungen: Stand von Wissenschaft und Technik	112
6.3.1.	Unicast-Routing mit Nebenbedingungen.....	113
6.3.1.1.	Online-Unicast-RWA mit Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte.....	114
6.3.1.2.	Online-Unicast-RWA mit abschnittswisen Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte.....	115
6.3.1.3.	Online-Unicast-RWA mit Kantenbeschränkungen.....	117
6.3.1.4.	Offline-Unicast-RWA mit Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte.....	118
6.3.2.	Multicast-Routing mit Nebenbedingungen.....	120
6.3.2.1.	Online- Multicast-RWA mit Baumbeschränkungen zur Übertragungsgüte.....	121
6.3.2.2.	Online-Multicast-RWA mit Baumbeschränkungen zur Signallaufzeit.....	122
6.3.2.3.	Online-Multicast-RWA mit Ressourcenbeschränkungen.....	122
6.3.2.4.	Offline-Multicast-RWA mit Ressourcenbeschränkungen.....	123
6.3.3.	Unicast-Wellenlängenzuweisung.....	123
6.3.4.	Multicast-Wellenlängenzuweisung	124
6.3.5.	Fazit	124
6.4.	Online-Routing mit vorgelagerter Bewertung der Übertragungsgüte	125
6.4.1.	Bildung der virtuellen Topologie	126
6.4.2.	Formulierung von Unicast- und Multicast-Routing als Optimierungsproblem.....	126
6.4.2.1.	Hop-Indizierung.....	127
6.4.2.2.	Formulierung des Optimierungsproblems	128
6.5.	Anwendungsbeispiele	132
6.5.1.	Kantendisjunktes Unicast-Routing.....	132
6.5.2.	Richtungsdisjunktes Multicast-Routing.....	133
6.5.3.	Kantendisjunktes Multicast-Routing	133
6.5.4.	Komplexitätsuntersuchung	135
6.6.	Zusammenfassung	137
7.	Zusammenfassung	139
	Literaturverzeichnis	143
	Abkürzungen	155
	Anhang A - Notation	157
A.1	Konstanten.....	157
A.2	Feldgrößen und -eigenschaften	157
A.3	Güteparameter.....	157
A.4	Systemparameter.....	158
A.5	Faserparameter	158
A.6	Empfängerparameter	158
A.7	Weitere Symbole.....	158

Anhang B - Streckenparameter	159
B.1 Faserparameter	159
B.2 Komponentenparameter	160
Anhang C - Wellenausbreitung in Glasfaser	161
C.1 Elektrische und magnetische Feldgrößen.....	161
C.2 Nichtlineare dielektrische Polarisierung	162
C.3 Maxwell-Gleichungen.....	163
C.4 Wellengleichungen.....	165
C.5 Nichtlineare Schrödingergleichung	166
C.5.1 Einkanal-Übertragung	166
C.5.2 Mehrkanal-Übertragung	167
Anhang D - Optische Knotenarchitekturen	169
Anhang E - Kanalnebensprechen in optischen Knotenarchitekturen	171
E.1 Optische Knotenarchitekturen mit Raumschaltstufe	171
E.2 Optische Knotenarchitekturen mit zyklischen MN×MN AWG-Routern	171
E.3 Optische Knotenarchitekturen mit zyklischen N×N AWG-Routern	172
E.4 Optische Knotenarchitekturen mit passiven Kopplern und SOA-Schaltern.....	173
E.5 Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse optischer Knotenarchitekturen.....	173

1. EINFÜHRUNG

1.1. MOTIVATION

Mit dem Internet ist in den vergangenen fünfzehn Jahren eine auf dem *Internet protocol* (IP) basierende, offene Informations- und Kommunikationsplattform entstanden, die Einzug in Wirtschaft, Gesellschaft und Politik gehalten und dabei zu tief greifenden Umbrüchen bei Kommunikationsverhalten und Geschäftsprozessen geführt hat.

Unternehmen wie Google, Ebay, Amazon und Docmorriss sind stellvertretend für jene Geschäftsmodelle der *new economy* zu nennen, die erst durch flächendeckende Bereitstellung kostengünstiger, breitbandiger Kommunikationsdienste ermöglicht wurden. Inzwischen nutzt jedoch auch die *old economy* das Internet, beispielsweise für den Online-Versandhandel, um eigene Geschäftsprozesse zu optimieren oder um sie mit den Geschäftsprozessen von Kunden und Lieferanten zu verzahnen.

Aber auch im Privatbereich hat die IP-Technik – begünstigt durch die Digitalisierung der Teilnehmeranschlüsse (*digital subscriber line*, DSL) – eine ungeahnte Dynamik ausgelöst: Selbstorganisierende Musik- und Video-Tauschbörsen auf *peer-to-peer*-Basis erfreuen sich so nachhaltiger Beliebtheit, daß sie derzeit etwa 50%(!) des Gesamtverkehrs ausmachen [E06].

Dieser Siegeszug der IP-Technik wäre ohne den signifikanten Beitrag der DWDM-Transportnetze so nicht möglich gewesen: Transportnetze stellen breitbandige, verbindungsorientierte Transportdienste für höhere Kommunikationsschichten zur Verfügung, d.h. effektiv sorgen sie für die Vermaschung der höherschichtigen Vermittlungsknoten (IP-Router). Im Falle der DWDM-Transportnetze besitzt dieser Transportdienst Wellenlängengranularität.

Diese Client/Server-Beziehung ist in Abb. 1.1 skizziert. Die Darstellung untergliedert sich horizontal nach den Netzbereichen vom Kunden bis zum Kern-/Weitverkehrsnetz, und sie ist vertikal entsprechend der verschiedenen Netzwerk-Techniken geschichtet.

IP-Netze bzw. das Internet sind demzufolge oben rechts einzuordnen, während im dichten Wellenlängenmultiplex (*dense WDM*, DWDM) betriebene Transportnetze – der Fokus dieser Arbeit - sich unten rechts wiederfinden. Sie stellen paketorientierten (IP) bzw. im synchronen Zeitlagenmultiplex betriebenen (SDH) Kernnetzschichten Konnektivität mit adäquater Übertragungskapazität bereit.

Das Problem, das mit dieser Arbeit adressiert werden soll, ist ein harter, seit Jahren andauernder Wettbewerb unter den Dienstbringern – ISPs (*Internet service provider*) und nachgelagert operierenden Transportnetzbetreibern. Er läßt bei stetig ansteigenden Zugangsbitraten bestenfalls konstante Einnahmen erzielen. Maßgebliche Einflüsse gehen hier von der Öffnung und Regulierung der Telekommunikationsmärkte sowie von Überkapazitäten aus, die während der Boomphase der *new economy* aufgebaut wurden.

Vor diesem Hintergrund werden Konzepte benötigt, die eine mindestens vergleichbare Kostendegression bieten. Aus Betreibersicht dominiert die Forderung nach einer möglichst großen Kostenreduzierung sogar alle anderen Anforderungen für zukünftige Transportnetze, wobei sie sowohl auf Investitionskosten (CAPEX) für den weiteren Ausbau der Netze, als auch die laufenden Betriebskosten (OPEX) zutrifft [DFG02].

1. Einführung

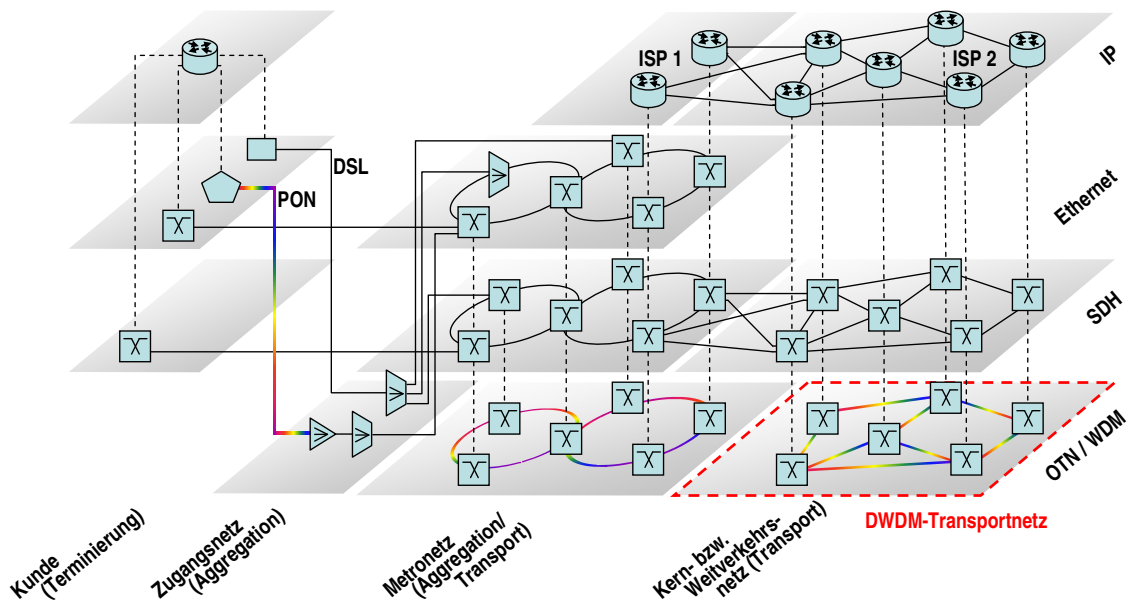


Abb. 1.1 – Einordnung der DWDM-Transportnetze in den Aufbau heutiger Datennetze

Hier bieten sich insbesondere zwei Ansätze an: eine Senkung der laufenden Betriebskosten durch eine Automatisierung der Kommunikationssteuerung, sowie eine Senkung der Investitionskosten durch optische Signalvermittlung (Durchschaltung).

1.1.1. KOSTENSENKUNG DURCH AUTOMATISIERTE KOMMUNIKATIONSSTEUERUNG

DWDM-Transportnetze stellen höheren Netzschichten einen verbindungsorientierten Transportdienst in Wellenlängengranularität zur Verfügung. Nutzerseitig veranlasste Rufe werden netzseitig durch eine oder mehrere Verbindungen realisiert. Die dazu notwendigen Betriebsmittel werden den Verbindungen fest zugeordnet, so daß höheren Netzschichten Dienstgüte-Garantien geboten werden können.

Diese netzseitige Realisierung von Rufen wird in heutigen DWDM-Kernnetzen manuell bewerkstelligt, die zugehörige Funktionalität zur Kommunikationssteuerung befindet sich an zentraler Stelle im Netzmanagementsystem. Die Vorlaufzeiten zur Bereitstellung einer Verbindung betragen in der Regel Tage bis Wochen, und die Betriebsmittel bleiben de-facto auf unbestimmte Zeit belegt.

Dieser Zustand ist unbefriedigend, und daher werden zukünftig auch vermehrt sogenannte *control plane*-Technologien zur Automatisierung der Kommunikationssteuerung eingesetzt werden, wie das von der IETF standardisierte GMPLS-Konzept [RFC3471][RFC3945][RFC3946] oder die von der ITU-T spezifizierten ASTN- [G.807] bzw. ASON-Konzepte [G.7715][G.8080]. Diese delegieren die bislang zentralisierte Funktionalität zur Kommunikationssteuerung auf im Netz verteilte, aber koordiniert zusammenwirkende Software-Instanzen, die eine neue logische Steuerungsebene (*control plane*) bilden.

Abb. 1.2 illustriert die Lage dieser Steuerungsebene zwischen der Transportebene (*transport plane*), die die Funktionen zur Nachrichtenübermittlung umfaßt, sowie der Managementebene (*management plane*) mit den verbleibenden Funktionen des Netzmanagements. Exemplarisch ist auch angedeutet, daß jeder Netzknoten über Funktionalität der Steuerungs- sowie der Transportebene verfügt, um sowohl Aufgaben der Kommunikationssteuerung als auch der Nachrichtenvermittlung und -übertragung wahrnehmen zu können.

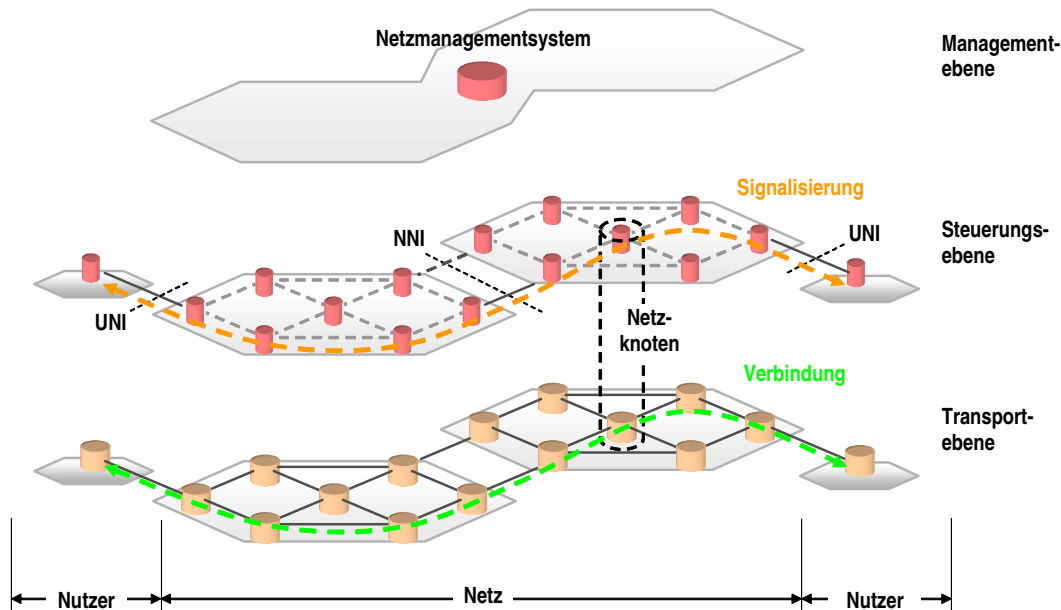


Abb. 1.2 – Automatisierung der Kommunikationssteuerung durch ASON / GMPLS

Rufe werden dann vom Nutzer nicht mehr z.B. per Faxnachricht, sondern über eine Nutzer-Netz-Schnittstelle (*user network interface*, UNI) angemeldet, und sie stoßen eine netzweite Zeichengabe/Signalisierung (*signaling*) über Netz-Netz-Schnittstellen (*network-network interface*, NNI) an, die ohne weiteren manuellen Eingriff den Bedarf an Betriebsmitteln kommuniziert und ggf. innerhalb vorgegebener Richtlinien deren Reservierung vornimmt. Die Verkehrlenkung wird dabei durch Zugriff auf vorhandene Routing-Datenbanken bewerkstelligt.

Eine Verschlinkung der entsprechenden Geschäftsprozesse spart den Dienstbringern Betriebskosten [C04]; zudem fallen geringere Investitionskosten an, da die Belegung bzw. Freigabe von Betriebsmitteln in Sekunden bis Minuten erfolgt und freigewordene Betriebsmittel wiederverwendet werden können. Allerdings läßt die Automatisierung der Kommunikationssteuerung auch eine erheblich höhere Verkehrsdynamik erwarten, so daß diese Vorgänge generell erheblich schneller ablaufen müssen, als dies heute der Fall ist.

1.1.2. KOSTENSENKUNG DURCH OPTISCHE SIGNALVERMITTLUNG

Eine zweite Möglichkeit zur Kostensenkung ergibt sich durch die optische Signalvermittlung (Durchschaltung) in Verbindung mit einer selektiven Signalregeneration:

Heutige DWDM-Kernnetze bestehen aus optischen Übertragungssystemen mit im dichten Wellenlängenmultiplex gebündelten Wellenlängenkanälen. Diese werden in den Netzknoten durch elektronische Transceiver und Koppelanordnungen miteinander verknüpft, was die vermittelten optischen Signale automatisch regeneriert. Aus Sicht der optischen Schicht wird der Nachrichtenaustausch also über *multi hop*-Verbindungen in einem „lichtundurchlässigen“, opaken Netz bewerkstelligt.

Aus der Beobachtung, daß bis zu 70% des Gesamtverkehrs eines Netzknotens aus Transitverkehr bestehen kann, eröffnet sich ein beachtliches Kostensenkungspotential: eine nichtregenerierende, flexible Durchschaltung der Wellenlängenkanäle in den Netzknoten, wie sie durch neuere Koppelanordnungen aus rekonfigurierbaren, optischen Schaltern ermöglicht wird, wirkt sich aufgrund der entbehrlich werdenden, recht teuren Transceiver stark auf die Investitionskosten aus. Dabei entstehen *single hop*-Verbindungen, die als Lichtpfade bezeichnet werden („lichtdurchlässiges“, transparentes Netz).

1. Einführung

Sofern die Option besteht, aus zwingenden Gründen wie z.B. einer Knappheit von Betriebsmitteln oder auch wegen Reichweitenbeschränkungen sowohl *single hop*- als auch *multi hop*-Verbindungen nebeneinander zu betreiben, spricht man von selektiv regenerierenden (bzw. „durchscheinenden“, transluzenten) Netzen.

Nachteilig an der Durchschaltung von Lichtpfaden ist, daß sie effektiv eine Verlängerung des analogen optischen Übertragungskanals bewirkt. Einige physikalische Fasereffekte - insbesondere die Fasernichtlinearitäten - treten dadurch verstärkt auf und sind in Netzplanung und -betrieb unbedingt genauer als bisher zu berücksichtigen. Des weiteren erhöhen sich die zur Berechnung der Übertragungsgüte benötigten Rechenzeiten entsprechend der Verlängerung des Kanals linear.

1.1.3. FOLGERUNG

Während die Automatisierung der Kommunikationssteuerung dazu führt, daß Vorgänge der Kommunikationssteuerung generell erheblich schneller ablaufen müssen, erfordert der restriktivere Einsatz von Signalregeneration – zumindest bei Verwendung herkömmlicher, numerischer Berechnungsverfahren wie der Split-Step Fourier Methode (SSFM) – erheblich längere Rechenzeiten.

Diesen offenen Widerspruch löst die vorliegende Arbeit, indem sie eine Reihe von Verfahren zur Verfügung stellt, die zusammen ein sehr schnelles Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) bewirken. Das zu lösende Problem besteht darin, für einen nutzerseitig veranlassten Ruf binnen Sekundenbruchteilen die kostengünstigste netzseitige Realisierung zu identifizieren, die hinsichtlich des Belegungszustandes des Netzes, der Übertragungsgüte und ggf. weiterer Nebenbedingungen (z.B. Fehlertoleranzanforderungen) realisierbar ist.

An dieser Stelle soll auf eine Parallele der vorliegenden Arbeit zu einer Standardisierungsaktivität in der IETF hingewiesen werden:

In Netzen mit automatisierter Kommunikationssteuerung ist die laufende Optimierung der Netzperformanz während des Netzbetriebs (*traffic engineering*, TE) eine wichtige Aufgabenstellung, die mit einer Reihe von Schwierigkeiten behaftet ist:

- Fehlende TE-Fähigkeit der Bestandsnetze - Installierte Netze verfügen nicht notwendigerweise über die Funktionalität und den Datenbestand (TE-Routingtabelle¹) einer Steuerungsebene; sie können damit kein Online-Routing unter Berücksichtigung weiterer Nebenbedingungen aus eigener Kraft durchführen.
- Begrenzte Netzsicht bei betreiberübergreifender Verkehrslenkung (*multi-domain* oder *inter-domain*) - TE-Information wird nicht über Betreiberdomänen hinweg ausgetauscht. Befinden sich die Endpunkte eines Rufes in verschiedenen Domänen, so garantiert die Nutzung von TE-Routingtabellen (z.B. bei RSVP-Signalisierung mit *loose hops*) weder einen realisierbaren noch einen optimalen Pfad.
- Begrenzte Netzsicht bei der Verkehrslenkung in mehrschichtigen Netzen (*multi-layer*) - Ein grobgranulares *server*-Netz kann mehrere feingranulare *client*-Netze unterstützen. Eine unkoordinierte, schichtweise erfolgende Ressourcenvergabe läßt eine geringere Netzperformanz sowie eine schlechtere Kostenposition erwarten.
- Hoher Rechenaufwand – Online-Routing kann durchaus mehreren Nebenbedingungen unterliegen und/oder auch für Gruppenrufe durchgeführt werden. Der zu erwartende, bisweilen recht hohe Rechenaufwand legt eine Verteilung bzw. Delegation der Berechnung auf spezialisierte Instanzen nahe.

Die IETF möchte aus diesen Gründen – in Anlehnung an das *control plane*-Konzept – auch eine Funktionalität zur Verkehrslenkung unter Berücksichtigung weiterer Nebenbedingungen (*constraint-based routing*) auf im Netz verteilte, aber koordiniert zusammenwirkende Software-

¹ TE-Routingtabelle (*traffic engineering database*, TED)

Instanzen delegieren und die Kommunikation zwischen diesen sogenannten *path computation elements* (PCE) standardisieren. Jede an einem Routingvorgang beteiligte PCE-Protokollinstanz nimmt dann in der ihr zugeordneten Domäne die Auswahl eines Verbindungsabschnitts vor.

Die in dieser Arbeit dargelegten Verfahren realisieren sozusagen ein PCE, mit dem in DWDM-Kernetzen sowohl ein zentrales *intra-domain*-Routing als auch beide Arten des *inter-domain*-Routings unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte bewerkstelligt werden können (Abb. 1.3). Dafür kommt sowohl eine PCE-Implementierung in einem *designated router* als auch in einem *dedicated server* in Frage; beide Varianten können die Routingfunktion für andere *path computation clients* (PCC) erbringen (Abb. 1.4).

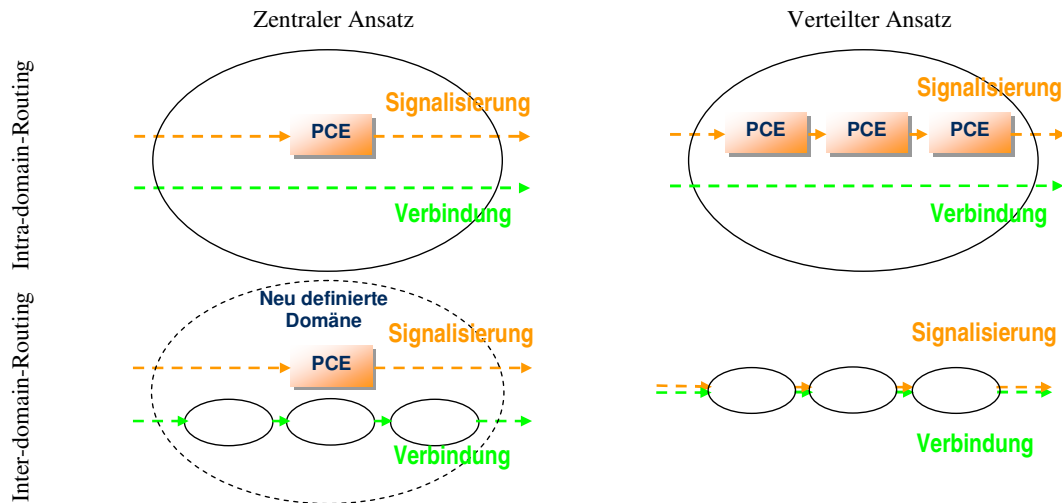


Abb. 1.3 – Automatisierung der Verkehrslenkung (die Ellipsen kennzeichnen Netzdomänen).

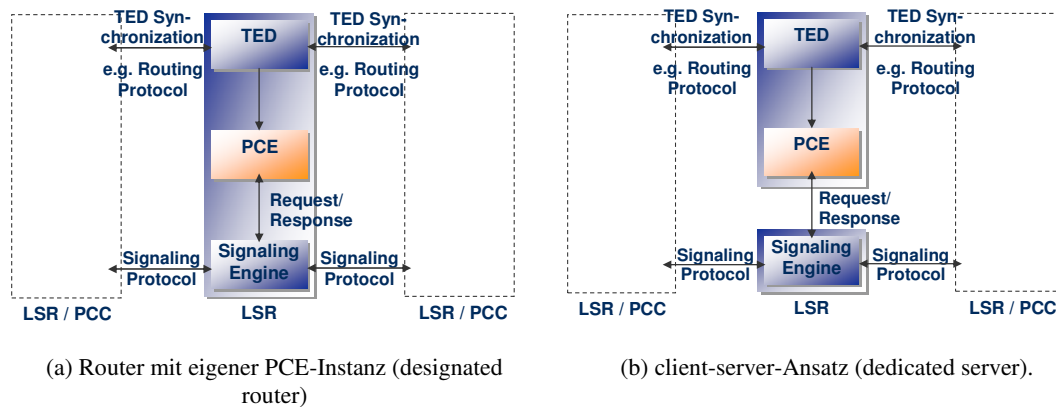


Abb. 1.4 – Implementierung des PCE-Ansatzes.

1.2. BEITRÄGE DIESER ARBEIT

Diese Arbeit liefert vier wichtige Beiträge zur Lösung der skizzierten Aufgabenstellung:

- In Kapitel 3 wird ein DWDM-Kanalmodell für Lichtpfade entwickelt, das eine Reihe anerkannter analytischer Modelle für Einkanal- und Mehrkanal-Degradationseffekte integriert und bei terrestrischer Übertragung über sehr große Distanzen die System- und Streckenparameter in eine wellenlängenabhängige Übertragungsgüte umsetzt.

Die mathematische Darstellung und Nomenklatur der einzelnen Degradationseffekte stammt aus unterschiedlichen Quellen, wurde vereinheitlicht sowie in einigen Fällen für

1. Einführung

inhomogene Faserinfrastruktur (Faserabschnitte unterschiedlichen Typs bzw. unregelmäßiger Länge) verallgemeinert. Alle getroffenen Annahmen und Vereinfachungen, die die Gültigkeit der Modelle einschränken, sind aus der Herleitung der analytischen Modelle ersichtlich, was für Arbeiten an der Schnittstelle zwischen Netz- und Übertragungsaspekten nicht immer ganz selbstverständlich ist.

Die Grundperformanz eines Lichtpfads ist auf den dominierenden Degradationseffekt des Verstärkerrauschens zurückzuführen. Dieser Teil seiner Übertragungsgüte wird durch das Gütemaß des Q-Faktors ausgedrückt. Die analytischen Modelle der anderen Übertragungseffekte liefern Degradationsbeiträge, die sich zunächst in anderen Gütemaßen äußern. Diese Degradationsbeiträge werden in Abschläge (Strafterme) auf den Q-Faktor umgesetzt und lassen sich dadurch erstmals ohne starre Budgetierung zu einem einzigen Gütemaß integrieren. Die Übertragungsgüte eines Lichtpfads wird also durch eine einzige Zahl repräsentiert, die für Zwecke der Netzplanung und des Netzbetriebs (z.B. Routing) zur Verfügung steht.

- In Kapitel 4 wird eine Reihe von Maßnahmen beschrieben, die eine wirklich effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden ermöglichen. Sie umfassen eine Datenhaltung, die auf das Netzmodell aus Kapitel 2 und die Formelsätze aus dem DWDM-Kanalmodell in Kapitel 3 zugeschnitten ist, eine Vereinfachung der rechnergestützten Modellierung optischer Netzknoten, so daß sich diese in besagte Datenhaltung – aber auch in die Bestimmung der Übertragungsgüte – effizient integrieren lassen, sowie eine weitaus effizientere Berechnung der Mehrkanaleffekte FWM, XPM und SRS unter Anwendung der Methode der dynamischen Programmierung.

Unter dem Strich läßt sich so *gleichzeitig* die Übertragungsgüte *aller* Wellenlängenkanäle eines Kandidatenpfads berechnen, und die Ergebnisse liegen bei definierter Genauigkeit um Größenordnungen schneller vor als beim numerischen Standardverfahren (SSFM). Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für einen Netzbetrieb in transparenten DWDM-Netzen mit dynamischem Verkehr, bzw. für eine zu Planungszwecken vorgenommene Gütebewertung von vielen tausend Kandidatenpfaden.

- Kapitel 5 stellt ein neues Verfahren zum Leistungsmanagement in optischen Verstärkerkaskaden vor, das die durch das Verstärkerrauschen (spontane Emission) bestimmte Grundperformanz der Übertragung maximiert.

Konventionelle, heuristische Ansätze können die optimale Lösung für optische Verstärkerkaskaden mit maximal zwei Verstärkern liefern. Im Gegensatz dazu führt das als nichtlineares Optimierungsproblem formulierte, neue Verfahren auch bei mehr als zwei Verstärkern zur optimalen Lösung. Da viele optische Knotenarchitekturen mehr als zwei Verstärker in Lichtpfade einschleifen, werden so neben den optischen Netzkanten auch die optischen Netzknoten einer automatisierten, rechnergestützten und gütemaximierenden Justierung zugänglich, die einen unnötig hohen Degradationsbeitrag durch fehljustierte Arbeitspunkte (Summenleistungspegel) ausschließt.

- In Kapitel 6 wird ein neues, zweistufiges Verfahren zum Online-Routing in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) entwickelt.

Zunächst wird in der Netzplanungsphase die Gütebewertung einer vorgegebenen Fasertopologie (physikalischen Topologie) vorgenommen. Das Ziel dieses ersten Schritts ist die Erweiterung der physikalischen Topologie zu einer Netzstruktur, die zusätzlich alle Lichtpfade (oder eine relevante Untermenge) enthält, die eine hinreichende Übertragungsgüte aufweisen und als virtuelle Topologie bezeichnet wird. Prinzipiell genügt jedes Routing in dieser Netzstruktur automatisch den Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte.

In einem zweiten Schritt findet während des Netzbetriebs das eigentliche Routing anhand linearer Metriken und Nebenbedingungen in dieser virtuellen Topologie statt. Sofern keine *single hop*-Verbindung (Direktweg) belegbar ist, werden *multi hop*-Verbindungen durch kaskadierte, über O/E/O-Signalregeneration verknüpfte Lichtpfade realisiert.

Alleinstellungsmerkmale des neuen Verfahrens sind, daß sich über kaskadierte Lichtpfade auch Multicast-Verbindungen bilden lassen. Außerdem erlaubt die sequentielle Ausführung von Gütebewertung und Routing in dieser Reihenfolge, neben den linearen auch die nichtlinearen Übertragungseffekte zu berücksichtigen. Sofern eine realisierbare, kostengünstigste Verbindung existiert, kann ihr Auffinden garantiert werden, weil das Routing mit der Nichtlinearität der Übertragung nicht in Berührung kommt.

Das in dieser Arbeit als ganzzahlig-lineares Optimierungsproblem formulierte Online-Routingverfahren minimiert die Belegungskosten für die neue Verbindung, berücksichtigt weitere Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz und ist gleichermaßen auf die Rufarten Dialog (*unicast*) und Gruppenruf (*multicast*) anwendbar.

1.3. STRUKTUR DER ARBEIT

Der Aufbau dieser Arbeit ist in seinen wesentlichen Zügen aus Abb. 1.5 ersichtlich.

Nach der in diesem ersten Kapitel bereits erfolgten Einführung in Kontext und Problemstellung dieser Arbeit werden in Kapitel 2 die Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze dargestellt, auf denen sowohl Kapitel 3 als auch Kapitel 5 aufbauen.

Kapitel 3 stellt aus analytischen Modellen für Einzeleffekte ein neues DWDM-Kanalmodell zusammen, das die Übertragungsgüte von Lichtpfaden in Beziehung zu den Degradationsbeiträgen der einzelnen optischen Komponenten eines Übertragungssystems setzt.

Kapitel 4 sorgt insbesondere durch Einsatz der Methode der dynamischen Programmierung sowie einer flexiblen Datenhaltung für eine um Größenordnungen beschleunigte Berechnung der Übertragungsgüte von Lichtpfaden, d.h. eine effiziente Implementierung des DWDM-Kanalmodells aus Kapitel 3.

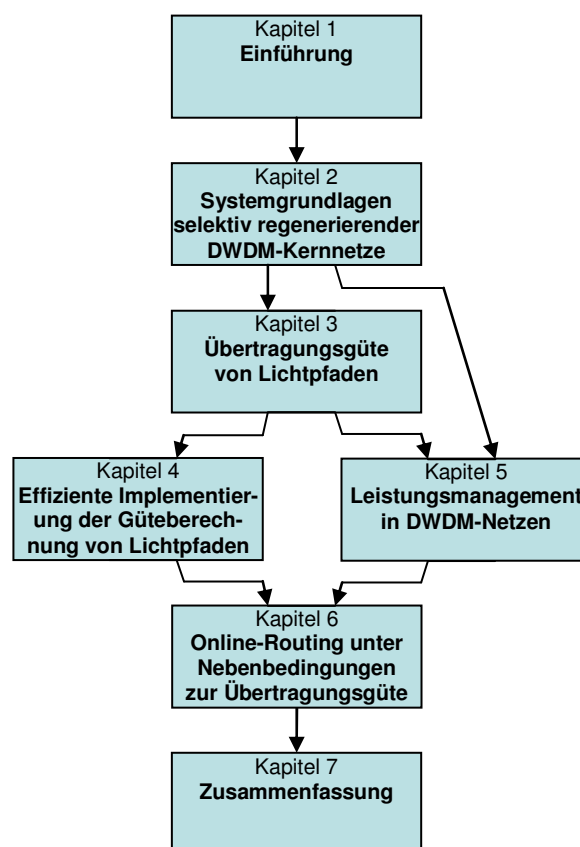


Abb. 1.5 – Struktur der Arbeit

1. Einführung

Kapitel 5 nutzt die Systemgrundlagen aus Kapitel 2 und die Kenntnis der Güteberechnung von Lichtpfaden aus Kapitel 3, um die Fasereingangsleistungen entlang von Lichtpfaden so zu optimieren, daß der Einfluß des dominierenden Übertragungseffekts zurückgedrängt und damit die Übertragungsgüte von Lichtpfaden maximiert wird.

Kapitel 6 führt die effiziente Güteberechnung von Lichtpfaden aus Kapitel 4 und das Leistungsmanagement aus Kapitel 5 zum ersten Schritt eines insgesamt zweistufigen Routingverfahrens zusammen, der die Gütebewertung von Lichtpfaden bewerkstelligt. Die resultierenden Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte werden beim zweiten Schritt, dem eigentlichen Online-Routing von Verbindungen, berücksichtigt.

Kapitel 7 fasst diese Arbeit kurz zusammen und bietet einen Ausblick auf Forschungsthemen, die sich im Anschluß an diese Arbeit ergeben.

2. SYSTEMGRUNDLAGEN SELEKTIV REGENERIERENDER DWDM-KERNNETZE

2.1. ÜBERSICHT

2.1.1. PROBLEMSTELLUNG

DWDM-Kernnetze sind komplexe Systeme, die aus einer Vielzahl optischer Komponenten bestehen. Jede dieser optischen Komponenten erbringt eine Signalverarbeitungsfunktion, die für das einwandfreie Funktionieren des Gesamtsystems notwendig ist, aber dabei jedoch auch – z.T. auf mehrere Arten gleichzeitig – die Übertragungsgüte beeinflusst. Um die Übertragungsgüte zu ermitteln, muss daher der genaue Aufbau des betrachteten DWDM-Kernnetzes bekannt sein. Dieser Aufbau erfolgt nicht beliebig, sondern nach bestimmten Regeln, die unter den weiteren Rahmenbedingungen (v.a. dem Kostengesichtspunkt) die bestmögliche Übertragungsgüte sicherstellen.

Das Ziel dieses Kapitels ist, die Untergliederung von selektiv regenerierenden DWDM-Kernnetzen in einzelne, an den richtigen Stellen im Netz platzierte Signalverarbeitungsfunktionen sowie deren Realisierung durch spezielle optische Komponenten darzustellen. Damit wird die Grundlage für eine darauf aufbauende Bestimmung der Übertragungsgüte in DWDM-Kernnetzen gelegt.

2.1.2. ORGANISATION DES KAPITELS

Einem *bottom up*-Ansatz entsprechend werden in diesem Kapitel zunächst jene Signalverarbeitungsfunktionen vorgestellt, die für die optische Übertragung benötigt werden und mit denen sich grundsätzlich auch die Übertragungsstrecken in opaken DWDM-Netzen bilden lassen (Abschnitt 2.2).

Danach werden die in transparenten und selektiv regenerierenden DWDM-Netzen zusätzlich benötigten Funktionen zur optischen Signalvermittlung behandelt (Abschnitt 2.3).

Die Gesamtheit dieser optischen Signalverarbeitungsfunktionen wird im Anschluß dazu eingesetzt, um optische Netzkanten und –knoten für selektiv regenerierende DWDM-Kernnetze zu bilden (Abschnitt 2.4).

2.2. OPTISCHE SIGNALÜBERTRAGUNG

2.2.1. NUTZUNG VON GLASFASERMEDIEN

Noch vor etwa drei Jahrzehnten fand Nachrichtenübertragung in leitungsgebundenen Transportnetzen ausschließlich in elektrischer Form statt. Die Netzarchitektur war hauptsächlich

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

an den Bedürfnissen von Sprachdiensten orientiert und basierte auf der Fundamentalbitrate von 64 kBit/s. Das schon damals verfolgte grundlegende Prinzip, Zubringerströme mittels Zeitlagenmultiplex zu höhererbitratigen Datenströmen zu aggregieren, ist auch in heutigen Transportnetzen noch üblich¹. Es geht mit wachsendem Bandbreitenbedarf einher, der üblicherweise durch mehr bzw. höhere Trägerfrequenzen befriedigt wird.

In Übertragungsmedien wie Koaxialkabel und Freiraum ist dies wegen der mit der Trägerfrequenz ansteigenden Signaldämpfung ab einem gewissen Punkt nicht mehr möglich: Eine Signalregeneration in kurzen räumlichen Abständen ist schlichtweg unwirtschaftlich. Dieser Punkt wurde in leitungsgebundenen elektrischen Transportnetzen bei Bitraten von etwa 500 Mbit/s erreicht.

Einen Ausweg bietet die Nutzung von Glasfaser als Übertragungsmedium. Sie eröffnen mit deutlich niedrigeren Dämpfungswerten den Betrieb bei weitaus höheren Trägerfrequenzen (THz-Bereich). Damit lassen sich in kommerziellen Übertragungssystemen derzeit Datenraten bis zu 40 Gbit/s realisieren.

2.2.2. MODULATION UND DEMODULATION

Optische Übertragungssysteme in DWDM-Kernnetzen verwenden wegen der Schaltungskomplexität – und damit aus Kostengründen – normalerweise das Modulationsformat NRZ-OOK, d.h. binäre OOK-Amplitudenmodulation (*on-off keying*) sowie den sich durch geringen Bandbreitenbedarf auszeichnenden NRZ-Leitungscode (*non return to zero*). Bei einer Symbolrate von z.B. 10 Gbaud wird also eine Bitrate von 10 Gbit/s erreicht.

Die dazu passenden optischen Sende- und Empfangseinrichtungen sind seit den 1970er Jahren verfügbar. Tatsächlich wäre der Ausdruck Lichtleistungsmodulation zutreffender, da die zu übertragenden Daten senderseitig der optischen Leistung des Trägers aufgeprägt werden [AH02], häufiger fällt jedoch der äquivalente Begriff der Intensitätsmodulation (*intensity modulation*, IM). Empfängerseitig erfolgt die Demodulation der übertragenen Daten im Direktempfang (*direct detection*, DD), insgesamt spricht man von einer Übertragung durch Intensitätsmodulation mit Direktempfang (IM-DD).

Für eine zukünftige Erhöhung der relativ dürftigen spektralen Effizienz besteht Spielraum insbesondere durch den Einsatz neuerer Modulationsformate (z.B. ODB, DQPSK) bzw. Kohärentempfang (empfängerseitige Verwertung von Amplituden- und Phaseninformation durch Mischung des Empfangssignals mit einem Lokaloszillator).

2.2.3. MULTIPLEXVERFAHREN

In DWDM-Kernnetzen werden mehrere Multiplexverfahren zur gleichzeitigen bzw. zeitlich verschachtelten Übermittlung optischer Signale eingesetzt:

- Zeitlagenmultiplex (*synchronous time division multiplex*, STDM) ist ein Multiplexverfahren, bei dem jedem Signal ein virtueller Kanal in Form eines Zeitschlitzes in einer periodisch wiederkehrenden Folge von Zeitschlitzes (synchrones Zeitmultiplexsignal) fest zugeordnet wird. Übliche Bitraten synchroner Zeitmultiplexsignale sind 2,5 und 10 Gbit/s, neuerdings aber auch 40 Gbit/s.
- Wellenlängenmultiplex (*wavelength division multiplex*, WDM) ist ein Multiplexverfahren in Glasfasernetzen, bei dem jedem synchronen Zeitmultiplexsignal ein physikalischer Kanal in Form eines eigenen Wellenlängenbereiches zur Verfügung steht; man spricht dabei auch von Wellenlängenkanälen (Abb. 2.1). In Kernnetzen findet der dichte Wellenlängenmultiplex (*dense wavelength division multiplex*, DWDM) Anwendung, die Kanalabstände im Sub-Nanometer-Bereich aufweist.

¹ Es lassen sich auch paketorientierte Dienste in die Pulsrahmung der höherbitratigen Datenströme einpassen, z.B. IP/MPLS über POS und Ethernet über GFP.

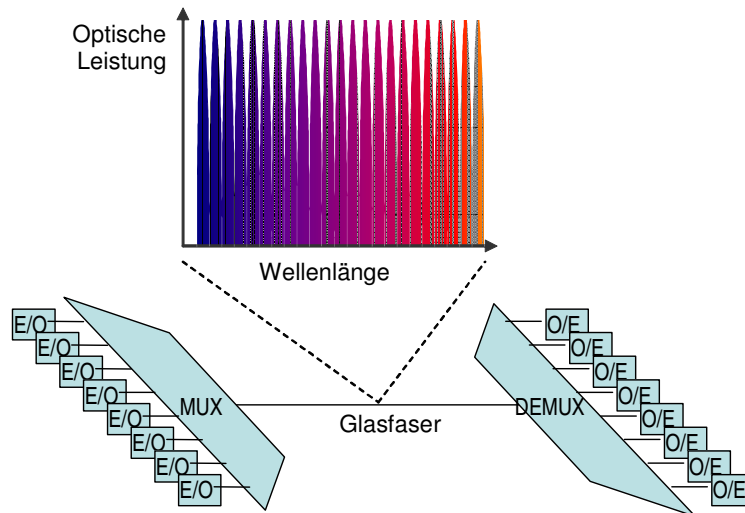


Abb. 2.1 – Dichter Wellenlängenmultiplex: Bündelung und Entbündelung eines DWDM-Signals durch DWDM-Multiplexer (MUX) bzw. -Demultiplexer (DEMUX).

Die Einführung des dichten Wellenlängenmultiplex markiert einen Meilenstein der optischen Kommunikationstechnik. Die Entwicklung schmalbandiger optischer Filter ermöglichte eine schlagartige Vervielfachung der Übertragungskapazitäten, da – wie beim Frequenzmultiplex – eine Anzahl von Trägern das Übertragungsmedium mehrfach nutzbar macht. Die Kapazität der installierten Faserinfrastruktur wird vervielfacht, was weitaus kostengünstiger ist als zusätzliche Faserbündel zu installieren. Nebenbei mindert der Wellenlängenmultiplex auch Verzerrungen durch den Übertragungseffekt der GVD¹: Durch die spektrale Aufteilung der Bandbreite auf N Wellenlängenkanäle skaliert die überbrückbare Entfernung mit N^2 .

Am Beginn einer optischen Übertragungsstrecke werden die einzelnen optischen Signale durch sogenannte DWDM-Multiplexer gebündelt, während am Ende eine Entbündelung durch DWDM-Demultiplexer stattfindet (Abb. 2.1). Ersatzweise können passive Koppler mit zusätzlicher optischer Bandpaßfilterung die DWDM-Demultiplexer ersetzen. Anschließend stehen die optischen Signale zur Weitervermittlung bzw. Terminierung zur Verfügung.

- Raummultiplex (*space division multiplex*, SDM) ist ein Multiplexverfahren, bei dem räumlich getrennte Kanäle zur Verfügung stehen. Für Glasfasernetze heißt das, daß eine optische Netzkante aus einem Faserbündel besteht (*multi-fiber network*).

2.2.4. LEISTUNGSMANAGEMENT

Es wurde weiter oben bereits erwähnt, daß auch Glasfaserübertragung grundsätzlich mit einer Signaldämpfung (=Leistungsverlusten) einhergeht, die auf verschiedene Verlustmechanismen zurückzuführen ist.

Daraus ergibt sich der Bedarf für ein Leistungsmanagement (siehe Beispiel in Abb. 2.2), das die Leistungsverluste entlang einer optischen Übertragungsstrecke so kompensiert, daß die Übertragungsgüte möglichst wenig beeinträchtigt wird: Während bei zu niedrigen Leistungspegel die optischen Signale an den Faserenden zu stark ins Rauschen absinken, können zu hohe Leistungspegel zur signifikanten Ausbildung von Fasernichtlinearitäten führen.

¹ chromatische Dispersion (*group-velocity dispersion*, GVD)

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

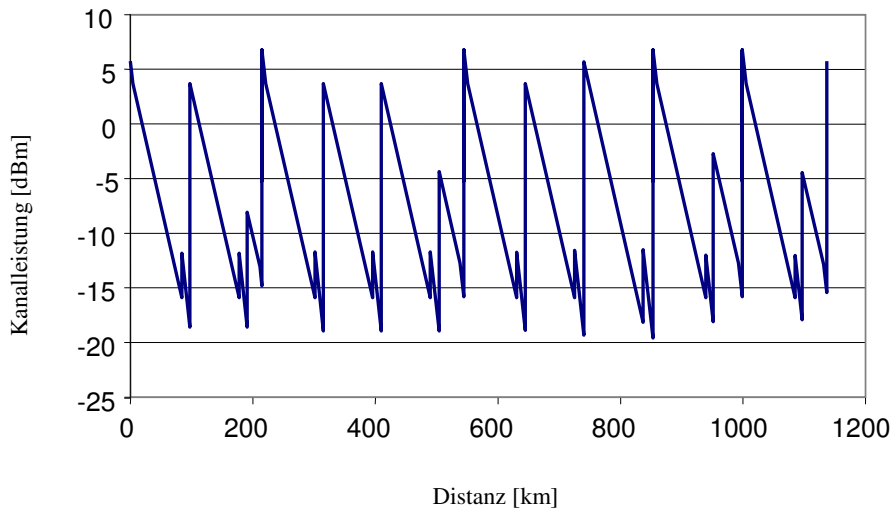


Abb. 2.2 – Exemplarischer Verlauf der optischen Leistung über der Distanz.

In dieser Arbeit wird dazu hauptsächlich auf optische Faserverstärker (*Erbium-doped fiber amplifiers*, EDFAs) zurückgegriffen, in den Netzknoten ggf. auch auf optische Halbleiterverstärker (*semiconductor optical amplifiers*, SOAs). Raman-Verstärkung wird nicht betrachtet, da sie für den Betrieb hochbitratiger optischer Netze nicht zwingend notwendig ist und aus Kostengründen lediglich dort zum Einsatz kommt, wo der Verstärkergewinn von EDFAs nicht ausreicht (z.B. bei sehr großen Verstärkerabständen).

2.2.4.1. VERLUSTMECHANISMEN

I) KOMPONENTENVERLUSTE

Optische Signale passieren auf ihrem Weg durch das optische Netz eine Vielzahl optischer Komponenten. Nahezu jede dieser Komponenten beeinflusst dabei die Übertragungsgüte in der einen oder anderen Art und Weise negativ.

Unter anderem erleiden die Signale Leistungsverluste durch Einfügedämpfung (*insertion loss*, IL) und polarisationsabhängige Dämpfung (*polarization-dependent loss*, PDL). Leistungsverluste entstehen aber auch durch gezielte Leistungsaufteilung (*splitting loss*) in optischen Knotenarchitekturen.

II) FASERDÄMPFUNG

Der Begriff der Faserdämpfung vereint eine Reihe von Verlustmechanismen, die fundamentaler Natur sind und zum Teil minimiert, nicht aber vollständig beseitigt werden können. Faserdämpfung wird über den wellenlängenabhängigen Parameter α angegeben. Mathematisch gesehen beschreibt er exponentielle Leistungsverluste bei der Signalausbreitung entlang des zylindrischen Wellenleiters. Die Beiträge zur Faserdämpfung kommen wie folgt zustande [B02]:

- Rayleigh-Streuung – Das Glasfasermaterial (Quarzglas) weist eine amorphe, ungeordnete Struktur auf, die sich durch die Erstarrung beim Herstellungsprozeß ergibt. Submikroskopische Schwankungen der Materialdichte und damit der Brechzahl führen zu einer Streuung von einfallendem Licht. Dies wirkt sich durch die Wellenlängenabhängigkeit $\alpha \sim 1/\lambda^4$ insbesondere bei kleineren Wellenlängen (höheren Frequenzen) stärker aus, so daß aus Sicht der Rayleigh-Streuung eine Übertragung im Bereich $\lambda \geq 1000 \text{ nm}$ erfolgen sollte ($\alpha \leq 1 \text{ dB/km}$).
- Absorption – Eigenabsorptionseffekte des Materials treten zu beiden Seiten des Spektrums auf: im kurzwelligen Ultraviolett (UV)-Bereich tritt einfallendes Licht mit den Elektronen

des Fasermaterials in Wechselwirkung, im langwelligen Infrarot (IR)-Bereich werden dagegen Molekülschwingungen angeregt. Diese Wechselwirkungen grenzen das Übertragungsfenster weiter ein auf $700 - 1700 \text{ nm}$ ($\alpha \leq 1 \text{ dB/km}$). Eine dritte mögliche Absorptionsursache stellen Verunreinigungen durch OH^- Ionen bzw. Übergangsmetalle dar. Durch stetig verbesserte Herstellungsprozesse weisen neuere Fasertypen hier praktisch keine signifikanten Beiträge mehr auf, während sich in älteren Fasertypen charakteristische Absorptionspeaks bei 1230 nm bzw. 1400 nm manifestieren.

- Extrinsische Verluste – Weitere Leistungsverluste entstehen bei der Verkabelung und Verlegung der fertigen Glasfasern, und zwar im Wesentlichen durch Spleißverluste und Faserkrümmung. Manchmal werden Spleißverluste in die Faserdämpfung integriert (z.B. $\alpha = 0,25$ anstatt $0,21 \text{ dB/km}$).

Für Übertragungszwecke eignen sich besonders jene spektralen Übertragungsfenster, die sich durch Dämpfungsminima bei 800 nm , 1300 nm und 1550 nm ergeben. In heutigen optischen Netzen wird insbesondere das sogenannte C-Wellenlängenband (*conventional band*) bei $1530 - 1560 \text{ nm}$ genutzt. In diesem Spektralbereich ergibt sich eine in sehr guter Näherung als konstant anzunehmende Faserdämpfung von $\alpha \approx 0,21 \text{ dB/km}$.

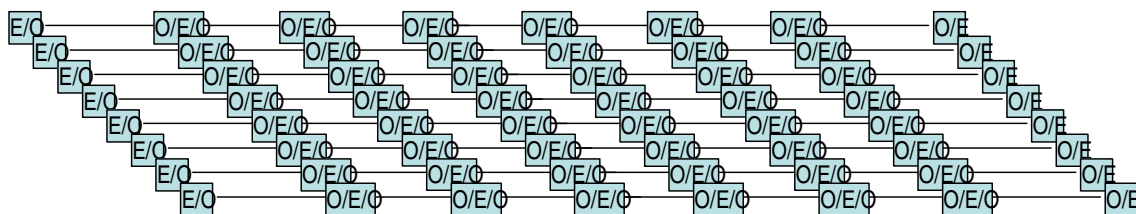
2.2.4.2. ERBIUM-DOTIERTE FASERVERSTÄRKER (EDFA)

1) FUNKTION

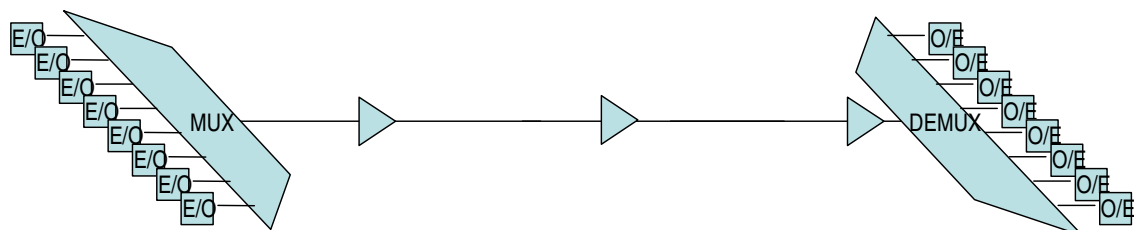
Die Einführung der DWDM-Technologie minimierte die Kosten für neue Faserinfrastruktur. Um das volle Kostensenkungspotential der DWDM-Technologie heben zu können, war aber eine weitere optische Komponente vonnöten, die die Leistungspegel *aller* DWDM-Kanäle in einer Glasfaser gleichzeitig verstärken und damit die bisher übliche digitale Signalregeneration ersetzen konnte.

Mit seltenen Erden dotierte, analoge Leistungsverstärker, die diese Anforderung erfüllen, wurden bereits 1964 experimentell studiert und entsprechende Schlüsselveröffentlichungen 1987 unabhängig voneinander durch Forscherteams um Payne [MRJ87] und Desurvire [DSB87] publiziert. Aus technologischen Gründen konnte ihre praktische Anwendung jedoch erst ab Ende der 80er Jahre erfolgen [A97].

In diesen optischen Komponenten wird der Effekt der induzierten (bzw. stimulierten) Emission dazu benutzt, um eine gleichzeitige Leistungsverstärkung aller optischen Signale innerhalb der Gewinnbandbreite herbeizuführen (Abb. 2.3).



(a) konventionelle Übertragung über Kupfermedium mittels O/E/O-Regeneratoren



(b) optische Übertragung mittels DWDM- und EDFA-Technologien

Abb. 2.3 – Kostenvorteile durch simultane Leistungsverstärkung

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

Mit der induzierten Emission ist leider untrennbar die sogenannte spontane Emission (*amplifier spontaneous emission, ASE*) verbunden. Sie äußert sich in geringfügigen Leistungsfluktuationen, die am Empfänger in Fluktuationen des Photostroms (Rauschen) umgesetzt werden. Mit jedem analogen Verstärkungsvorgang wird die analoge Übertragungsgüte unwiederbringlich reduziert, und dieser Vorgang kann lediglich in gewissen Grenzen durch das Verstärkerdesign beeinflusst werden. Er stellt in der Tat den Hauptgrund für die sich verschlechternde Signalqualität bei der leitungsgebundenen optischen Übertragung dar. Digitale optische Signalregeneratoren, die diesen Nachteil beheben könnten, sind noch immer Forschungsgegenstand und weit von einer kommerziellen Realisierung entfernt.

Die grundsätzliche Funktionsweise von analogen Faserverstärkern ähnelt der von Halbleiterverstärkern: Zunächst wird das Glasfasermaterial beim Herstellungsprozess mit Ionen dotiert. Optisches Pumpen mittels Laserdioden führt dann zu einer Populationsinversion der ionischen Anregungszustände. Dieses Energiereservoir wird von solchen optischen Signalen angezapft, die diese „aktive“ Zone der Verstärkeranordnung passieren und deren Wellenlänge der Energiedifferenz der beiden Hauptanregungszustände entspricht ($h/\lambda = E_2 - E_1$); sie erfahren dadurch einen kohärenten Gewinn.

Die Ionen der Dotiersubstanz verfügen über diskrete Energieniveaus, die sich durch Einbettung im Quarzglas zu einem System von Energiebändern aufweiten (*Stark splitting*). Daher wird jede einer möglichen Energiedifferenz entsprechenden Wellenlänge (ca. 1525 - 1570 nm) verstärkt.

Der heute gebräuchlichste Verstärkertyp, der Erbium-dotierte optische Faserverstärker (EDFA) basiert auf der Dotierung eines Faserstücks mit Er^{3+} -Ionen. Typische Pumpquellen werden bei 980nm und/oder 1480nm Wellenlänge betrieben. Die Gewinnbandbreite von EDFAs deckt recht genau das spektrale Übertragungsfenster des C-Wellenlängenbandes ab, ihre Gewinnwerte erlauben eine Verstärkung in großen räumlichen Abständen (etwa 60-120 km) [G02].

II) MEHRSTUFIGE EDFAS

Im Feld installierte EDFAs sind normalerweise mehrstufig ausgeführt, weil eine Aufteilung des Gesamtgewinns G auf z.B. zwei Verstärkerstufen die freigesetzte Rauschleistung um den Faktor $(2\sqrt{G} - 1)/G$ reduziert.

Üblicherweise ist das DWDM-Signal zwischen den Verstärkerstufen zugänglich; dieser Zugangspunkt kann für weitere Aufgaben genutzt werden (z.B. Dispersionskompensation, Pegelmanagement usw.).

III) REGELUNG / KLEMMUNG DES GEWINNS

Faserverstärker arbeiten wegen der benötigten hohen Summenausgangsleistungen typischerweise im sogenannten Sättigungsbereich. Dort ist der Verstärkerertrag eine nichtlineare Funktion der Summeneingangsleistung, weil das begrenzte Energiereservoir nicht mehr ausreicht um die Summenausgangsleistung linear nachzuführen.

Zwar gilt für alle Gbit/s-Signale, daß modulationsbedingte Leistungsschwankungen kürzer als die Lebensdauer der angeregten Ionenzustände sind (bei Er^{3+} : Fluoreszenzzeit $T_f = 100\text{ps} - 10\text{ms}$), so daß aufeinanderfolgende Lichtpulse gleichen Gewinn erfahren. Beim Aufbau, Abbau oder Ausfall von Lichtpfaden ist dies jedoch anders, da sich die Arbeitspunkte (Gewinn und Summenausgangsleistung) der optischen Verstärker verschieben. Daher ist zumindest die Summenausgangsleistung, besser aber auch noch der Gewinn zu regeln bzw. zu „klemmen“ (*gain clamping*). Hierfür gibt es zwei wesentliche Ansätze: einen elektrischen oder einen optischen Regelkreis.

Die Lösung auf Basis eines elektrischen Regelkreises zapft mit asymmetrischen Kopplern vor und nach dem Leistungsverstärker jeweils einen geringen Anteil der Summenleistungen ab, bildet ihr Verhältnis und hält dieses durch elektronische Regelung der Pumpleistung konstant [KGK02] (Abb. 2.4). Das optische Verfahren arbeitet mit einer vom Leistungsverstärker selbst unterhaltenen Laseroszillation, die sich mit Hilfe eines Resonators aus dem Rauschen heraus aufbaut (*automatic gain control, AGC*), siehe Abb. 2.5. Die Laseroszillation nimmt die Rolle

eines Füllasers ein, der einspringt (aussetzt), wenn die Eingangsleistung abnimmt (zunimmt). Damit wird eine Klemmung des Gewinns erreicht [RS00]. Zusätzlich muß aber auf alle Fälle noch die Pumpleistung des Leistungsverstärkers elektronisch geregelt werden, da Pump Laser im Laufe der Zeit altern. Bei der vorher diskutierten elektronischen Lösung ist dies bereits inbegriffen.

IV) GLÄTTUNG DES GEWINNS (PEGELMANAGEMENT)

Die Klemmung des Gewinns eliminiert zwar den Einfluß der Summeneingangsleistung auf den Gewinn, es ist jedoch nach wie vor eine spektrale Abhängigkeit der Gewinnkurve vorhanden, die eine Glättung des Gewinns (*gain equalization / flattening*) erfordert. Sie kann im wesentlichen auf zwei Wegen erreicht werden: Während statisches Pegelmanagement für eine Glättung der spektralen Gewinnkurve an einem „geklemmten“ Arbeitspunkt sorgt, ist dynamisches Pegelmanagement erforderlich, um eventuelle spektrale Unebenheiten auszugleichen, die sich aufgrund des momentanen Lastzustandes im Netz ergeben.

Beim statischen Pegelmanagement wird die größtenteils im Faserkern geführte Fundamentalmode in geführte Mantelmoden ausgekoppelt. Dies kann mit Fasergittern großer Gitterkonstante (*long-period gratings*) geschehen (Abb. 2.6). Sie stellen Bandsperrern mit extrem geringer allgemeiner Einfügedämpfung dar, so daß problemlos mehrere von ihnen kaskadiert werden können. Die entstehende breitbandige Sperrcharakteristik kann sogar weitestgehend auf die inhomogen verbreiterte spektrale Gewinnfunktion der faseroptischen Leistungsverstärker zugeschnitten werden [VLJ96], die erhoffte Glättung stellt sich aber nur bei der geklemmten Summenausgangsleistung ein. Variiert diese, so beginnt sich die Gewinnkurve über der Wellenlänge zu „verbiegen“. Die Summenausgangsleistung muß also zusätzlich geregelt werden (s.o.), wengleich mit größerer Zeitkonstante um die Gewinnregelung nicht zu beeinflussen [KGK02]. Hier genügt also eine elektronische Regelung.

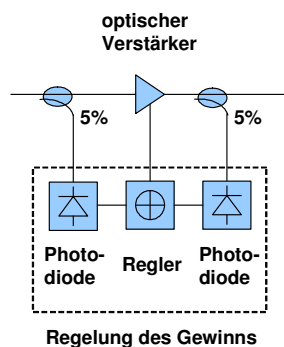


Abb. 2.4 – Elektronische Regelung/Klemmung des Gewinns

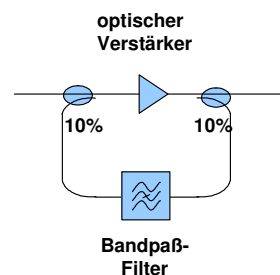


Abb. 2.5 – Optische Regelung/Klemmung des Gewinns

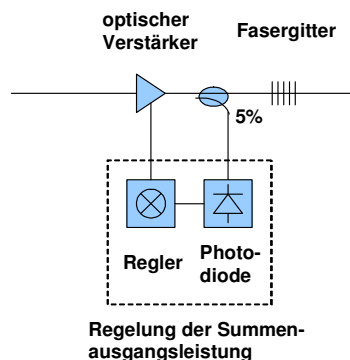


Abb. 2.6 – Statische Glättung des Gewinns

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

Restunebenheiten der EDFA-Gewinnkurven sowie Leistungstransfers zwischen den DWDM-Signalen aufgrund der Raman-Nichtlinearität (*Stimulated Raman Scattering, SRS*), die vom Belegungsmuster der Wellenlängenkanäle abhängig sind, lassen sich in den Netzknoten durch zusätzliches dynamisches Pegelmanagement eliminieren. In dieser Arbeit wird angenommen, daß in den Netzknoten ausgangsseitig für jede Wellenlänge ein regelbares optisches Dämpfungsglied (*variable optical attenuator, VOA*) angebracht ist. Mit einer solchen Anordnung läßt sich die mittlere Summeneingangsleistung in die folgende optische Übertragungsstrecke konstant halten [RAO02], und prinzipiell wäre sie auch dazu geeignet, eine Vorkompensation der Raman-Nichtlinearität (*power pre-emphasis*) zu realisieren.

2.2.4.3. OPTISCHE HALBLEITERVERSTÄRKER (SOA)

SOAs stellen im wesentlichen Halbleiter-Laserdioden ohne Resonator (Verspiegelung) dar. Durch Anlegen einer vorwärtsgerichteten Gleichspannung an einer integrierten Halbleiter-Heterostruktur wird eine Populationsinversion der Ladungsträger zwischen Valenz- und Leitungsband des Halbleitermaterials erreicht (Verstärkungsmodus).

Dieses Reservoir wird von den optischen Signalen, die die aktive Zone der Verstärkeranordnung passieren, über den Effekt der induzierten Emission angezapft. Das Gewinnspektrum von SOAs weist etwa 70nm Bandbreite auf.

Bei Umpolung der Vorspannung an der Heterostruktur werden einfallende optischen Signale nahezu vollständig absorbiert (Sperrmodus). Diese Funktion wird gerne dazu genutzt, um zwischen DWDM-Demultiplexer- und Multiplexer-Stufen selektiv bestimmte Wellenlängen eines DWDM-Signals auszufiltern.

SOAs finden meist innerhalb optischer Knotenarchitekturen Anwendung, und zwar vorwiegend dort, wo optische Einzelsignale zu verstärken sind: Bei mehreren einfallenden Wellenlängen erschöpft sich ihr Energiereservoir relativ schnell, so daß sich ein starkes Kanalübersprechen einstellen würde.

2.2.4.4. VERSTÄRKERSTANDORTE

In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, daß optische Signale in Standard-Einmodenfaser (*standard single-mode fiber, SSMF*) übertragen werden. Diese Annahme erfaßt etwa 50% der installierten Faserinfrastruktur. Ältere SSMF-Faserinfrastruktur wird nach wie vor genutzt – zum einen, weil die Aufrüstung von Übertragungsstrecken für höhere Übertragungskapazitäten gängige Praxis ist, und zum anderen, weil die relativ starke Signalverzerrung (GVD) dieses Fasertyps dazu beiträgt, Fasernichtlinearitäten zu mindern.

Frühere optische Übertragungsstrecken wurden bei 1300nm betrieben und benötigten digitale Signalregeneration im Abstand von ca. 40km . Der heutige Betrieb im Dämpfungsminimum von SSMF bei 1550nm führt dazu, daß normalerweise nur noch jeder zweite der früheren Verstärkerstandorte unterhalten werden muß. Die SSMF-Faserabschnitte erreichen somit im Schnitt etwa 80km Länge, diesbezügliche Unregelmäßigkeiten tragen tendenziell zur Unterdrückung von Resonanzeffekten der Fasernichtlinearitäten bei [MLH04].

Sofern innerhalb optischer Knotenarchitekturen Verstärkungsbedarf besteht, kommen vorwiegend EDFAs sowie in geringerem Maß SOAs zum Einsatz. Wenn die Gesamtheit aller optischen Signale einer Faser zu verstärken ist, dann werden EDFAs installiert. Sie werden vorwiegend an den Fasereingängen bzw. -ausgängen der Netzknoten platziert sein, wo die optischen Signale im Wellenlängenmultiplex vorliegen. SOAs kommen - wie bereits weiter oben erwähnt – innerhalb optischer Knotenarchitekturen vorwiegend als Verstärker für einzelne Wellenlängen zum Zug.

2.2.5. DISPERSIONSMANAGEMENT

Die analoge Natur der optischen Übertragung bringt lineare Signalverzerrungen mit sich, die durch chromatische Dispersion und Polarisationsmodendispersion zustande kommen. Bei der

dieser Arbeit zugrundeliegenden Bitrate von 10 Gbit/s ergibt sich die Notwendigkeit des Dispersionsmanagements lediglich für ersteren Effekt, so daß an dieser Stelle die chromatische Dispersion thematisiert wird.

Diese Arbeit beschränkt sich auf den Einsatz statischer Dispersionskompensation mittels Dispersionskompensationsfaser; neuere Mechanismen wie der Einsatz von Fasergittern (*fiber bragg gratings*, FBG) werden nicht betrachtet.

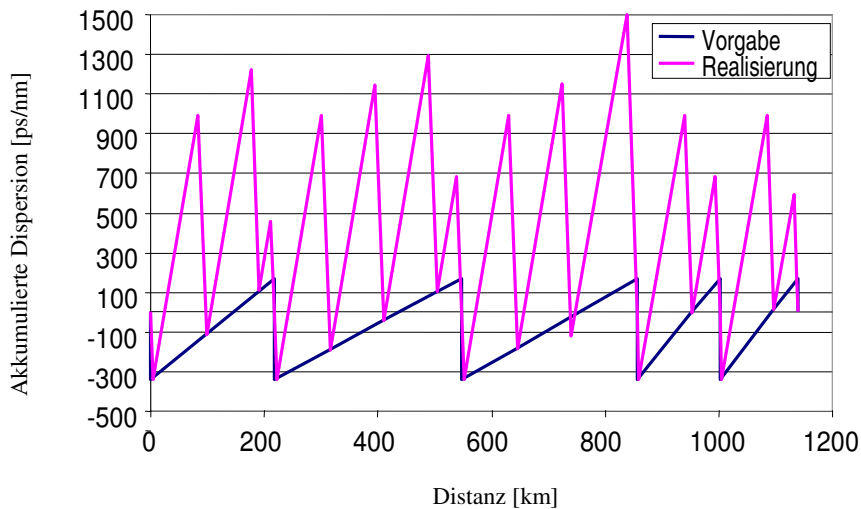


Abb. 2.7 – Exemplarischer Verlauf der akkumulierten Dispersion in einem Referenzkanal über der Distanz (*dispersion map*).

2.2.5.1. VERZERRUNGSMECHANISMEN

Chromatische Dispersion beschreibt wellenlängenabhängige Ausbreitungsbedingungen entlang der Glasfaser. Ursächlich sind dafür zwei Einzeleffekte verantwortlich:

- **Materialdispersion** – Wenn das dielektrische Übertragungsmedium (Quarzglas) einem elektrischen Feld ausgesetzt wird, dann erfahren die Ladungen seiner Moleküle eine Auslenkung aus ihrer ursprünglichen Position. Diese dielektrische Polarisation $P(\omega)$ ist frequenzabhängig, und sie bewirkt wellenlängenabhängige Brechzahlen von Faserkern und -mantel, $n_2(\omega)$ bzw. $n_1(\omega)$. Die dafür verantwortliche Materialgröße ist die Suszeptibilität $\chi(\omega)$ des Wellenleitermaterials.
- **Wellenleiterdispersion** – Die Verteilung der optischen Leistung zwischen Faserkern und -mantel ist ebenfalls frequenzabhängig, so daß auch die Gewichtung ihrer Brechzahlen zur effektiven Brechzahl $n_2(\omega) \leq n_{eff}(\omega) \leq n_1(\omega)$ wellenlängenabhängig ist.

Zusammen bewirken diese Mechanismen, daß sich zwischen unterschiedlichen spektralen Pulsbestandteilen Gruppenlaufzeitdifferenzen ergeben, die sogar innerhalb von Wellenlängenkanälen signifikant sind und dadurch zu einer zeitlichen Pulsverbreiterung führen, die mit der Übertragungsdistanz zunimmt. Sofern dadurch aufeinanderfolgende Lichtpulse zu überlappen beginnen, verfälscht dies die Signalpegel bei der Abtastung am Empfänger. Zwischen Wellenlängenkanälen ist ein Auseinanderlaufen (*walk-off*) gleichzeitig abgegebener Lichtpulse zu beobachten. In gewissen Abständen ist also eine Kompensation der Pulsverbreiterung (Dispersionskompensation) vonnöten.

2.2.5.2. PLATZIERUNG VON DISPERSIONSKOMPENSATIONSMODULN (DCM)

In SSMF-basierten Übertragungssystemen wird zur Dispersionskompensation ein auf die SSMF-Faser angepaßter Dispersionskompensations-Fasertyp (*dispersion-compensating fiber*,

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

DCF) eingesetzt. Mittels spezieller Dotierung und Herstellungsverfahren wird der Effekt der Wellenleiterdispersion ausgenutzt, um durch ein besonderes Brechzahlprofil die in der SSMF verursachte Pulsverbreiterung umzukehren.

Das Dispersionsmanagement erfolgt dadurch, daß vorkonfektionierte Dispersionskompensationsmodule (DCF-Rollen einer definierten Länge) nach Bedarf in den Verstärkerstandorten platziert werden. Diese Module sind aus logistischen Gründen lediglich in abgestufter Granularität verfügbar sind, z.B. als Typ „DK10“, der 10km SSMF-Strecke kompensiert.

Aufgrund der groben Granularität wird ein exakt vorgegebener Dispersionsverlauf nur annähernd erreicht, aber mehr ist auch nicht notwendig: Die Pulsverbreiterung wird wirksam revidiert, und zur Unterdrückung von Fasernichtlinearitäten soll die aufgelaufene Dispersion entlang des Pfades sowieso *nicht* auf einheitliche Werte zurückgeführt werden. Eine ähnliche Wirkung stellt sich auch – wie weiter oben erwähnt – durch unregelmäßige Abstände zwischen den Verstärkerstandorten ein [MLH04].

I) SCHMALBANDIGE DISPERSIONSKOMPENSATION

Eine Möglichkeit der Dispersionskompensation ergibt sich aus der weiter unten in Abschnitt 3.4.2.2 hergeleiteten Gleichung (3-75), in der die Summe der akkumulierten Dispersion $\Sigma(D \cdot L)$ die Beeinträchtigung der Signalqualität repräsentiert. Bei isolierter Betrachtung des GVD-Effekts führt die Minimierung dieser Summe zu minimaler Signalverzerrung:

$$D^{(SMF)}(\lambda) \cdot L^{(SMF)} + D^{(DCF)}(\lambda) \cdot L^{(DCF)} = 0 \quad (2-1)$$

$$L^{(DCF)} = -\frac{D^{(SMF)}(\lambda)}{D^{(DCF)}(\lambda)} L^{(SMF)} \quad (2-2)$$

Alternativ kann man die akkumulierte Dispersion über dem gesamten interessierenden Wellenlängenbereich minimieren, d.h. die durchschnittlichen Dispersionswerte der beiden Fasertypen sollen sich die Waage halten:

$$\underbrace{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} D^{(SMF)}(\lambda) d\lambda \cdot L^{(SMF)}}_{\bar{D}^{(SMF)} \cdot (\lambda_2 - \lambda_1)} + \underbrace{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} D^{(DCF)}(\lambda) d\lambda \cdot L^{(DCF)}}_{\bar{D}^{(DCF)} \cdot (\lambda_2 - \lambda_1)} = 0 \quad (2-3)$$

$$L^{(DCF)} = -\frac{\bar{D}^{(SMF)}}{\bar{D}^{(DCF)}} L^{(SMF)} \quad (2-4)$$

II) BREITBANDIGE DISPERSIONSKOMPENSATION (SLOPE COMPENSATION)

Je nach DCF-Fasertyp kommt man mit diesem Ansatz auf mehr oder weniger gute Ergebnisse, weil eine vollständige Kompensation i.A. gar nicht und eine sehr gute Kompensation nur mit einer DCF erreicht wird, die auch die Steigung der Dispersion in die Überlegung mit einbezieht. Die Betrachtung im gesamten interessierenden Wellenlängenbereich liefert:

$$\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{d}{d\lambda} D^{(SMF)}(\lambda) d\lambda \cdot L^{(SMF)} + \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{d}{d\lambda} D^{(DCF)}(\lambda) d\lambda \cdot L^{(DCF)} = 0 \quad (2-5)$$

$$\underbrace{\left[D^{(SMF)}(\lambda_2) - D^{(SMF)}(\lambda_1) \right]}_{\bar{S}^{(SMF)} \cdot (\lambda_2 - \lambda_1)} \cdot L^{(SMF)} + \underbrace{\left[D^{(DCF)}(\lambda_2) - D^{(DCF)}(\lambda_1) \right]}_{\bar{S}^{(DCF)} \cdot (\lambda_2 - \lambda_1)} \cdot L^{(DCF)} = 0 \quad (2-6)$$

$$L^{(DCF)} = -\frac{\overline{S}^{(SMF)}}{\overline{S}^{(DCF)}} L^{(SMF)} \quad (2-7)$$

Die durchschnittlichen Steigungen der Dispersion beider Fasertypen stehen also in einem ähnlichen Zusammenhang wie die Dispersion in Gleichung (2-4). Dadurch ergibt sich als Maß für die Angepaßtheit zweier Fasern ihre Übereinstimmung im Verhältnis des Anstiegs der Dispersion zur Dispersion selbst:

$$\frac{\overline{S}^{(SMF)}}{\overline{D}^{(SMF)}} \stackrel{!}{\approx} \frac{\overline{S}^{(DCF)}}{\overline{D}^{(DCF)}} \quad (2-8)$$

2.2.5.3. KOMPENSATIONSSCHEMATA

Es gibt eine Reihe von zum Teil kombinierbaren Möglichkeiten für die Positionierung von Dispersionskompensationsmoduln entlang der physikalischen Netzkanten. Nachfolgend sind einige praxisrelevante Kompensationsschemata dargestellt (Abb. 2.8).

Nachkompensation (Abb. 2.8c) ist häufiger anzutreffen als Vorkompensation (Abb. 2.8a), weil sich die höhere Nichtlinearität der DCF wegen der geringeren Eingangsleistung dann weniger auswirkt. Die aus diesen beiden Schemata zusammengesetzte hybride Kompensation (Abb. 2.8b) kommt u.a. bei den später eingehender betrachteten Referenz- bzw. Normsektionen zur Anwendung [BEH97] [HGL98][PHF00][HEG04].

Leichte Abwandlungen stellen die folgenden beiden Design-Regeln für komplette Übertragungsstrecken dar, die heute aber nur noch zum Teil angewandt werden:

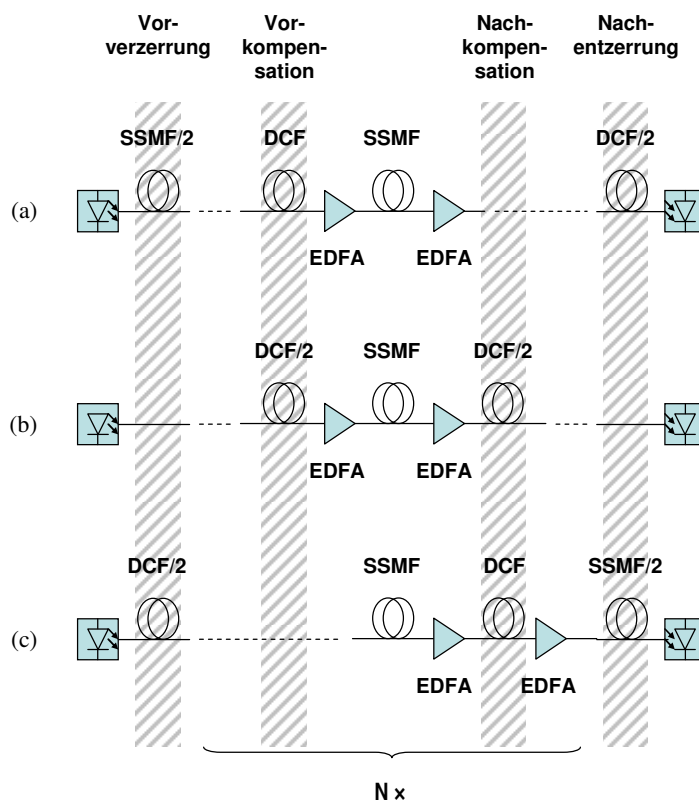


Abb. 2.8 – Zusammenstellung einiger praxisrelevanter Kompensationsschemata: (a) Vorkompensation, (b) hybride Kompensation, (c) Nachkompensation.

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

- Reine Nachkompensation (*postcompensation*) - Bei diesem Ansatz wird lediglich unmittelbar vor dem optischen Empfänger eine Dispersionskompensation vorgenommen. Dieser Ansatz ist prinzipiell machbar, bietet sich aber in vermaschten Netzen nicht an: Es ist ökonomischer, die Dispersionskompensation entlang der Übertragungsstrecken vorzunehmen, da sich die Lichtpfade dann deren Kosten teilen,
- Endoptimierende Kompensation (*final optimization compensation scheme*, FOCS) - Dieses Schema steht für eine vollständige Kompensation jedes Übertragungsabschnitts sowie eine Minimierung der Fasernichtlinearitäten durch eine Endoptimierung am Empfänger. Nachteilig ist hierbei, daß auseinandergelaufene Pulse benachbarter Wellenlängenkanäle sich wiederholt in der Faser begegnen und es daher bei WDM-Übertragung zur Resonanz von Interkanal-Fasernichtlinearitäten kommt.
- Verteilte Unterkompensation (*distributed undercompensation scheme*, DUCS) - Bei diesem Schema wird eine nahezu vollständige Dispersionskompensation nach jedem Übertragungsabschnitt herbeigeführt. Nahezu deshalb, weil eine geringfügige Restdispersion bei der Eindämmung von Fasernichtlinearitäten hilft.

In Einzelkanalsimulationen über 30 kaskadierte Übertragungsabschnitte hat sich die hybride Kompensation als überlegen herauskristallisiert. Dies führt nämlich dazu, daß in benachbarten Wellenlängenkanälen gleichzeitig ausgesandte Lichtpulse auseinanderlaufen, bevor sie auf der eigentlichen Übertragungsstrecke zusammenwirken und Fasernichtlinearitäten hervorrufen können. Allerdings lassen sich mit den anderen beiden Schemata gleiche Ergebnisse erzielen, wenn sie mit symmetrischer Vorver- und Nachentzerrung (50:50) ins hybride Schema überführt werden [MLH04][HEG04].

Folgerichtig ergibt sich für alle Schemata der beste Kompromiß zwischen Dispersion und Nichtlinearität bei einer leichten Unterkompensation von 98-99% [PHF00][ENG02][HEG04].

Für transparente DWDM-Netze werden hybrid-verteilte Kompensationsschemata diskutiert, die den Verlauf der Dispersion zunächst entlang kritischer Wellenlängenpfade festlegen [VTM03]. An Zwischenknoten kann die Dispersion auf ein Wertefenster zurückgeführt werden, um dort bei ausgezeichneter Übertragungsgüte auf die Wellenlängenkanäle zugreifen zu können.

2.3. OPTISCHE SIGNALVERMITTLUNG

2.3.1. OPTISCHES DURCHSCHALTEN VON LICHTPFADEN

2.3.1.1. LICHTPFADE

Bereits Anfang der 1990er Jahre zeichnete sich die elektronische Signalvermittlung in den Netzknoten als Flaschenhals und Kostentreiber ab, nachdem die DWDM- und EDFA-Technologien bis dahin einen enormen Ausbau der Übertragungskapazität ermöglicht hatten.

Das in diesem Zusammenhang aufgeworfene Konzept der Lichtpfade (*lightpaths*) [CGK90] zielt darauf ab, den Transitverkehr der Netzknoten nicht mehr mittels elektronischer Signalverarbeitung weiterzuvermitteln, sondern diese Aufgabe durch optische Signalvermittlung – anhand der Wellenlänge – durchzuführen.

Dazu sind die Netzknoten mit Koppelanordnungen auszustatten, die aus rekonfigurierbaren optischen Schaltern bestehen. Sie bewerkstelligen eine flexible Durchschaltung von Eingangs- auf Ausgangsfasern in Wellenlängengranularität. Damit entsteht eine (leitungs-)vermittelnde optische Netzschicht (*optical layer* oder *optical path layer*). Insbesondere Skalierbarkeitserwägungen sind dafür ausschlaggebend, Vermittlungsfunktionalität und die zugehörige Verkehrslenkung (*routing*) teilweise in diese optische Schicht zu verlagern [SFA01].

Ein Lichtpfad ist also ein Wellenlängenkanal, der sich über mehrere optische Netzkanten hinweg erstreckt (*single hop*-Verbindung). Man spricht hierbei auch von einem transparenten optischen Pfad.

Mit der Bildung von Lichtpfaden entfallen die Transceiver für den Transitverkehr - da es sich dabei um sehr teure optische Komponenten handelt, hat dies große Auswirkungen auf die Summe der Investitionskosten (CAPEX). Außerdem muß der Transitverkehr nicht mehr elektronisch weitervermittelt werden.

Die Bildung von Lichtpfaden stellt im nachrichtentechnischen Sinne effektiv eine Verlängerung des analogen optischen Kanals dar. Einige physikalische Übertragungseffekte - insbesondere die Fasernichtlinearitäten - treten dadurch verstärkt auf und sind daher in Netzplanung und -betrieb unbedingt adäquat zu berücksichtigen.

Die Degradation der Übertragungsgüte ist mit heutigen numerischen Standardverfahren (z.B. *split-step Fourier method, SSFM*) zwar sehr genau, aber schon für einzelne optische Übertragungsabschnitte höchst zeitaufwändig zu ermitteln: Beispielsweise benötigt das kommerzielle Softwaretool PHOTOS zur Lösung der nichtlinearen, gekoppelten Wellenausbreitungsgleichungen bei 1280 km SSMF-Faser, 16 Wellenlängen und einer Fasereingangsleistung von 0 dBm etwa drei Stunden, bei doppelter Fasereingangsleistung wegen stärkerer Fasernichtlinearitäten bereits ca. 12 Stunden. Die Bildung von Lichtpfaden erhöht die Rechenzeiten entsprechend der Verlängerung linear, so daß schnellere Verfahren zur Berechnung der Übertragungsgüte erforderlich werden.

Ausgehend von der physikalischen Netztopologie (Fasertopologie) läßt sich eine virtuelle Netztopologie aus Lichtpfaden aufbauen, auf die bekannte Verfahren aus Netzplanung und -betrieb anwendbar sind.

2.3.1.2. OPTISCHE DURCHSCHALTUNG

Die Funktion der optischen Durchschaltung von Wellenlängenkanälen in den Netzknoten wird durch rekonfigurierbare, optische Koppelanordnungen bewerkstelligt (Abb. 2.9a).

Man stößt bei der Realisierung optischer $N \times N$ -Koppelanordnungen sehr schnell an Skalierbarkeitsgrenzen, so daß man sie normalerweise aus kleineren Koppelanordnungen bis hin zu elementaren 2×2 - bzw. 1×1 -Schaltern (*gate switches*) zusammensetzt. Es gibt viele Möglichkeiten, dies zu tun, so daß in der Literatur eine Vielzahl von Architekturvarianten zu finden ist. Abb. 2.9b deutet eine sehr gebäuchliche Dekomposition an, bei der für jede Systemwellenlänge eine eigene, kleinere Koppelanordnung der Größe $N/W \times N/W$ zum Einsatz kommt. Abb. 2.9c zeigt eine Dekomposition in Clos-Architektur, deren Einfügedämpfung aufgrund der dreistufigen, homogenen Anordnung relativ moderat ist. Abb. 2.9d bildet eine Dekomposition in Spanke-Architektur ab, die sich aus elementaren $1 \times N$ - und $N \times 1$ -Schaltern zusammensetzt (z.B. MEMS-Spiegel) und bei der lediglich zwei Schalter kaskadiert sind.

Unterschiede zeigen sich insbesondere bei den Kosten (Zahl und Größe der elementaren optischen Schalter) sowie der strukturell bedingten inneren Blockierung (*internal blocking*) einer Koppelanordnung.

Tabelle 2.1 faßt wesentliche Entscheidungsparameter zusammen.

Im weiteren Sinne blockierungsfreie Koppelanordnungen benötigen zur blockierungsfreien Durchschaltung zwischen Ein- und Ausgangsports einen geeigneten Leitalgorithmus, während dies bei strukturell blockierungsfreien Anordnungen nicht der Fall ist. Grundsätzlich eignen sich diese beiden Varianten für optische Verbindungsnetze.

Umkonfigurierbar nichtblockierende Anordnungen kommen normalerweise nicht zum Zug, da es dem Netzbetreiber vertraglich nicht gestattet sein wird, leitungsvermittelte Pfade in den Koppelanordnungen temporär zu unterbrechen und umzuordnen, um einen zusätzlichen Pfad aufzubauen.

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

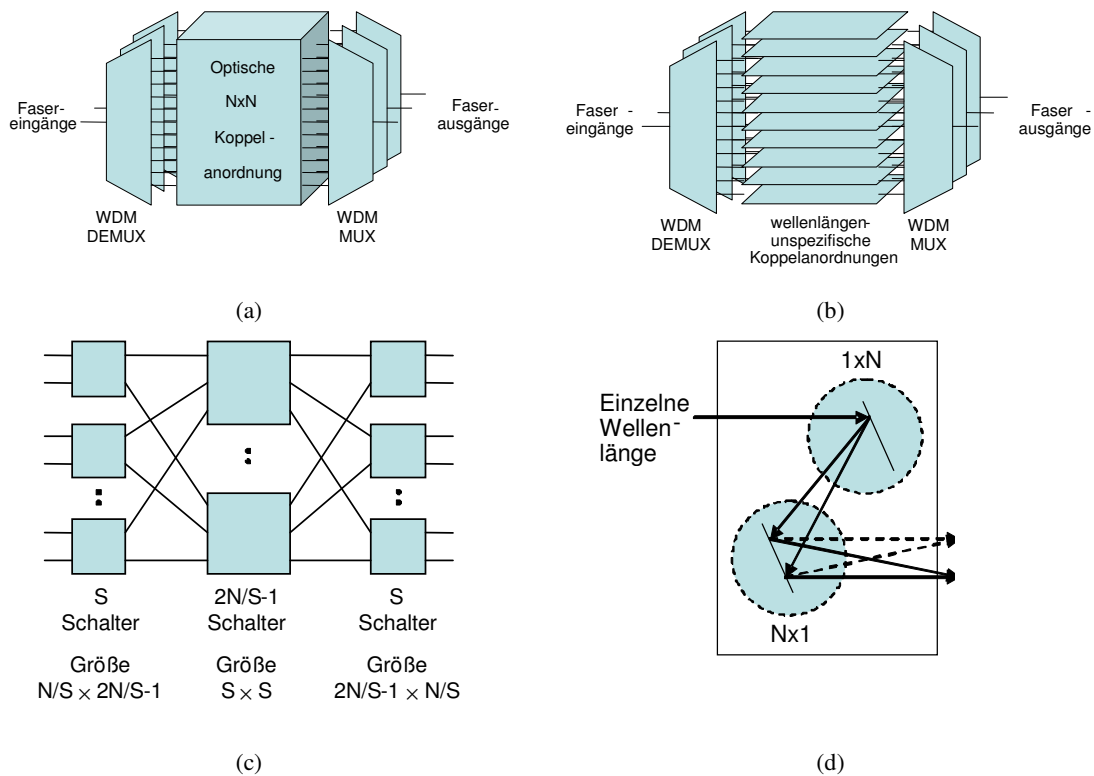


Abb. 2.9 – Aufbau optischer Koppelanordnungen: (a) Generische Darstellung, (b) Dekomposition in kleinere Koppelanordnungen anhand der Wellenlänge, (c) Dekomposition einer NxN Koppelanordnung in Clos-Architektur, bzw. (d) in Spanke-Architektur (mit $1 \times N$ und $N \times 1$ -Schaltern)

Tabelle 2.1 – Entscheidungsparameter für die Auswahl von NxN-Koppelanordnungen (nach [RS00])

Architektur	Art der inneren Blockierung	Zahl der Stufen s	Größe der elementaren Schalter	Gesamtzahl der elementaren Schalter	Bemerkung
Crossbar	im weiteren Sinne blockierungsfrei	$1..(2N-1)$	2×2	N^2	planar
Benes	umkonfigurierbar blockierungsfrei	$2 \cdot \ln(N) - 1$	2×2	$N/2 \cdot s$	-
Spanke-Benes	umkonfigurierbar blockierungsfrei	$N/2..N$	2×2	$N/2 \cdot (N-1)$	planar
Spanke	strukturell blockierungsfrei	$\ln(N)/\ln(n)$	$1 \times n$	$N \cdot (ns-1)/(n-1)$	bei 3D-MEMS: $n=N$
		$\ln(N)/\ln(n)$	$n \times 1$	$N \cdot (ns-1)/(n-1)$	
Clos	strukturell blockierungsfrei	1	$N/r \times (2N/r-1)$	r	3-stufige Grundform rekursiv erweiterbar
		1	$r \times r$	$2N/r-1$	
		1	$(2N/r-1) \times N/r$	r	
Splitter-basiert	(hoch, aber eliminierbar)	1	1×1	mind. N	-

2.3.2. WELLENLÄNGENKONVERSION

Wellenlängenkonverter lassen sich allgemein zur Minderung von Blockierung transparenter optischer Pfade einsetzen. Dabei handelt es sich entweder um äußere Blockierung (*external blocking*) einer Koppelanordnung, die durch die Knappheit abgehender Leitungen bedingt ist, oder um die zuvor definierte innere Blockierung der Koppelanordnungen.

Je nachdem, ob an keinem, an manchen oder an allen Transitknoten eines Lichtpfades eine optische Funktion zur Wellenlängenkonversion zur Verfügung steht, hat sich eine Einteilung transparenter optischer Pfade in Licht- bzw. Wellenlängenpfade (WP, *no conversion*), partiell-virtuelle Wellenlängenpfade (PVWP, *sparse conversion*) sowie virtuelle Wellenlängenpfade (VWP, *full conversion*) eingebürgert. Lichtpfade unterliegen also der Nebenbedingung der Wellenlängenkontinuität (*wavelength continuity constraint*).

Netzknotten mit Wellenlängenkonversionsfunktion werden in der Literatur auch *wavelength convertible switches* (WCS) genannt. Es gibt mehrere Möglichkeiten, herkömmlichen Netzknotten diese Funktion durch äußere Beschaltung der Koppelanordnung zu verleihen [LL93], auf die hier aber nicht näher eingegangen werden soll (Abb. 2.10). Für die kostengünstigste Platzierung von Wellenlängenkonvertern wird neben der optimalen Lösung einer ILP-Formulierung [GJH03] der Einsatz von Heuristiken [TS99][AS00] vorgeschlagen. In der Tat legen die Erkenntnisse aus [GJH03] nahe, daß es sehr effiziente, rekursiv arbeitende Heuristiken geben muß.

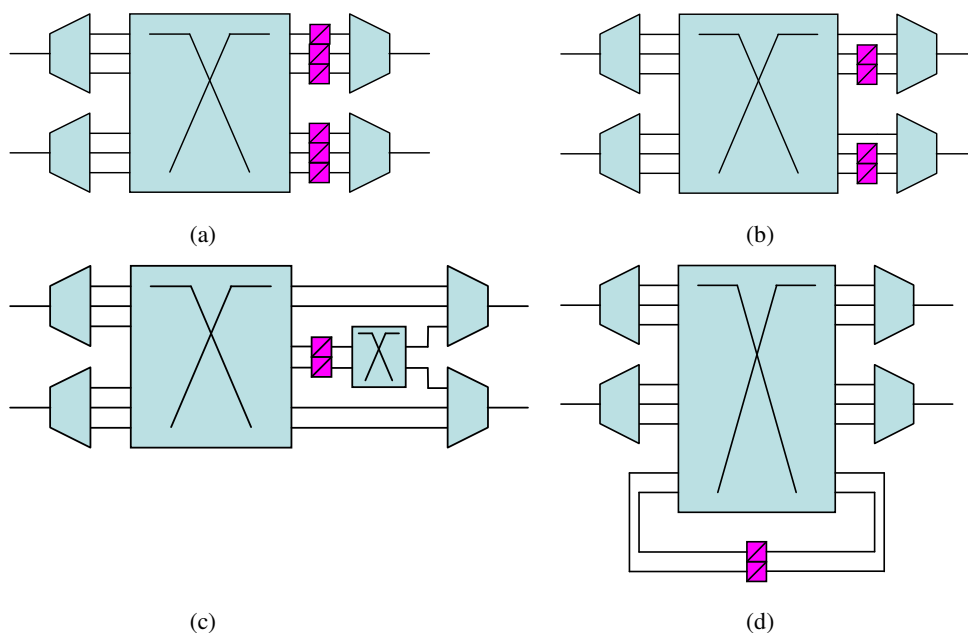


Abb. 2.10 – Äußere Beschaltung einer Koppelanordnung mit einer Wellenlängenkonversionsfunktion: (a) Feste Zuordnung (*dedicated*), bzw. Konverterpool (b) per Ausgangsfaser (*share-per-link*), (c) per Netzknotten in Vorwärtsschaltung (*share-per-node in feedforward configuration*), (d) per Netzknotten in Rückwärtsschaltung (*share-per-node in feedback configuration*).

Manchmal wird die Ansicht vertreten, daß größere Netze auf alle Fälle im VWP-Modus zu betreiben sind, um eine vermeintlich hohe äußere Blockierung auf ein vertretbares Maß zu reduzieren. Solche Folgerungen entstehen jedoch meist dann, wenn willkürlich dimensionierte Netze mit Verkehr beaufschlagt werden. Eine äußere Blockierung wird jedoch durch Schiefenlasten – d.h. von der Prognose (und der darauf basierenden Netzplanung/-dimensionierung) abweichende Lasten – verursacht, die entweder das Resultat einer fehlerhaften Netzdimensionierung (nicht ausreichend dimensionierte Leitungsbündel) ist, oder der Netzbetrieb hält sich nicht an jene Regeln, die aus der Netzplanung abgeleitet wurden (Routing weicht vom Planungsergebnis ab, Verkehr weicht von der Planungsvorgabe ab). Zielführender wäre ein

Vergleich der CAPEX-Kosten bei ordnungsgemäßer Planung und Dimensionierung für den WP-, PVWP- sowie für den VWP-Fall.

Eine Besonderheit des Wellenlängenmultiplex ist, daß es aufgrund der zusätzlichen Wellenlängendimension in den Netzknoten zu einer inneren Blockierung kommt: Optische Signale, die an den Fasereingängen eines Netzknotens einfallen, lassen sich lediglich über den Einsatz von Wellenlängenkonversion auf einen abweichenden, an den Faserausgängen unbelegten DWDM-Kanal umsetzen. Allerdings läßt sich auch die DWDM-bedingte innere Blockierung durch einwandfreie Netzdimensionierung minimieren - egal, ob es sich um Netze mit WP-, PVWP- oder VWP-Pfaden handelt.

Einstufige Koppelanordnungen sind nur dann für Netze mit VWP- oder PVWP-Pfaden geeignet, wenn sie mit einstellbaren Wellenlängenkonvertern ausgerüstet werden. Bei mehrstufigen Koppelanordnungen genügen statische Wellenlängenkonverter [FPS02].

2.3.3. SIGNALREGENERATION

Regeneratoren stellen eine Funktion zur elektronischen Terminierung und digitalen Regeneration optischer Signale zur Verfügung (O/E/O). Diese Zusatzfunktion läßt sich - analog zur Wellenlängenkonversion - optisch durchschaltenden Netzknoten durch äußere Beschaltung der Koppelanordnung verleihen. Grundsätzlich stehen sämtliche in Abb. 2.10 skizzierten Beschaltungen auch bei der Regeneration offen, die zur Anordnung aus Abb. 2.10d gehörende Architektur wird z.B. in [MNS02] untersucht.

Bei den heutigen, opaken DWDM-Netzen ist diese Funktion in Form der Transceiver (O/E bzw. E/O) bereits an allen Netzknoten vorhanden. Die zu übermittelnden Signale werden lediglich optisch übertragen und unterliegen ansonsten einer elektronischen Signalvermittlung.

In transparenten DWDM-Netzen wird Regeneration lediglich an den Übergabepunkten zu fremdbetriebenen DWDM-Netzen eingesetzt werden [H90]. Die zu übermittelnden Signale werden über Lichtpfade geführt, die ausschließlich der optischen Signalvermittlung unterworfen sind. Potentiell läßt sich damit ein großer Teil der Investitionskosten einsparen, weil sich über die grobgranularen Kapazitätseinheiten *economies-of-scale*-Effekte einstellen und nutzen lassen. Im Idealfall könnte eine optische Übertragung ungeachtet von Signalspezifika (Kanalbitrate, Modulationsformat, Rahmenformat usw.) stattfinden.

Mit ansteigender Übertragungsdistanz (Weitverkehrsnetze!) kann die ausschließlich optisch erfolgende Signalvermittlung eine zu große Einschränkung darstellen, da sich mit der optischen Durchschaltung auch eine fortgesetzte Degradation der Übertragungsgüte einstellt.

Ende der 1990er Jahre richtete sich daher das Augenmerk auch auf selektiv regenerierende Netzkonzepte, die sich kostenmäßig zwischen den Extrema opaker und transparenter Netze bewegen. Wie in transparenten Netzen werden Lichtpfade gebildet, jedoch steht eine - möglichst kleine - Zahl digitaler Signalregeneratoren zur Verfügung, die kostengünstig über das Netz zu verteilen ist [RFD99][S05] und zur Verknüpfung von *single hop*-Lichtpfaden zu längeren *multi hop*-Verbindungen dient.

Unter der Voraussetzung, daß eine optische Durchschaltung wesentlich kostengünstiger ist als eine Signalregeneration, werden Rufe möglichst durch *single hop*-Verbindungen realisiert. Lediglich in zwingenden Fällen (z.B. Ressourcenmangel, Reichweitenbeschränkung/mangelnde Übertragungsgüte) werden durch Einschleifen von Signalregeneratoren *multi hop*-Verbindungen gebildet.

Eine besondere Klasse der selektiv regenerierenden Netze wird durch das Konzept der transparenten Inseln oder Domänen (*islands of transparency* [S98], *transparency domains* [S04]) repräsentiert: Das optische Netz wird dabei in Subnetze partitioniert, in denen jeder Übertragungspfad eine hinreichende Übertragungsgüte bietet. An den Übergabepunkten zwischen diesen transparenten Inseln werden digitale Signalregeneratoren durchlaufen. Da sich dabei Kostennachteile für solche Ende-zu-Ende-Verbindungen ergeben, deren Endpunkte geographisch benachbart, aber in verschiedenen transparenten Inseln liegen, wird dieses Netzkonzept aber nicht von allen Seiten befürwortet [L01].

2.3.4. SIGNALVERVIELFÄLTIGUNG (MULTICAST, BROADCAST)

Im heutigen opaken DWDM-Netzen kommt ausschließlich die Kommunikationsform des Dialogs (*unicast*) zur Anwendung, bei dem die Nachrichtenübermittlung zwischen Sender-Empfänger-Paaren stattfindet (1:1, Punkt-zu-Punkt). In selektiv regenerierenden DWDM-Netzen wird diese Rufart durch *single hop*- (Lichtpfade) bzw. *multi hop*-Verbindungen realisiert.

Der Rundruf (*broadcast*) repräsentiert dagegen das andere Extremum: er stellt eine Rufart dar, bei der ein Sender allen Empfängern gleichzeitig Nachrichten senden kann.

Sofern ein Sender und mehrere, aber nicht alle Empfänger am Nachrichtenaustausch teilnehmen, wird dies als Gruppenruf (*multicast*) bezeichnet (1:N, Punkt-zu-Mehrpunkt). Diese zwischen Unicast und Broadcast angesiedelte Kommunikationsform ist nicht neu, aber in DWDM-Netzen nicht implementiert. Schwierigkeiten bereiten – ähnlich wie bei IP Multicast – die strittige Aufteilung von Zuständigkeiten und Kosten bei betreiberübergreifenden Gruppenrufen, aber in DWDM-Netzen stellen sich auch noch weitere Implementationsfragen zur Signalvervielfältigung und –vermittlung bei Multicast-Verbindungen.

Gruppenrufe sollten nicht mit Multipeer-Kommunikation verwechselt werden. Letztere liegt dann vor, wenn *mehrere* Sender und *mehrere* Empfänger miteinander kommunizieren (Mehrpunkt-zu-Mehrpunkt). Vom technischen Standpunkt aus läßt sich Multipeer-Kommunikation durch mehrere Multicast-Verbindungen realisieren [WZ99].

Je nach Realisierung bieten Multicast-Verbindungen dem Netzbetreiber einen hohen Kostenvorteil, weil sich Dienste, die allen Empfängern simultan dieselben Nachrichten zukommen lassen i.A. sehr viel kostengünstiger implementieren lassen, als dies durch einfache Aufstockung der Netzkapazität und Unicast-Verbindungen geschehen könnte [CHM03]. Beispiele für multicast-basierte Dienste umfassen die Ausstrahlung von Fernsehsignalen, eine verteilte Datensicherung bzw. -spiegelung (*backup, mirroring*), sowie die Vernetzung verteilter Ressourcen (*grid computing*) und Unternehmensstandorte (*virtual private networks, VPN*).

Gruppenrufe lassen sich in DWDM-Netzen auf verschiedene Arten und Weisen realisieren, die jeweils mit einer spezifischen Implementierung der Signalvervielfältigungsfunktion in den Netzknoten assoziiert sind. Anhand eines beispielhaften Multicast-Rufes zeigt Abb. 2.11 die verschiedenen Optionen.

Sollte die DWDM-Schicht nicht multicastfähig sein, so ist die naheliegendste Möglichkeit, die Signalvervielfältigung client-seitig vorzunehmen (Abb. 2.11a-b).

Abb. 2.11a stellt eine Realisierungsmöglichkeit dar, die sich auf *single hop*-Unicast-Verbindungen (Lichtpfade) stützt. Dazu muß der Senderknoten über mehrere unbelegte Transmitter - je einer für jeden Empfängerknoten - verfügen. Vom ökonomischen Standpunkt aus wäre dies recht teuer, weil das Netz identische Nachrichten mehrfach transportiert [MZQ98]. Unter gewissen Umständen ist die mittlere Rufblockierung einer Realisierung durch *single hop*-Unicast-Verbindungen einem Szenario mit echten *single hop*-Multicast-Verbindungen überlegen, so z.B. bei einer großen Zahl von Systemwellenlängen und sofern keine Wellenlängenkonversionsfunktion existiert. Schon durch eine geringfügige Anzahl von Wellenlängenkonvertern verschieben sich jedoch die Vorteile zugunsten echter Multicast-Verbindungen [SS03].

Abb. 2.11b entspricht der klassischen Realisierung von Multicast-Rufen, wie sie z.B. mittels IP Multicast erfolgt. Der Nachteil dieses Ansatzes ist, daß – speziell bei hochbitratigen Multicast-Verbindungen – eine große Belastung der client-seitigen Netzknoten zu erwarten ist.

Im folgenden soll auf server-seitige Formen der Signalvervielfältigung eingegangen werden (Abb. 2.11c-f). Sie nutzen die Fähigkeit multicastfähiger optischer Netzknoten, Signale „fliegend“ (*on the fly*) abzugreifen bzw. zu vervielfältigen, ohne eine weitere Last für die client-seitigen Netzknoten zu erzeugen. Es läßt sich eine Einteilung dahingehend treffen, ob ausschließlich *single hop*- oder ggf. auch *multi hop*-Verbindungen eingerichtet werden.

Abb. 2.11d zeigt, daß diese Lichtpfade sich bei geeigneter Knotenarchitektur auch anzapfen lassen (*multi drop*-Modell [HZ02]). Mittels einer *single hop*-Unicast-Verbindung kann

2. Systemgrundlagen selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze

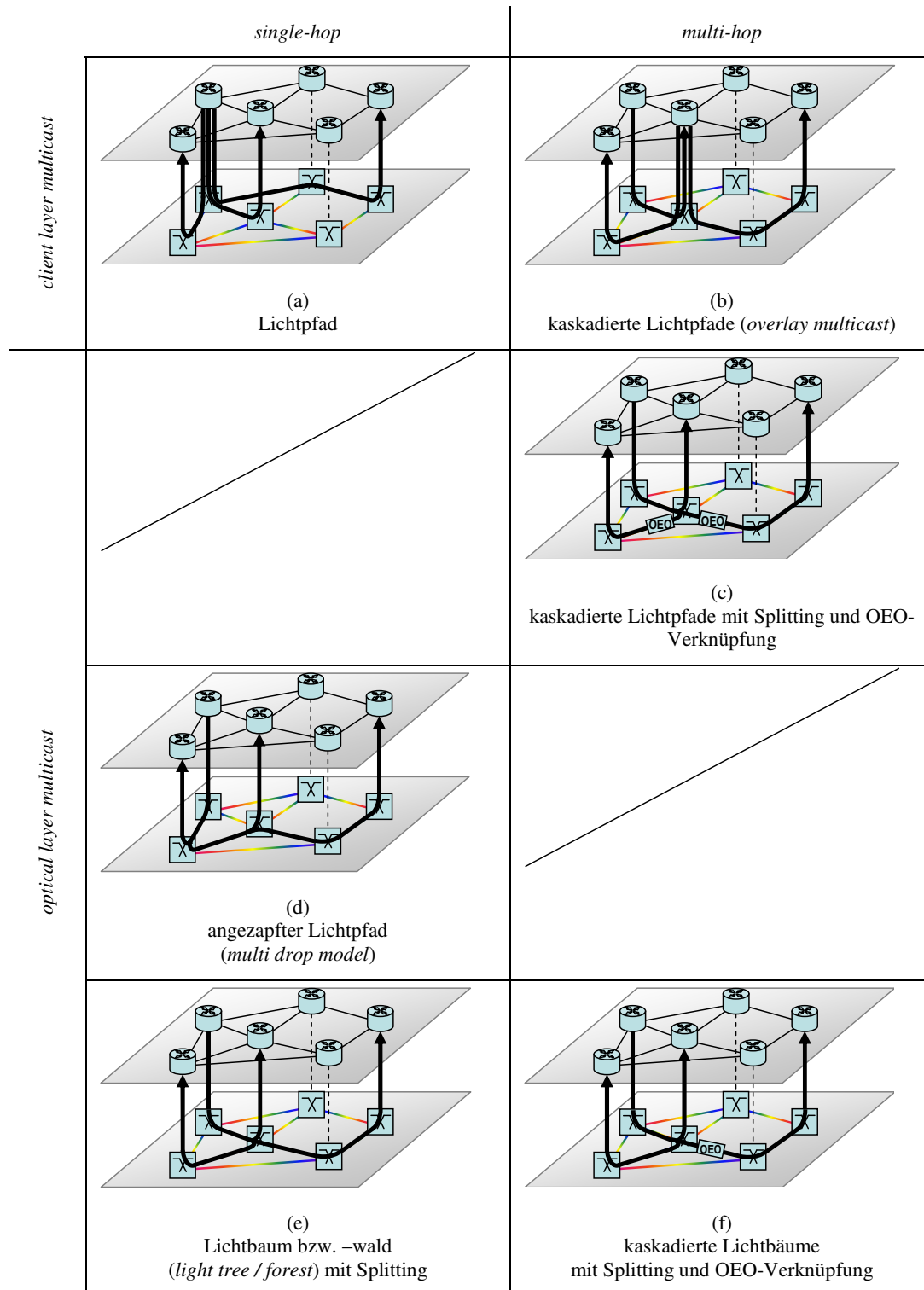


Abb. 2.11 – Möglichkeiten der Multicast-Realisierung in DWDM-Netzen.

also mehreren Empfängern Multicast-Konnektivität geboten werden. Knotenarchitekturen mit Signalanzapfung werden durch die Typen *drop-and-continue* (DaC) [ZWQ00] sowie *splitter-and-delivery* (SaD) [HZ98][AD00a] repräsentiert; letzterer ist auch unter dem Namen *tap-and-continue* (TaC) [AD00b] bekannt.

Abb. 2.11e zeigt die Realisierung von Gruppenrufen durch *single hop*-Multicast-Verbindungen, sogenannte Lichtbäume (*light trees*) [SM99]. Im kostengünstigsten Fall handelt es sich dabei

um Steiner-Minimalbäume [H71], die - analog zu den Lichtpfaden - der Wellenlängenkontinuität unterliegen. Hier findet eine Signalvervielfältigung nicht ausschließlich am Sender statt, sondern allgemein in jenen Netzknoten, die die Verzweigungspunkte des Lichtbaumes darstellen. Die Signalvervielfältigung wird bei inhärent multicastfähigen Koppelanordnungen durch passive optische Splitter (*power splitter, coupler*) bewerkstelligt, die entweder integraler Bestandteil der jeweiligen Knotenarchitektur sind [YWQ00][FPS02] oder nachgerüstet werden können [A02].

Wenn sich die Wellenlängenkontinuität lediglich auf am Sender verwurzelte Teilbäume bezieht, so entsteht eine Anordnung aus mehreren Lichtbäumen mit jeweils eigener Wellenlänge, die Lichtwald (*light forest*) genannt wird [ZWQ00].

Eine verallgemeinerte Realisierung von Gruppenrufen kann darüber hinaus auch durch *multi hop*-Verbindungen, d.h. kaskadierte Lichtpfade bzw. -bäume, vorgenommen werden (Abb. 2.11c+f). Im ersteren Fall bilden Lichtpfade jene Netzkanten, aus denen sich ein Multicast-Baum zusammensetzen kann. Vorteilhaft an diesem Ansatz ist, daß die Wellenlängenzuweisung für den Multicast-Baum trivial ist, weil aufeinanderfolgende Lichtpfade durch digitale Signalregeneratoren voneinander entkoppelt sind. Kostennachteilig wirkt sich aus, daß an den Verzweigungspunkten pauschal regeneriert wird. Kaskadierte Lichtbäume sind in diesem Punkt besser, erfordern allerdings auch komplexitätsbedingt einen sehr viel größeren Zeitaufwand zur Lösung von Routing und Wellenlängenzuweisung [YL03].

2.4. OPTISCHE NETZKANTEN UND NETZKNOTEN

2.4.1. OPTISCHE NETZKANTEN

Die Verbindungsleitungen (*trunks*) eines DWDM-Netzes lassen sich durch Kaskadierung optischer Übertragungsabschnitte modellieren.

Normsektionen repräsentieren eine spezielle Art von Übertragungsabschnitten, in denen ein zweistufiger EDFA die Faserdämpfungsverluste auffängt und eine Vor- und Nachkompensation der Dispersion der Übertragungsfaser stattfindet. Die beiden EDFA-Stufen werden nach der vorkompensierenden DCF bzw. nach der SSMF eingefügt, weil die optischen Signale an den Faserenden genügend Leistung benötigen, um sich gegenüber dem Rauschen behaupten zu können. Eventuell kann bei kurzen Übertragungsfasern ein Verstärker ausreichen, aber die Aufteilung des Gewinns auf zwei Verstärkerstufen bewirkt normalerweise eine bessere Übertragungsgüte. An Faserein- und -ausgang einer Normsektion lassen sich im Idealfall identische optische Summenleistungen messen.

Die DCF-Moduln und EDFAs zwischen den SSMF-Faserabschnitten werden in den Verstärkerstandorten konzentriert (Abb. 2.12a).

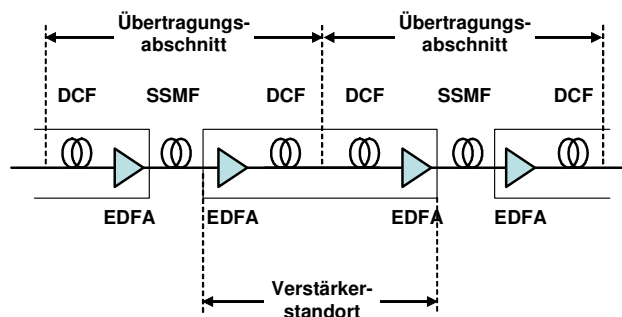


Abb. 2.12 – Modularer Aufbau optischer Netzkanten aus kaskadierten Normsektionen

2.4.2. OPTISCHE NETZKNOTEN

Optische Netzknoten besitzen die primäre Aufgabe, über eine Funktion zur optischen Durchschaltung von Wellenlängenkanälen zwischen ihren Fasereingängen und -ausgängen eine Konnektivität auf Wellenlängenbasis zu gewährleisten. Zusätzlich ist mindestens eine Funktion zum Leistungsmanagement vorhanden, um Dämpfungsverluste der optischen Komponenten aufzufangen.

Netzknoten mit Knotengrad (*node degree*) $d > 3$, die über eine Funktion zur optischen Durchschaltung von Wellenlängenkanälen verfügen und grundsätzlich von jedem Fasereingang auf jeden Faserausgang durchschalten können, nennt man optische oder photonische *crossconnects* (OXCs bzw. PXCs). Darin unterscheiden sie sich von rekonfigurierbaren optischen *add-drop*-Multiplexern (ROADMs) mit Knotengrad $d=3$, bei denen die Konnektivität nicht wahlfrei ist.

Abb. 2.13 zeigt eine beispielhafte OXC-Knotenarchitektur vom Typ *broadcast-and-select* (BAS). Weitere Knotenarchitekturen sind im Anhang dargestellt (Abb. 7.1-Abb. 4.8), außerdem lassen sich Knotenarchitekturen für optische Paket- bzw. Burstvermittlung heranziehen [TZ99][FPS02][DFG02], sofern man jene Subsysteme streicht, die für Synchronisation sowie Pufferung der Datenbursts/-pakete zuständig sind.

BAS-Knoten vereinigen in sich Funktionen des Leistungsmanagements (ein- und ausgangsseitige EDFAs, SOAs der *select*-Stufe), der Signalvervielfältigung (*broadcast*-Stufe), des optischen Durchschaltens (*select*-Stufe) sowie der Wellenlängenkonversion (ausgangsseitige Filter-Konverter-Serienschaltung). Letztere Funktion kann entfallen, wenn Lichtpfade gebildet werden (WP-Fall) und eine dafür geeignete Netzdimensionierung vorgenommen wird. Eine Regenerationsfunktion ist in Abb. 2.13 nicht enthalten, läßt sich aber hinzufügen, z.B. durch Ersatz der Wellenlängenkonverter. Exemplarisch ist die Durchschaltung eines Pfades (rot gestrichelt) sowie eines Baums (grün gepunktet) dargestellt.

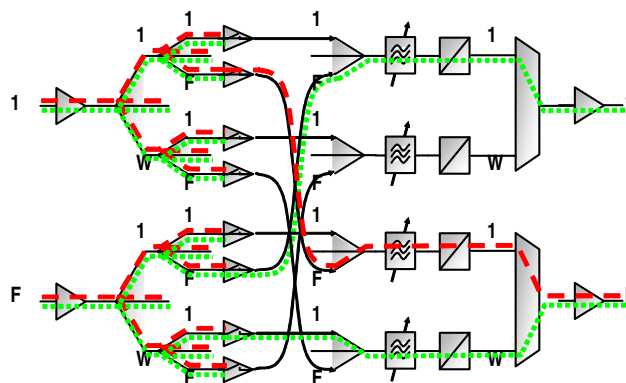


Abb. 2.13 – OXC vom Typ broadcast-and-select (BAS) mit F Fasern und W Wellenlängen [FPS02] mit exemplarischer Durchschaltung eines Pfades (rot gestrichelt) sowie eines Baums (grün gepunktet).

2.5. ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Kapitel wurden jene Systemgrundlagen eingeführt, die zum Verständnis des Aufbaus und der Funktion selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze notwendig sind. Sie bilden die Grundlage zum Verständnis, daß sich die darin verlaufenden Lichtpfade in optische Netzkanten und -knoten und weiter in elementare Funktionen der optischen Signalübertragung und -vermittlung aufschlüsseln lassen, die wiederum jeweils durch spezielle optische Komponenten realisiert werden.

Dies unterstützt einerseits die Einführung einer rechnertauglichen Darstellung von Lichtpfaden in Kapitel 4, die zur effizienten Berechnung der Übertragungsgüte dient.

Andererseits ermöglicht es, im folgenden Kapitel 3 den optischen Komponenten jeweils spezifische Degradationseffekte zuzuordnen und damit die Grundlage für mathematische Modelle zu legen, die einen konkreten, quantitativen Bezug zwischen System- und Streckenparametern sowie den resultierenden Degradationsbeiträgen – und damit der Übertragungsgüte – herstellen.

3. ÜBERTRAGUNGSGÜTE VON LICHTPFADEN

3.1. ÜBERSICHT

3.1.1. PROBLEMSTELLUNG

In DWDM-Kernnetzen lässt sich die Übertragungsgüte von Verbindungen grundsätzlich auf zwei Arten bestimmen: während des Netzbetriebs durch empfängerseitige Messung, oder im Zuge der Netzplanung mittels numerischer Standardverfahren wie der Split-Step Fourier-Methode (SSFM).

Allen Meßansätzen ist gemeinsam, daß sie die Übertragungsgüte während des Netzbetriebs bewerten. Die SSFM dagegen ermöglicht eine Voraussage der Übertragungsgüte, basierend auf der – ggf. zentimeter- oder dezimeterweisen – Fortschreibung von Abtastwerten (Feldgrößen) entlang des Wellenleiters mittels diskretisierter Wellenausbreitungsgleichungen (NLSE). In transparenten bzw. selektiv regenerierenden DWDM-Kernnetzen, deren Verbindungen (Lichtpfade) sich ggf. durchgängig über eine ganze Reihe optischer Netzkanten und –knoten erstrecken, führt die Anwendung der SSFM zu Rechenzeiten im Bereich von Stunden bis Tagen.

Eine schnelle Bestimmung der Übertragungsgüte von Lichtpfaden vor deren Aufbau ist so also nicht möglich, zumal auch andere, für DWDM-Kernnetze übliche Rahmenbedingungen – Dutzende von Systemwellenlängen, hohe Kanalleistungen – dem entgegen stehen. Im Gegenteil legt eine zukünftige Automatisierung der Kommunikationssteuerung mittels GMPLS/ASxN eher nahe, dass Aussagen über eine hinreichende Übertragungsgüte noch wesentlich schneller erfolgen müssen, da sie die Bestimmung der Übertragungsgüte von der Netzplanungsphase in die Netzbetriebsphase verlagert.

Als Ausweg bieten sich Ansätze an, die die einzelnen Übertragungseffekte voneinander separieren und deren Degradationsbeiträge analytisch beschreiben. Im Gegensatz zur SSFM bewerten sie die Übertragungsgüte lediglich an wenigen Stützpunkten entlang der betrachteten Pfade, nämlich an den Verbindungsstellen zwischen aufeinanderfolgenden optischen Komponenten. Beispielsweise wird ein Faserstück von vielen Kilometern Länge so in einem einzigen Berechnungsschritt abgehandelt. Dieser Ansatz kann nicht die hohe Genauigkeit der SSFM erzielen, weil die in der NLSE zusammenwirkenden Degradationseffekte künstlich voneinander separiert werden und damit deren – höchst realen – Wechselbeziehungen verloren gehen. Andererseits können solche analytischen Ansätze den Rechenaufwand der SSFM um Größenordnungen unterschreiten.

Der im Kapitel 2 dargestellte Aufbau selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze dient als Grundlage, um den einzelnen optischen Komponenten spezifische Degradationseffekte zuzuordnen. Ziel dieses Kapitels ist es, darauf aufbauend den konkreten mathematischen Bezug zwischen Streckenparametern (Verstärkergewinne, Faserlängen, usw.), Systemparametern

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

(Kanalbitrate, Zahl der Systemwellenlängen, usw.) sowie den resultierenden Degradationsbeiträgen – und damit der Übertragungsgüte – herzustellen.

3.1.2. ORGANISATION DES KAPITELS

Zunächst erfolgt die Definition der in dieser Arbeit benötigten Gütemaße, und wie diese ggf. ineinander umzurechnen sind. Es wird gezeigt, daß eine Bestimmung der Übertragungsgüte nicht nur mittels Fortschreibung von Abtastwerten, sondern grundsätzlich auch über die Fortschreibung eine Reihe dieser Gütemaße erfolgen kann (Abschnitt 3.2).

Danach erfolgt eine Bestandsaufnahme hinsichtlich veröffentlichter DWDM-Kanalmodelle. Es wird gezeigt, dass diese bisher auf den Einsatz in DWDM-Metronetzen bzw. für unterseeische DWDM-Übertragung zugeschnitten sind, und daß ein DWDM-Kanalmodell für terrestrische Übertragung über sehr große Distanzen bislang fehlt (Abschnitt 3.3).

Der Rest des Kapitels beschäftigt sich mit der Entwicklung eines solchen DWDM-Kanalmodells, das eine Reihe anerkannter analytischer Modelle für Einkanal- und Mehrkanal-Degradationseffekte integriert (Abschnitt 3.4). Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten beinhaltet das neue DWDM-Kanalmodell auch die Fasernichtlinearitäten, die aufgrund der Komplexität ihrer mathematischen Beschreibung sonst gerne ausgespart werden.

Tabelle 3.1 zeigt eine Übersicht der im Rahmen dieser Arbeit betrachteten physikalischen Übertragungseffekte.

Tabelle 3.1 – Betrachtete physikalische Übertragungseffekte

Verursacher	Effekt	Auswirkung
Optische Verstärker	Spontane Emission (ASE)	Rauschen
Optische Filter	Komponentenbedingtes Übersprechen	
Glasfaser (zur Übertragung, aber auch zur Dis- persionskompensa- tion)	Polarisationsmodendispersion (PMD)	Verzerrung
	Gruppenlaufzeitdispersion (GVD)	
	Selbstphasenmodulation (SPM)	
	Kreuzphasenmodulation (XPM)	Rauschen
	Vierwellenmischung (FWM)	
Stimulierte Ramanstreuung (SRS)		

3.2. GÜTEMASSE

3.2.1. DEFINITION

3.2.1.1. BITFEHLERWAHRSCHEINLICHKEIT (BER/BEP)

In digitalen Übertragungssystemen wird die Übertragungsgüte durch den Parameter der Bitfehlerwahrscheinlichkeit (*bit error ratio/probability*, *BER/BEP*) charakterisiert. Dieser ist ein Maß dafür, inwiefern ein Kommunikationssystem aufgrund seiner Auslegung und Justierung all den unterschiedlichen Störeinflüssen gerecht wird.

Die BER von OOK-Modulation – die in dieser Arbeit betrachtet wird – definiert sich über eine Wahrscheinlichkeitsbetrachtung für die empfangenen Abtastwerte am Empfänger. Sie stellt die Summe der Wahrscheinlichkeiten dar, daß empfangene Symbole im Entscheidungsraum fehlerhaft zugeordnet werden (Abb. 3.1):

$$BER = p(1) \cdot P(011) + p(0) \cdot P(110) \quad (3-1)$$

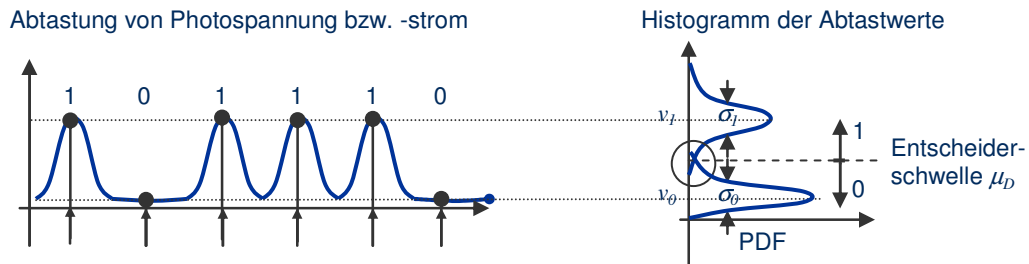


Abb. 3.1 – Empfängerseitige Abtastung und binäre Entscheidung (hier für RZ-Pulse).

Diese Art der Bitfehleranalyse wurde erstmals 1973 von Personick durchgeführt [P73]. Die am Empfänger durch das Rauschen (Fluktuation der optischen Leistungpegel zum Abtastzeitpunkt) bedingte Verteilung der beiden diskreten Signalzustände $i \in \{0;1\}$ wird üblicherweise durch Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen mit Mittelwerten μ_i und Standardabweichungen σ_i modelliert. Diese Annahme führt im Grunde genommen zu einer recht konservativen Schätzung der Signalqualität in der richtigen Größenordnung. Genauere Ergebnisse könnten mittels Rayleigh- bzw. Rician-Verteilungen [Ar97] erzielt werden, gemeinhin hat sich jedoch der Rückgriff auf die sogenannte Gaußsche Approximation eingebürgert.

Unter dieser Annahme lassen sich die bedingten Wahrscheinlichkeiten in Gleichung (3-1) durch komplementäre Fehlerfunktionen ersetzen:

$$BER = 1/2 \cdot \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_1 - \mu_D}{\sigma_1} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_D - \mu_0}{\sigma_0} \right) \right] \quad (3-2)$$

Die BER läßt sich also angeben, sofern die (gaußsche) Statistik des Photostroms und der Momentanwert der Entscheidungsschwelle μ_D bekannt sind. Übliche Schwellwerte für einen akzeptable Übertragungsgüte in Glasfaser-Kommunikationssystemen sind $BER=10^{-9}$ bzw. 10^{-12} .

3.2.1.2. Q-FAKTOR (Q)

Der Ausdruck (3-2) beinhaltet zwei Terme, die je nach Entscheidungsschwelle μ_D am Empfänger anwachsen bzw. abfallen. Dabei handelt es sich um die optischen Signal-Rausch-Verhältnisse der beiden diskreten Signalzustände $i \in \{0;1\}$. Die BER wird bei optimaler Justierung der Entscheidungsschwelle minimiert. Das ist genau dann der Fall, wenn sich die fehlerhaften Entscheidungen bei beiden Signalzuständen die Waage halten; die Argumente in den komplementären Fehlerfunktionen sind dann identisch:

$$BER = 1/2 \cdot \left[\operatorname{erfc}(OSNR_1) + \operatorname{erfc}(OSNR_0) \right] = \operatorname{erfc}(Q) \quad (3-3)$$

mit

$$Q = OSNR_1 \Big|_{\mu_D = \mu_{D,opt}} = OSNR_0 \Big|_{\mu_D = \mu_{D,opt}} = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3-4)$$

Der hier eingeführte Parameter Q wird als Störabstand(sfaktor) oder einfach als Q-Faktor bezeichnet. Er ist ein Maß für das optische Signal-Rausch-Verhältnis bei optimal gewählter Entscheidungsschwelle. Den oben erwähnten Schwellwerten für akzeptable Übertragungsgüte entsprechen Q-Faktoren von $Q \approx 6$ ($BER=10^{-9}$) bzw. $Q \approx 7$ ($BER=10^{-12}$) auf linearer Skala.

Die Berechnung des Q-Faktors erfolgt ausgehend von Gleichung (3-4). Im Zähler werden die Mittelwerte des Photostroms für die beiden Signalzustände eingesetzt, im Nenner die entsprechenden Standardabweichungen des Photostroms. Im allgemeinen Fall wird jedes

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

Symbol von mehreren voneinander unabhängigen Einzelrauschquellen e beeinflusst, so daß sich die zugehörigen Varianzen addieren:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \approx \frac{R(2P_{\text{rec}} - 0)}{\sqrt{\sum_{\text{Effekte } e} \sigma_{0e}^2} + \sqrt{\sum_{\text{Effekte } e} \sigma_{1e}^2}} \quad (3-5)$$

Dies ist die allgemeine Berechnungsvorschrift für den Störabstand bei einem zu unendlich angenommenen Auslöschungsverhältnis $r = P_1/P_0$ (*extinction ratio*). Sie läßt sich leicht zu einer Funktion des – im Folgeabschnitt erläuterten – Gütemaßes *OSNR* abwandeln, das mit der mittleren Signalleistung P im Zusammenhang steht:

$$Q = \frac{R(2P_N \text{OSNR} - 0)}{\sqrt{\sum_{\text{Effekte } e} \sigma_{0e}^2} + \sqrt{\sum_{\text{Effekte } e} \sigma_{1e}^2 (\text{OSNR})}} \quad (3-6)$$

Bei ordnungsgemäßer Auslegung von Kommunikationssystemen mit analoger optischer Verstärkung bestimmt hauptsächlich das durch stimulierte Emission (siehe Abschnitt 3.4.1.1.V) hervorgerufene Rauschen das OSNR. In solchen Fällen läßt sich (3-6) weiter vereinfachen, weil die Terme für thermisches Rauschen σ_{th} und Schrotrauschen σ_{sh} vernachlässigt werden können. Man erhält nach einfacher Berechnung die Marcuse-Näherungsformel [M90][D94]:

$$Q \approx \frac{2\text{OSNR}}{\sqrt{B_e/B_o} (1 + \sqrt{1 + 4\text{OSNR}})} \quad (3-7)$$

Unter Annahme eines unendlichen Auslöschungsverhältnisses liefert [B03] einen alternativen Zusammenhang, der in Gleichung (3-8) dargestellt ist. Wesentlicher Unterschied zu Ausdruck (3-7) ist seine Umkehrbarkeit.

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{(B_o - B_e)/B_e} \left(-1 + \sqrt{1 + 4\text{OSNR} \cdot B_o/(B_o - B_e)} \right) \quad (3-8)$$

Die numerische Auswertung (Abb. 3.2) zeigt die Abweichung der vorgestellten Berechnungsvorschriften vom exakten Berechnungsansatz (3-5). Für große Reichweiten, d.h. ab etwa zehn Übertragungsabschnitten, wirkt sich die Vernachlässigung von thermischem Rauschen σ_{th} und Schrotrauschen σ_{sh} bei Formel (3-5) praktisch nicht mehr aus, während die anderen beiden Berechnungsansätze dann wieder ungenauer werden.

Der Q-Faktor stellt ein Verhältnis elektrischer Größen (hier: Ströme) dar, was sich bei Umrechnung in die logarithmische Skala durch den Faktor 2 bemerkbar macht. Bei linearer Übertragung - d.h. bei geringen Signalleistungen – halbiert sich der Q-Faktor bei Verdopplung der Übertragungsdistanz.

$$Q_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(Q^2) = 20 \cdot \log_{10}(Q) \quad (3-9)$$

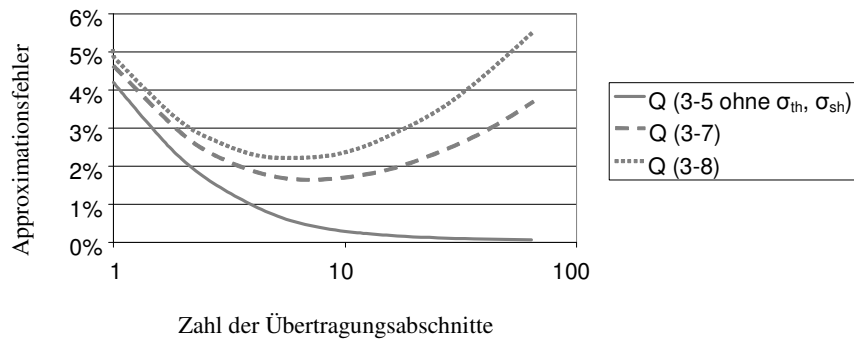


Abb. 3.2 – Approximationsfehler der verschiedenen Berechnungsansätze für den Q-Faktor.

3.2.1.3. OPTISCHES SIGNAL-RAUSCH-VERHÄLTNIS (OSNR)

In den bisherigen Abschnitten wurden Gütemaße für digitale optische Kommunikationssysteme eingeführt. Fakt ist jedoch, daß die eigentliche DWDM-Glasfaserübertragung analoger Natur ist, und daß aus heutiger Sicht eine digitale optische Signalverarbeitung in naher Zukunft nicht kostengünstig erfolgen kann. Daher muß die Beschreibung der digitalen Übertragungsgüte über den Umweg eines analogen Gütemaßes erfolgen.

Als solches hat sich das optische Signal-Rausch-Verhältnis (*optical signal-to-noise ratio*, OSNR) bewährt; es dient zur Darstellung und Fortschreibung der Signalqualität bei analoger optischer Übertragung.

Das OSNR ist definiert als Verhältnis aus Mittelwert und Rauschanteil der optischen Leistung innerhalb einer Referenzbandbreite:

$$OSNR_{REF} = P/P_N \Big|_{\Delta\lambda_{REF}} \quad (3-10)$$

Je größer der Rauschanteil, d.h. je größer die Fluktuation der optischen Leistung ist, desto kleiner ist der OSNR, und umso schwieriger wird es am Empfänger, die richtige binäre Entscheidung zu treffen.

Üblicherweise wird für die Berechnung des OSNR jene Rauschleistung P_N herangezogen, die bei der Trägerwellenlänge innerhalb einer spektralen Referenzbandbreite von $0,1nm$ auftritt. Dies dient der besseren Vergleichbarkeit unterschiedlicher Empfängeranordnungen. In dieser Arbeit wird durchgehend das sogenannte Inband-OSNR herangezogen, dessen spektrale Bandbreite $\Delta\lambda_{NEB} \approx \lambda_0^2/c \cdot B_o$ (*noise equivalent bandwidth*) i.A. von der oben erwähnten Standardbreite abweicht:

$$\begin{aligned} OSNR &= OSNR_{REF} \cdot \frac{\Delta\lambda_{NEB}}{\Delta\lambda_{REF}} \\ &= P/P_N = \frac{\mu}{R} / \frac{\sigma}{R} = \mu/\sigma \end{aligned} \quad (3-11)$$

$$OSNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(OSNR) \quad (3-12)$$

3.2.1.4. ELEKTRISCHES SIGNAL-RAUSCH-VERHÄLTNIS (SNR)

Das elektrische Signal-Rausch-Verhältnis dient der Darstellung der Übertragungsgüte bei analoger elektrischer Übertragung.

Das SNR ist definiert als Verhältnis aus Mittelwert und Rauschanteil der elektrischen Leistung:

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$\begin{aligned} SNR &= P_{el} / P_{N_{el}} = R_L \mu^2 / R_L \sigma^2 = \mu^2 / \sigma^2 \\ &= OSNR^2 \end{aligned} \quad (3-13)$$

SNR-Degradation wird durch Rauschzahlen NF (oder F_N) ausgedrückt. Diese erhält man, indem man die SNR-Werte am Eingang und am Ausgang einer Verstärkeranordnung ins Verhältnis setzt. Übertragen auf analoge optische Verstärker läßt sich auch für diese eine (elektrische) Rauschzahl angeben:

$$\begin{aligned} NF &= SNR_{in} / SNR_{out} \\ &= 2n_{sp} (G-1) / G \approx 2n_{sp} \end{aligned} \quad (3-14)$$

3.2.1.5. AUGENÖFFNUNG

In Meß- und Simulationsanordnungen wird speziell bei Übertragungseffekten, die eine Signalverzerrung bewirken, oft auch die Augenöffnung am Empfänger als Kriterium für eine Signaldegradation herangezogen.

Dabei wird eine Testanordnung von einem optischen Signal durchlaufen, das mit einer geeigneten binären Folge (meist Pseudozufallszahlen) beaufschlagt wurde. Ähnlich wie beim Oszilloskop wird am Empfänger - nach Taktrückgewinnung und Bitsynchronisation - auf aufeinanderfolgende Abtastzeitpunkte eingerastet und so verschiedene Ausschnitte aus dem Verlauf des Photostroms übereinandergelegt (Abb. 3.3).

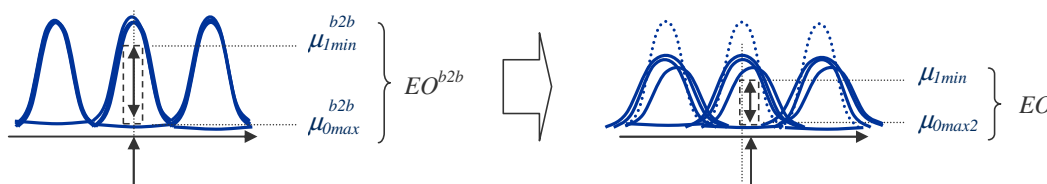


Abb. 3.3 – Empfängerseitige Augendiagramme (hier für RZ-Pulse)

Dem entstehenden „Auge“ wird ein vier- oder mehreckiges Fenster einbeschrieben, das bei einer Breite von z.B. 20% der Bitdauer um den Abtastzeitpunkt herum (max. 20% Jitter) so hoch wie möglich ist. Diese maximale Höhe wird als Augenöffnung (*eye opening*, EO) bezeichnet.

Zur Charakterisierung der Stärke einer Signaldegradation wird gerne die Minderung der Augenöffnung, oder Augenschließung (*eye closure penalty*, *eye opening penalty*, ECP / EOP), d.h. das Verhältnis der Augenöffnung mit bzw. ohne Berücksichtigung des interessierenden Übertragungseffekts (*back-to-back*), gebildet:

$$EOP = \frac{\mu_{1min} - \mu_{0max}}{\mu_{1min}^{b2b} - \mu_{0max}^{b2b}} = \frac{EO}{EO^{b2b}} \quad (\leq 1) \quad (3-15)$$

$$EOP_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(EOP) \quad (3-16)$$

Bei moderater Augenschließung ergeben sich aus (3-4) und (3-15) folgende Beziehungen für den Q-Faktor bzw. Q-Faktor-Abschlag aufgrund des Übertragungseffekts e :

$$Q_e \approx EOP_e \cdot Q \quad (3-17)$$

$$QP_e = \frac{Q(\text{mit ASE, mit Effekt } e)}{Q(\text{mit ASE, ohne Effekt } e)} \approx \frac{EOP_e \cdot Q}{Q} = EOP_e \quad (3-18)$$

Diese Beziehungen gelten streng genommen nur, wenn thermisches Rauschen am Empfänger die dominierende Rauschquelle darstellt. Schon der Einsatz eines empfängerseitigen optischen Vorverstärkers (*preamplifier*) verändert die Rauschstatistik so stark, daß dies normalerweise nicht mehr der Fall ist. Trotzdem finden diese Beziehungen vielfach Anwendung bei der Untersuchung verstärkender Übertragungssysteme. Eine realistischere Konversion gelingt für das NRZ-OOK-Modulationsformat über die folgende Beziehung [D05]:

$$QP_e = EOP_e \cdot \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{\sigma_{1e} + \sigma_{0e}} = EOP_e \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{1 - EOP_e}{1 + EOP_e}}}{1 + \sqrt{\frac{1 - EOP_e}{1 + EOP_e}}} \quad (3-19)$$

Dieser Ansatz ist prinzipiell identisch mit einer vergleichbaren Herleitung in [RS00] zum Degradationsbeitrag eines endlichen Auslöschungsverhältnisses (*extinction ratio*). Der im Vergleich mit [D05] augenfällige Unterschied in der Darstellung ist durch die reziproke Definition der Strafterme bedingt.

3.2.2. FORTSCHREIBUNG ENTLANG VON LICHTPFADEN

Die Umstellung von DWDM-Glasfasernetzen auf transparente optische Durchschaltung von Wellenlängenkanälen wirft sowohl in der Netzplanung als auch während des Netzbetriebs die Frage auf, wie unter den neuen Gegebenheiten eine schnelle Berechnung der Übertragungsgüte erfolgen kann.

3.2.2.1. FORTSCHREIBUNG ABGETASTETER FELDDGRÖSSEN (SSFM)

Jede elektromagnetische Welle muß den sogenannten Maxwell-Gleichungen genügen, um sich ausbreiten zu können. Werden die Maxwell-Gleichungen, wie im Anhang näher ausgeführt, auf die Feldkomponenten einer elektromagnetischen Welle angewandt, so ergibt sich die sogenannte Nichtlineare Schrödingergleichung (NLSE). Die NLSE stellt eine – auf den Materialparametern des Übertragungsmediums basierende – konkretisierte Wellengleichung dar. Genügt eine elektromagnetische Welle der NLSE, so ist sie automatisch auch konform zu den einzelnen Maxwellgleichungen.

Ein bewährtes Verfahren zur Lösung der NLSE entlang von Wellenleitern stellt die Split-Step Fourier-Methode (SSFM) dar. Sie zielt darauf ab, diskretisierte Pulsformen entlang einer Übertragungsstrecke entsprechend der nichtlinearen Wellenausbreitungsgleichung (NLSE) fortzuschreiben. Eine statistische Bewertung der resultierenden Abtastwerte bzw. deren Aufbereitung in Form eines Augendiagramms liefert direkte und indirekte Gütemaße für die Übertragungsgüte.

Der Wellenleiter wird in Einzelsegmente der Schrittweite dz diskretisiert, außerdem findet eine Aufspaltung der linearen und nichtlinearen Terme der NLSE auf die beiden Operatoren \hat{L} und \hat{N} statt (*operator splitting*).

$$\frac{\partial}{\partial z} A = (\hat{L} + \hat{N}) A \quad (3-20)$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$\hat{L} = -\frac{\alpha}{2} + \frac{j}{2}\beta^{(2)}\frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{6}\beta^{(3)}\frac{\partial^3}{\partial t^3} \quad (3-21)$$

$$\hat{N} = -j\gamma|A|^2 + j\gamma T_R \cdot \frac{\partial}{\partial t}(|A|^2) - \frac{\gamma}{\omega_0 A} \frac{\partial}{\partial t}(|A|^2 A) \quad (3-22)$$

Die rekursive Berechnungsvorschrift für die Einzelschritte $z \rightarrow z + dz$ ergibt sich aus der Anwendung eines exponentiell angesetzten Verschiebungsoperators, der die besagten linearen bzw. nichtlinearen Operatoren \hat{L} und \hat{N} enthält:

$$A(z + dz) = e^{dz(\hat{L} + \hat{N})} \cdot A(z) \quad (3-23)$$

Dieser Exponentialausdruck läßt sich für kleine Schrittweiten dz entlang des Wellenleiters unter geringfügigem Approximationsfehler in ein Produkt aus linearen sowie nichtlinearen Exponentialtermen aufspalten:

$$A(z + dz) \approx e^{dz\hat{L}} \cdot e^{dz\hat{N}} \cdot A(z) \quad (3-24)$$

Anschaulich bedeutet das, daß sich lineare bzw. nichtlineare Effekte in aufeinanderfolgenden Einzelsegmenten des Wellenleiters abwechseln.

Die linearen Terme der NLSE werden im Frequenzbereich behandelt:

$$e^{dz\hat{L}} \cdot B(z, t) = \left\{ F^{-1} \cdot e^{dz\hat{L}(j\omega)} \cdot F \right\} \cdot B(z, t) \quad (3-25)$$

Es findet eine Fourier-Transformation F des Eingangssignals statt, welches nach Anwendung des ebenfalls transformierten linearen Operators \hat{L} wieder in den Zeitbereich umgesetzt wird. Dieser Berechnungsschritt ist unter Nutzung der Fast Fourier Transformation (FFT) von relativ geringem Aufwand.

Die verbleibenden, nichtlinearen Terme der NLSE werden im Zeitbereich bedient:

$$e^{dz\hat{N}} \cdot B(z, t) = e^{\int_z^{z+dz} \hat{N}(\xi) d\xi} \cdot B(z, t) \quad (3-26)$$

$$\approx e^{\frac{dz(\hat{N}(z) + \hat{N}(z+dz))}{2}} \cdot B(z, t) \quad (3-27)$$

Wenn eine analytische Lösung der nichtlinearen Berechnungsvorschrift möglich ist, dann ist das SSFM-Verfahren stabil. Unter der Annahme geringfügiger Änderungen der Einhüllenden, d.h. sofern eine hinreichend kleine Schrittweite dz gewählt wurde, reicht anstatt des Integrationsansatzes aus Gleichung (3-26) auch der einfache Exponentialterm. Alternativ kann das Integral z.B. trapezförmig angenähert werden, wie Gleichung (3-27) zeigt. Dabei gewinnt man kaum Rechenzeit, weil der Wert $\hat{N}(z + dz)$ zunächst nicht zur Verfügung steht und mittels einer iterativen Prozedur angenähert werden muß. Allerdings verbessert sich die Genauigkeit des Verfahrens.

Die Präzision läßt sich weiter steigern, wenn der nichtlineare Rechenschritt wie in Gleichung (3-28) dargestellt zwischen zwei linearen Teilschritten erfolgt [RUE02] (*symmetrized SSFM* bzw. *S-SSFM*):

$$A(z+dz) \approx e^{\frac{dz}{2} \hat{L}} \cdot e^{\int_z^{z+dz} \hat{N}(\xi) d\xi} \cdot e^{\frac{dz}{2} \hat{L}} \cdot A(z) \quad (3-28)$$

Polarisationseigenschaften werden in der SSFM i.A. dadurch modelliert, daß innerhalb von Wellenleitersegmenten die Ausbreitungsgleichungen für die beiden orthogonalen Moden separat gelöst werden. Am Übergang zum nächsten Segment findet dann eine Modenkopplung statt, indem die Polarisationszustände zufallsgesteuert verkippt werden.

In WDM-Übertragungssystemen kann die SSFM wahlweise auf eine einzelne NLSE angewendet werden, die die linearen und nichtlinearen Beiträge sämtlicher WDM-Träger aufnimmt, oder auf ein gekoppeltes System von NLSE der Einzelkanäle. Wenn die WDM-Träger – z.B. aufgrund hoher optischer Leistungen – signifikant interagieren, ist erstere Vorgehensweise vorteilhaft. Allerdings sollte hier die Schrittweite erheblich kleiner als die Kohärenzlänge der Vierwellenmischung sein, da sonst die Auswirkungen der Vierwellenmischung überschätzt werden.

Zusammenfassend läßt sich über das SSFM-Verfahren aussagen, daß es bei entsprechendem Modellierungsaufwand die Wellenfortpflanzung sehr genau numerisch lösen kann. Sie hat allerdings zwei Nachteile: Erstens kann sie nicht per se alle interessierenden Degradationseffekte einbeziehen, und zweitens sind akkurate Ergebnisse eine Frage der Rechenzeit.

Die SSFM berechnet die Wellenausbreitung in reinen Faserstücken und berücksichtigt daher dämpfende, dispersive und nichtlineare Effekte; spontane Emission in optischen Faserverstärkern sowie das Kanalübersprechen in optischen Netzelementen bleiben zunächst unberücksichtigt und bedürfen weiterer Modellierung bzw. Berechnungen. Spontane Emission führt beispielsweise zu (näherungsweise) gaußverteilterm Rauschen der Signalamplitude, welches durch Faltung auf die Linien des Empfängerauges aufgebracht werden kann.

Vor der Berechnung der eigentlichen Wellenausbreitung empfiehlt es sich, die Schrittweite einer vorgegebenen Fehlerschwelle anzupassen. In WDM-Mehrkanal-Übertragungssystemen kann dies etwa 10-20% der Gesamtrechnzeit beanspruchen. Die Wellenausbreitung selbst liegt – in 80km Faser und bei einem Fehler von ca. 1% – im Bereich von Minuten bis Stunden [R01].

3.2.2.2. FORTSCHREIBUNG DES SNR

Levandovski [L01] stellt einen Ansatz zur Fortschreibung des elektrischen SNR vor, der unterstellt, daß ein Lichtpfad aus kaskadierten, nacheinander durchlaufenen optischen Komponenten besteht, die individuelle, additive Degradationsbeiträge in Form von Rauschzahlen liefern.

Zur Fortschreibung des SNR dient die Friis'sche Formel [F44], mit der sich die Gesamttauschzahl einer A-stufigen Verstärkerkaskade berechnen läßt:

$$NF^{(A-1)} = NF^{(0)} + \sum_{m=1}^{A-1} \left[(NF^{(m)} - 1) \prod_{m'=0}^{m-1} G^{(m')} \right] \quad (3-29)$$

Dieser Berechnungsvorgang kann entlang eines vorgegebenen Pfades vom Sender bis zum Empfänger rekursiv notiert werden (Tabelle 3.2). Zu Beginn sei die Rauschzahl der Gesamtanordnung ideal ($=1$), sowie die mittlere Photonenzahl pro Bit und der Rekursionsfaktor mit $\langle n^{(0)} \rangle$ bzw. $\langle n^{(0)} \rangle / \langle \Delta^2 n^{(0)} \rangle$ (Verhältnis Mittelwert zu Varianz) vorgegeben. Dann findet die schrittweise Rekursion für $m \geq 1$ statt, wobei als weitere Parameter die Modenzahl M , der Populationsinversionsfaktor $n_{sp}^{(m)}$ und der Gewinn $G^{(m)}$ benötigt werden.

Am Ende der Berechnung steht die Gesamttauschzahl der Anordnung fest. Mit deren Hilfe können das elektrische bzw. optische SNR am Empfänger sowie die Bitfehlerwahrscheinlichkeit gewonnen werden. Des weiteren ist eine Berechnungsvorschrift für die Rauschzahl allgemeiner

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

optischer Komponenten - also auch die von Faserstücken - angegeben, sofern eine geringe Zahl von Parametern der Komponenten zur Verfügung stehen.

Aufgrund der Kürze der Darstellung wird die formelmäßige Ausarbeitung in [L01] nicht mit anderen Literaturstellen belegt, so daß einige Fragen offen bleiben. Insbesondere wäre interessant, wie sich die zahlreichen Übertragungseffekte in äquivalenten Rauschzahlen ausdrücken. Sofern für alle Systemkomponenten Rauschzahlen ermittelbar sind, erscheint dieser Ansatz aber für die Berechnung der Signaldegradation grundsätzlich geeignet.

Tabelle 3.2 – Rekursive Berechnungsvorschrift des Ansatzes in [L01]

Iterations-schritt	Gesamtrauschzahl (linear)	Rekursionsfaktor	Mittlere Photonenzahl pro Bit
	$NF^{(m)}$	$A^{(m)}$	$\langle n^{(m-1)} \rangle$
0 (Start)	1	$\langle n^{(0)} \rangle / \langle \Delta^2 n^{(0)} \rangle$	$\langle n^{(0)} \rangle$
i	$NF^{(m-1)} + A^{(m-1)}(NF^{(m)} - 1)$	$A^{(m-1)} \cdot \left(1 + M \frac{n_{sp}^{(m)} + 1/G^{(m)}}{\langle n^{(m-1)} \rangle} \right) / G^{(m)}$	$1 + G^{(m-1)} \left(n_{sp}^{(m-1)} + \langle n^{(m-2)} \rangle \right)$

3.2.2.3. FORTSCHREIBUNG DES OSNR

Alternativ zur Fortschreibung des SNR kann ausgehend von Ausdruck (3-10) ein Ausdruck entwickelt werden, der es erlaubt, die Übertragungsgüte von Lichtpfaden über das optische Signal-Rausch-Verhältnis (OSNR) zu berechnen.

Dabei wird wiederum unterstellt, daß ein Lichtpfad aus kaskadierten, nacheinander durchlaufenen optischen Komponenten besteht, jedoch liefern diese individuelle, additive Rauschleistungsbeiträge. Den Großteil der Signaldegradation kann man also dadurch erfassen, daß man die ASE-bedingten Rauschleistungen der durchlaufenen Teilsysteme aufsummiert und das OSNR wie in Gleichung (3-10) bildet:

$$OSNR = P/P_N = P / \sum_{m=0}^{A-1} P_{ASE}^{(m)} \quad (3-30)$$

Dieser Ansatz ist identisch mit einer oft verwendeten alternativen Beschreibung, die die OSNR-Kehrwerte der einzelnen Teilsysteme aufsummiert. Prinzipiell wird in beiden Fällen dieselbe Rechnung durchgeführt, da lediglich Gleichung (3-30) anders dargestellt wird:

$$1/OSNR = \sum_{m=0}^{A-1} P_{ASE}^{(m)} / P = \sum_{m=0}^{A-1} 1/OSNR^{(m)} \quad (3-31)$$

Zum resultierenden OSNR-Wert addieren sich Strafterme aufgrund weiterer, weniger dominanter Degradationseffekte. Diese *OSNR penalties* erniedrigen den zuvor ermittelten OSNR-Wert:

$$OSNRP_e = \frac{OSNR(\text{mit ASE, mit Effekt } e)}{OSNR(\text{mit ASE, ohne Effekt } e)} \quad (\leq 1)$$

$$OSNR = OSNR_{ASE} \cdot \prod_{\forall \text{Effekte } e} OSNRP_e$$

3.2.2.4. FORTSCHREIBUNG DES Q-FAKTORS

Eine dritte Möglichkeit zur Fortschreibung von Gütemaßen entlang von Lichtpfaden bietet der Störabstand(sfaktor) oder Q-Faktor. Man verwendet hierzu Zusammenhang (3-5):

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \approx \frac{R(2P_{rec} - 0)}{\sqrt{\sum_{\forall \text{Effekte } e} \sigma_{0e}^2} + \sqrt{\sum_{\forall \text{Effekte } e} \sigma_{1e}^2}}$$

Entlang eines Lichtpfades läßt sich an jedem Meßpunkt zwischen zwei optischen Komponenten der Q-Faktor ermitteln, indem dort fiktiv eine optische Empfängeranordnung (opt. Bandpaß-Filter, PIN-Diode und el. Tiefpaß-Filter) eingeschleift wird. Die auftretenden Mittelwerte und Standardabweichungen der Photoströme werden in (3-5) eingesetzt.

Auf die Signalleistung wirken zunächst lediglich die bekannten Verstärkungs- und Dämpfungsmechanismen ein. Signalverzerrungen verringern die Differenz zwischen den mittleren Photoströmen der beiden Signalzustände $i \in \{0;1\}$ (d.h. den Ausdruck im Zähler), während spontane Emission und nichtlineare Fasereffekte die Rauschtermen im Nenner hervorrufen. Letztlich sind die mittlere optische Signalleistung P_{rec} sowie die Rauschtermen σ_{0e}^2 und σ_{1e}^2 für die Übertragungsgüte des betrachteten Lichtpfades entscheidend.

Analog zum vorangegangenen Abschnitt kann für einzelne Übertragungseffekte ermittelt werden, welche individuelle Degradationsbeiträge in Form von Straftermen (*Q-factor penalty*, QP) sie liefern [RS00]:

$$QP_e = \frac{Q(\text{mit ASE, mit Effekt } e)}{Q(\text{mit ASE, ohne Effekt } e)} \quad (\text{normalerweise } \leq 1)$$

$$Q = Q_{ASE} \cdot \prod_{\forall \text{Effekte } e} QP_e \quad (3-32)$$

An dieser Stelle soll betont werden, daß Gleichung (3-5) den nichtlinearen Zusammenhang zwischen dem resultierenden Q-Faktor und der Statistik des Photostroms darstellt. Jede Änderung der Statistik führt zu einer **nichtlinearen** Änderung des Q-Faktors. Es handelt sich also **nicht** um einen Sachverhalt, der durch Linearisierung einer nichtlinearen Kennlinie an einem Arbeitspunkt zustande kommt. Daher gelten für die individuellen Strafterme QP_e auch keine Beschränkungen im Sinne „kleiner Abweichungen vom Arbeitspunkt“, und folglich dürfen in Gleichung (3-32) durchaus Strafterme in der Größenordnung mehrerer dB einfließen, wie sie in Lichtpfaden von vielen hundert Kilometern Länge durchaus auftreten können.

3.3. KANALMODELLE: STAND VON WISSENSCHAFT UND TECHNIK

Die in diesem Kapitel beschriebenen Übertragungseffekte stehen im Realfall über die NLSE miteinander in Wechselwirkung, werden für die Modellbildung jedoch tatsächlich voneinander separiert und getrennt voneinander analytisch formuliert. Dabei gehen notwendigerweise die Wechselbeziehungen zwischen den Einzeleffekten verloren. Teilweise werden sie zwar in den Modellen nachträglich wieder eingefügt, wenn aber wie in der vorliegenden Arbeit die Degradationsbeiträge der Einzeleffekte wieder zu einem Gesamtergebnis für die

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

Übertragungsgüte zusammengefügt werden muß man sich darüber im Klaren sein, daß die Genauigkeit des Gesamtergebnisses nicht an die der numerischen Standardverfahren (z.B. *split-step Fourier method*, SSFM) heranreicht. Dafür erhält man aber einen Formelsatz, mit dem man die Größenordnung der Übertragungsgüte um mehrere Größenordnungen schneller abschätzen kann.

Im folgenden seien Vorarbeiten zu DWDM-Kanalmodellen beschrieben, die im Wesentlichen von Forschern der Firmen Corning Inc. [ABT02][TVM04] sowie Tyco Submarine Systems Ltd. [GPB00] erstellt wurden (Tabelle 3.3).

Sie nutzen jeweils einen der weiter oben beschriebenen Ansätze zur Fortschreibung von Gütemaßen entsprechend des dominierenden Übertragungseffekts der spontanen Emission (ASE). Zusätzlich umfassen die Kanalmodelle weitere effektspezifische Degradationsbeiträge, die jeweils einzeln ausgewertet werden.

Tabelle 3.3 - Vorarbeiten zu DWDM-Kanalmodellen

Arbeit	DWDM-Netztyp	Ansatz	Kanalmodell										
	mit Wellenlängenkonversion		Fortschreibung von	Verstärkerrauschen (ASE)	Komponentenbed. Kanalnebensprechen	Chromatische Dispersion (GVD)	Polarisationsmodendispersion (PMD)	Polarisationsabhängige Verluste (PDL)	Filterkaskadierung	Selbstphasenmodulation (SPM)	Kreuzphasenmodulation (XPM)	Vierwellenmischung (FWM)	Stimulierte Ramanstreuung (SRS)
[L01]		SNR	✓										
[TVM04]	✓	OSNR	✓	✓	✓	✓		✓					
[ABT02]		Q	✓	✓	✓	✓	✓	1	1	1	1	1	
[GPB00]		Q	✓	✓	✓ ²	✓	✓	✓	1	1	✓		
Zum Vergleich das neue DWDM-Kanalmodell aus diesem Kapitel:													
		Q	✓	✓	✓	✓	3	3	✓	✓	✓	✓	✓

- Levandovskis Arbeit [L01] wurde bereits näher betrachtet. Sie nutzt die Fortschreibung des SNR, um die Auswirkungen des Verstärkerrauschens am Empfänger zu berechnen. Der Ansatz ist grundsätzlich als Basis für ein DWDM-Kanalmodell geeignet, er bleibt allerdings einige Antworten schuldig, wie die Betrachtung weiterer Übertragungseffekte integriert werden kann.
- Tomkos et al. [TVM04] stellen – als Teil eines iterativen Dimensionierungsalgorithmus für transparente DWDM-Metronetze - ein Kanalmodell vor, bei dem nach der Durchführung eines Dimensionierungslaufes überprüft wird, ob die gewählten (P)VWP-Lichtpfade auch eine hinreichende Übertragungsgüte aufweisen.

Das Kanalmodell besteht aus linearen Metriken für das Verstärkerrauschen, der chromatischen Dispersion, der Polarisationsmodendispersion, sowie aus dem komponentenbedingten Kanalnebensprechen und der Filterkaskadierung (fortgesetzte Beschneidung der Ränder des Modulationsspektrums).

Für den dominierenden Effekt des Verstärkerrauschens kommt die Fortschreibung des OSNR zur Anwendung. Bei allen Übertragungseffekten werden jeweils effektspezifische Schwellwerte angewandt, so zum Beispiel bei der Filterkaskadierung, deren Schwellwert numerisch-simulativ ermittelt wird. Außerdem wird eine mögliche Integration aller Beiträge zur Signaldegradation in ein einziges Gütemaß, den Q-Faktor, andiskutiert.

¹ SSFM-Simulation, keine analytische Beschreibung

² inklusive Chirp

³ nachrüstbar

Prinzipiell kann das vorgestellte Kanalmodell zur effizienten Berechnung der Übertragungsgüte von (P)VWP-Lichtpfaden dienen. Sein ausschließlicher Einsatz in DWDM-Metronetzen rechtfertigt, daß dabei Fasernichtlinearitäten vernachlässigt werden. Tatsächlich gelingt die Gütebewertung für (P)VWP-Pfade nur deshalb, weil lediglich lineare Metriken auf die berechneten Lichtpfade angewandt werden. Eine solche Vernachlässigung der Fasernichtlinearitäten wäre in Kern- und Weiterverkehrsnetzen mit explizitem Dispersionsmanagement nicht gerechtfertigt. Mit der Betrachtung von Nichtlinearitäten würde die Komplexität der Gütebewertung für (P)VWP-Pfade allerdings sehr stark ansteigen.

- Antoniadou et al. [ABT02] beschäftigten sich ebenfalls mit der Dimensionierung transparenter DWDM-Metronetze. Ihr Kanalmodell umfaßt neben analytischen Modellen für Verstärkerrauschen (ASE), komponentenbedingtes Kanalnebensprechen, chromatische Dispersion (GVD) und Polarisationsmodendispersion (PMD) auch numerische Simulationen für polarisationsabhängige Verluste (PDL), Filterkaskadierung und alle Fasernichtlinearitäten. Lediglich für einige lineare Effekte erübrigt sich also eine simulative Bewertung der Übertragungsgüte, so daß sich das auf dem Kanalmodell aufbauende Berechnungsverfahren für die Übertragungsgüte nur für eine relativ geringe Zahl von Pfaden in einem Netz eignet.

Zunächst wird das gesamte Netz einer Simulation im Wellenlängenbereich unterzogen (*wavelength-domain simulation*), d.h. die einzelnen optischen Signale werden ihrer Modulationsspektren und Phasenlagen beraubt und durch einfache Impulse im Wellenlängenbereich mit individueller mittlerer Signalleistung repräsentiert. Dadurch werden hinsichtlich der mittleren Signalleistung die Arbeitspunkte im Netz eingestellt, außerdem lassen sich mögliche Beiträge zum Verstärkerrauschen und komponentenbedingten Kanalnebensprechen ermitteln. Als weiteres Ergebnis werden die kritischen Pfade des Netzes ersichtlich.

In einem zweiten Schritt könnte für diese kritischen Pfade eine intensivere und genauere numerisch-simulative Untersuchung (SSFM) hinsichtlich der Übertragungsgüte stattfinden. Aus Komplexitätsgründen erscheint jedoch für iterative Dimensionierungsschritte ein Ansatz basierend auf dem o.a. Kanalmodell und auf einer Fortschreibung des Q-Faktors als geeigneter. Dieser sogenannte *Q budgeting*-Ansatz integriert alle weiteren Degradationsbeiträge mit dem durch Verstärkerrauschen bedingten Q-Faktor. Bei besagter Integration schleichen sich allerdings Fehler ein, so skaliert der logarithmische Q-Faktor beispielsweise mit dem Faktor 10 statt 20. Außerdem stellt der durch chromatische Dispersion bedingte, logarithmische Q-Faktor-Strafterm tatsächlich die logarithmische Augenschließung dar, die erst korrekt in einen Q-Faktor-Strafterm umgesetzt werden müsste.

- Golovchenko et al. [GPB00] entwickelten ein Berechnungsverfahren für die Übertragungsgüte bei transparenter DWDM-Übertragung über sehr lange Unterseekabel.

Eine besondere Eigenschaft von Unterseekabeln ist, daß sie stets aus den neuesten Fasertypen gebaut und mit sehr geringen Kanalleistungen (typischerweise $< 0 \text{ dBm}$) betrieben werden. Daher treten Übertragungseffekte wie PMD und stimulierte Ramanstreuung (SRS) nur minimal auf. Für das Kanalmodell verbleiben also Verstärkerrauschen (ASE), Vierwellenmischung (FWM), Phasenmodulationseffekte (SPM, XPM) sowie chromatische Dispersion (GVD).

Zunächst wird der durch Verstärkerrauschen bedingte Q-Faktor bestimmt, wobei ein EDFA-Modell nach Saleh sowie eine spektrale Vorverkipfung und Glättung der Leistungspegel unterstellt wird. Im Anschluß werden Strafterme auf diesen Q-Faktor berechnet, die auf Vierwellenmischung bzw. Pulsverzerrung (SPM, XPM, GVD) zurückzuführen sind, wobei letzterer mittels einer numerisch-simulativen Untersuchung (SSFM) ermittelt wird. Da für jeden DWDM-Kanal eine eigene XPM-Berechnung durchgeführt wird, hilft auch eine Beschränkung auf 3-5 benachbarte DWDM-Kanäle nur im geringen Maße, eine schnelle

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

Berechnung der Übertragungsgüte zu bewerkstelligen: für N DWDM-Kanäle müssen N sequenzielle SSFM-Durchläufe berechnet werden.

Aus der Betrachtung dieser existierenden Kanalmodelle folgt, daß es recht gute Ansätze für Metro-Anwendungen bzw. Untersee-Übertragung gibt, die aber für die terrestrische Übertragung über sehr große Distanzen ungeeignet sind, weil sie speziell bei den Fasernichtlinearitäten Schwächen aufweisen. Aus diesem Grund wird in den weiteren Abschnitten dieses Kapitels ein neues DWDM-Kanalmodell zusammengestellt, das diese Schwächen behebt.

3.4. KANALMODELL FÜR TERRESTRISCHE DWDM-KERNNETZE MIT SEHR GROSSEN REICHWEITEN

Vielfach findet in der einschlägigen Literatur eine Unterscheidung zwischen linearen und nichtlinearen Effekten statt. Als lineare Effekte werden diejenigen bezeichnet, die von der Signalleistung unabhängig sind und individuelle Wellenlängen beeinflussen [PP02]. Bei den nichtlinearen Effekten handelt es sich um Wechselwirkungen, die durch hohe optische Summenleistungen, ggf. aufgrund des Betriebs im dichten Wellenlängenmultiplex, auftreten. Optische Signale können dabei sowohl sich selbst beeinflussen als auch von Signalen in anderen Wellenlängenkanälen beeinflusst werden. In den folgenden Abschnitten werden zunächst die linearen Übertragungseffekte detailliert, und im Anschluß daran die Fasernichtlinearitäten.

3.4.1. LINEARE KOMPONENTENEFFEKTE

3.4.1.1. SPONTANE EMISSION (ASE)

Glasfaserübertragung geht grundsätzlich mit Dämpfungsverlusten einher, die auf verschiedene Verlustmechanismen zurückzuführen sind. Faserdämpfung repräsentiert dabei den stärksten Verlustmechanismus.

Zur Kompensation der daraus erwachsenden Leistungsverluste werden optische Faserverstärker eingesetzt, die den – erwünschten – Effekt der induzierten Emission nutzen. Der ist leider untrennbar mit dem – unerwünschten – Effekt der spontanen Emission verbunden. Sie äußert sich in geringfügigen Leistungsfluktuationen, die am Empfänger in Fluktuationen des Photostroms (Rauschen) umgesetzt werden. Mit jedem analogen Verstärkungsvorgang wird die analoge Signalqualität unwiederbringlich reduziert, und dieser Vorgang stellt in der Tat den dominierenden Degradationseffekt bei der optischen Übertragung dar.

In diesem Abschnitt wird ein Ausdruck für den Q-Faktor aufgrund der spontanen Emission hergeleitet, der eine Obergrenze für die Übertragungsgüte und damit ein Maß für die Grundperformanz der Übertragung darstellt.

1) FASERDÄMPFUNG

Faserdämpfung wird über den wellenlängenabhängigen Parameter α angegeben. Mathematisch gesehen beschreibt er exponentielle Leistungsverluste bei der Signalausbreitung entlang des zylindrischen Wellenleiters:

$$P_i(z) = P_i(0) \cdot e^{-\alpha_i \cdot z} = P_i(0) \cdot 10^{-\frac{\alpha_i'}{10} z}$$

α_i' $\hat{=}$ Faserdämpfungskoeffizient [dB/km] im i . Wellenlängenkanal

Es gilt, den erlittenen Leistungsverlust durch einen entsprechenden Verstärkergewinn auszugleichen:

$$G_i \cdot e^{-\alpha_i \cdot z} = 10^{\log_{10} G_i} \cdot 10^{-\frac{\alpha_i'}{10} z} \stackrel{!}{=} 1$$

$G_i \hat{=}$ Gewinn eines EDFAs im i . Wellenlängenkanal

II) SPEKTRALE RAUSCHLEISTUNGSDICHTE

Spontane Emission äußert sich in geringfügigen Leistungsfluktuationen, die am Empfänger in Fluktuationen des Photostroms umgesetzt werden. Das ASE-Rauschen wird über seine spektrale Leistungsdichte charakterisiert. Für einen Einzelverstärker ergibt sich [RS00]:

$$S_{ASEi}^{(m)}(f) = \begin{cases} n_{spi}^{(m)} h f_i (G_i^{(m)} - 1) / 2 & \text{für } |f - f_i| \leq B_o / 2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$S_{ASEi}^{(m)}(f) \hat{=}$ spektrale Rauschleistungsdichte [W/Hz] des m . EDFAs im i . Wellenlängenkanal

$G_i^{(m)} \hat{=}$ Gewinn des m . EDFAs im i . Wellenlängenkanal

$n_{spi}^{(m)} \hat{=}$ Populationsinversionsfaktor des m . EDFAs im i . Wellenlängenkanal

III) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Schon in opaken DWDM-Netze ist i.A. eine Vielzahl von EDFAs in den Signalpfad einzuschleifen, um das OSNR des Signals zu wahren. Dies gilt ebenso für DWDM-Netze mit optischer Durchschaltung.

Die spektrale Leistungsdichte des ASE-Rauschens vor dem Empfänger berechnet sich dadurch, daß die Einzelbeiträge aller EDFAs aufaddiert werden, wobei alle Verstärkungs- und Verlustvorgänge vom Ort der Freisetzung bis zum Empfänger durchlaufen werden. Die empfangene ASE-Rauschleistung im i -ten Wellenlängenkanal ergibt sich dann durch Integration über den Durchlaßbereich des vorgeschalteten optischen Filters:

$$S_{ASEi}(f) = \sum_{m=0}^{A-1} S_{ASEi}^{(m)}(f) \cdot \left(\prod_{m'=m+1}^{A-1} G_i^{(m')} e^{-\alpha_i^{(m')} L^{(m')}} \right) \quad (3-33)$$

$S_{ASEi}(f) \hat{=}$ spektrale Rauschleistungsdichte [W/Hz] am Empfänger im i . Wellenlängenkanal

$A \hat{=}$ Zahl der kaskadierten EDFAs

$$P_{ASEi} = 2 \cdot \int_{f_i - B_o/2}^{f_i + B_o/2} S_{ASEi}(f) df = 2 \cdot S_{ASEi}(f) B_o \quad (3-34)$$

$P_{ASEi} \hat{=}$ Rauschleistung [W] am Empfänger im i . Wellenlängenkanal

Der Faktor 2 in Gleichung (3-34) resultiert aus der Präsenz zweier Hauptpolarisationszustände des Signals, für die jeweils ein Rauschen beobachtet wird.

IV) DEGRADATIONSBEITRAG

Diese Rauschleistung kann unmittelbar in Gleichung (3-11) eingesetzt werden. Über den Zusammenhang (3-7) erhält man einen Störabstands- bzw. Q-Faktor-Wert, der aufgrund der Dominanz des ASE-Rauschens bereits eine starke Eingrenzung der Übertragungsgüte vornimmt, ohne weitere Übertragungseffekte analysiert zu haben.

Im Direktempfänger setzt die ASE-Rauschleistung zwei Arten von Rauschen frei: Erstens eine Eigenschwebung der ASE (spontan-spontanes Rauschen), und zweitens eine Schwebung zwischen Signal und ASE (signal-spontanes Rauschen). Diese beiden Rauschterme ergeben sich zu [RS00]:

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$\begin{aligned}
 \sigma_{sp-sp\ i}^2 &= \int_{-B_e}^{B_e} R^2 \left(2S_{ASE\ i}(f) * S_{ASE\ i}(f) \right) df \\
 &= \int_{-B_e}^{B_e} R^2 \left(2 \frac{P_{ASE\ i}}{2B_o} * \frac{P_{ASE\ i}}{2B_o} \right) df \\
 &= R^2 \left(P_{ASE\ i} / B_o \right)^2 (B_o - B_e / 2) \cdot 2B_e
 \end{aligned} \tag{3-35}$$

$$\begin{aligned}
 \sigma_{sig-sp\ i}^2 &= \int_{-B_e}^{B_e} 2R^2 P_i \left(S_{ASE\ i}(f - f_c) + S_{ASE\ i}(f + f_c) \right) df \\
 &= \int_{-B_e}^{B_e} 2R^2 P_i P_{ASE\ i} / B_o df \\
 &= 2R^2 P_i P_{ASE\ i} / B_o \cdot 2B_e
 \end{aligned} \tag{3-36}$$

$\sigma_{sp-sp\ i}^2 \hat{=}$ spontan-spontanes Rauschen [A^2] im i . Wellenlängenkanal

$\sigma_{sig-sp\ i}^2 \hat{=}$ signal-spontanes Rauschen [A^2] im i . Wellenlängenkanal

Bei Vernachlässigung anderer Rauschquellen (thermisches Rauschen, Schrotrauschen, Rauschen aufgrund weiterer Übertragungseffekte) werden σ_o and σ_i in (3-5) ausschließlich durch ASE-Rauschen festgelegt [RS00],

$$\sigma_{0\ i}^2 = \sigma_{sp-sp\ i}^2 \tag{3-37}$$

$$\sigma_{1\ i}^2 = \sigma_{sp-sp\ i}^2 + \sigma_{sig-sp\ i}^2 \tag{3-38}$$

und die Signalqualität, gemessen in Einheiten des Q-Faktors, beträgt:

$$Q = \frac{R \cdot 2P_{rec\ i}}{\sigma_{sp-sp\ i} + \sqrt{\sigma_{sp-sp\ i}^2 + \sigma_{sig-sp\ i}^2}} \tag{3-39}$$

$\sigma_{0\ i}^2 \hat{=}$ Rauschen der '0' [A^2] im i . Wellenlängenkanal

$\sigma_{1\ i}^2 \hat{=}$ Rauschen der '1' [A^2] im i . Wellenlängenkanal

V) VERIFIKATION DURCH ZWEITVERFAHREN

Die durch die spontane Emission der optischen Faserverstärker vorgegebene Grundperformanz läßt sich mittels einer zweiten Berechnungsmethode verifizieren, die den Q-Faktor als Approximationsfunktion des OSNR darstellt.

Gemäß Beziehung (3-11) ergibt sich das OSNR durch Quotientenbildung der an einem Meßpunkt abgelesenen Signal- und Rauschleistungen in einem Wellenlängenkanal. Der für die Signalqualität am Empfänger entscheidende Meßpunkt befindet sich unmittelbar davor.

Der Zähler in Beziehung (3-40) stellt also die vom Transmitter freigesetzte Signalleistung $P^{(0)}(0)$ dar, die alle A Verstärkerabschnitte und die damit zusammenhängenden Verstärkungs- und Dämpfungsvorgänge $G^{(m)}$ bzw. $e^{-\alpha(m)L(m)}$ durchläuft (ein Übertragungsabschnitt mit zweistufigem Verstärker repräsentiert zwei Verstärkerabschnitte).

Im Nenner wird die ASE-Rauschleistung ermittelt: am Ausgang jedes Verstärkerabschnittes wird eine spektrale Rauschleistungsdichte $S_{ASE}^{(m)}(f)$ freigesetzt, die den Verstärkungs- und Dämpfungsvorgängen vom Emissionsort bis zum Empfänger ausgesetzt ist. Die Summe aller Beiträge zur empfängerseitigen ASE-Rauschleistungsdichte $S_{ASE}(f)$ wird anschließend über die Bandbreite B_o des empfängerseitigen optischen Filters integriert, sowie wegen zweier Polarisationhauptzustände, die Rauschleistung führen, verdoppelt. Die resultierende,

empfängerseitige ASE-Rauschleistung P_{ASE} wird zusammen mit der empfängerseitigen Signalleistung der Quotientenbildung zugeführt:

$$OSNR = \frac{P^{(0)}(0) \cdot \prod_{m=0}^{A-1} G^{(m)} e^{-\alpha^{(m)} L^{(m)}}}{2 \cdot \sum_{n=0}^{A-1} \left(S_{ASE}^{(n)}(f) \prod_{m'=m+1}^{A-1} G^{(m')} e^{-\alpha^{(m')} L^{(m')}} \right) B_o} = \frac{P}{2 \cdot S_{ASE}(f) B_o} = \frac{P}{P_{ASE}} \quad (3-40)$$

$OSNR \hat{=}$ Optisches Signal-Rausch-Verhältnis

$P^{(0)}(0) \hat{=}$ mittlere optische Signalleistung [W] am Sender (Faserindex $m=0$, Distanz $z=0$)

$A \hat{=}$ Zahl der Verstärkerabschnitte (*amplifier spans*)

Nun kommt die Marcuse-Approximation (3-7) ins Spiel, die den Q-Faktor als Funktion des OSNR darstellt. Sie stellt eine Vereinfachung des allgemeinen Ansatzes für den Q-Faktor (3-4) dar, dem spontane Emission als einzige Rauschursache unterstellt wird:

$$Q \approx \frac{2OSNR}{\sqrt{B_e/B_o} (1 + \sqrt{1 + 4OSNR})}$$

Durch Vergleich des exakt berechneten Q-Faktors mit diesem zweiten Berechnungsverfahren wurde sichergestellt, daß die Grundperformanz durch spontane Emission, die als Ausgangspunkt für die Berechnung aller weiteren Degradationsbeiträge dient, korrekte Ergebnisse liefert.

3.4.1.2. KOMPONENTENBEDINGTES KANALNEBENSPRECHEN (CROSSTALK)

Ein weiterer Degradationseffekt, der durch die Imperfektion wellenlängenselektiver optischer Komponenten bedingt ist, ist das komponentenbedingte Kanalnebensprechen (*crosstalk*). Diese Komponenten – optische Filter, DWDM-Multiplexer und -Demultiplexer – können benachbarte Wellenlängenkanäle nur endlich gut voneinander trennen, z.T. ist dies auch eine Kostenfrage.

In optischen Netzknoten durchläuft eine Vielzahl von Lichtpfaden ein- und dieselbe Komponenteninfrastruktur. In verschiedenen Wellenlängenkanälen geführt teilen sie sich die knoteninternen Wellenleiter abschnittsweise als Übertragungsmedium. Diese Art und Weise der Signalführung steht und fällt mit der Möglichkeit, nötigenfalls die Lichtpfade an internen Verzweigungen voneinander trennen zu können. Die grundsätzlich analoge Natur der Signalverarbeitung verursacht dabei je nach Güte der verwendeten Komponenten mehr oder weniger großen Leckleistungen, die sich entlang der Signalfade in den Wellenlängenkanälen ansammeln.

Leckleistung, die sich außerhalb der Bandbreite des empfängerseitigen optischen Filters befindet, wird als Außerband-Übersprechen (*interchannel* oder *heterowavelength crosstalk*) bezeichnet. Es ist zunächst unkritisch, da es durch rechtzeitige Filterung weiter reduziert werden kann. Was in einem Signalfad als Außerband-Leckleistung gilt, kann allerdings in anderen Signalfäden zu Inband-Leckleistung werden, sofern ein Leistungsaustausch stattfindet (z.B. durch passive Koppler). Dieses Inband-Übersprechen (*intrachannel* oder *homowavelength crosstalk*) kann durch Filtern nicht wieder revidiert werden. Beide Arten des Übersprechens verfälschen die empfängerseitigen mittleren optischen Leistungen bzw. Photoströme.

Eine Vielzahl optischer Netzknoten wird einer Crosstalk-Analyse leichter zugänglich, indem der betrachtete Netzknoten auf eine einfache optische Kaskade reduziert wird – alle Lichtpfade durchlaufen also dieselbe Anordnung optischer Komponenten. An dieser Stelle findet daher ein Vorgriff auf das Konzept der repräsentativen Signalfade statt (siehe Abschnitt 4.2). Dies funktioniert natürlich nur für homogene Knotenarchitekturen, dafür muß nicht die gesamte knoteninterne Verschaltung der optischen Komponenten nachgebildet werden.

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

1) DEGRADATIONSBEITRAG

Die mathematische Ableitung der Degradationsbeiträge durch Außer- und Inbandübersprechen bei NRZ-OOK-Modulation ist für beide Fälle zunächst identisch. Sie orientiert sich an den Ausführungen in [RS00], das Einbeziehen einer zweiten „Leckwelle“ ermöglicht jedoch eine genauere mathematische Darstellung des Degradationsbeitrages durch Außerband-Nebensprechen.

Startpunkt ist ein Ausdruck für das am Empfänger einfallende elektrische Feld, das aus den drei Beiträgen E_i (erwünschte Welle), E_j und E_k (unerwünschte Leckwellen) besteht. Die Beträge ihrer Einhüllenden seien so normiert, daß aus der Operation $E_n^2/2$ jeweils die mittlere Signalleistung P_i , P_j und P_k resultiert:

$$\begin{aligned} E(t) &= d_i \sqrt{2P_i} \cos(\omega t + \phi_i) \\ &+ d_j \sqrt{2\epsilon P_j} \cos(\omega t + \phi_j) \\ &+ d_k \sqrt{2\epsilon P_k} \cos(\omega t + \phi_k) \end{aligned} \quad (3-41)$$

Alle Beiträge verfügen über einen Faktor $d_n \in \{0;1\}$, der das aufmodulierte binäre Datum darstellt. Bei den Leckwellen j und k sorgt zudem ein Faktor ϵ dafür, daß nur ein Bruchteil der ursprünglichen Signalleistung wirksam wird. Wenn man davon ausgeht, daß die Beiträge j und k aufgrund mangelhafter Filterung zustande gekommen sind, können sie als Nebensprechen des gewünschten Signals i gewertet werden, welches die mittleren Signalpegel der binären Symbole verändert - und damit ggf. die Differenz der zugehörigen mittleren Photoströme reduziert.

Die dem elektrischen Feld entsprechende mittlere optische Leistung am Empfänger erhält man durch Quadrieren und Ausmultiplizieren des Ausdrucks (3-41):

$$\begin{aligned} P(t) &= E(t)^2 \\ &= d_i^2 2P_i \cos^2(\omega t + \phi_i) \\ &+ d_j^2 2\epsilon P_j \cos^2(\omega t + \phi_j) \\ &+ d_k^2 2\epsilon P_k \cos^2(\omega t + \phi_k) \\ &+ 2 \cdot d_i d_j 2\sqrt{P_i \epsilon P_j} \cos(\omega t + \phi_i) \cos(\omega t + \phi_j) \\ &+ 2 \cdot d_i d_k 2\sqrt{P_i \epsilon P_k} \cos(\omega t + \phi_i) \cos(\omega t + \phi_k) \\ &+ 2 \cdot d_j d_k 2\sqrt{\epsilon P_j \epsilon P_k} \cos(\omega t + \phi_j) \cos(\omega t + \phi_k) \end{aligned} \quad (3-42)$$

Dieser Ausdruck kann weiter vereinfacht werden; u.a. erlauben trigonometrische Identitäten das Streichen von Leistungskomponenten, die außerhalb der optischen Bandbreite des betrachteten Wellenlängenkanals liegen:

$$d_n^2 = d_n, \quad \cos^2 x = \frac{1}{2} (1 + \underbrace{\cos 2x}_{\rightarrow 0}), \quad \cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x-y) + \cos(x+y)] \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} P(t) &= d_i P_i \\ &+ d_j \epsilon P_j \\ &+ d_k \epsilon P_k \\ &+ d_i d_j \sqrt{P_i \epsilon P_j} \cos(\phi_i - \phi_j) \\ &+ d_i d_k 2\sqrt{P_i \epsilon P_k} \cos(\phi_i - \phi_k) \\ &+ d_j d_k 2\sqrt{\epsilon P_j \epsilon P_k} \cos(\phi_j - \phi_k) \end{aligned} \quad (3-43)$$

Dieser Ausdruck ist der Ausgangspunkt für die Betrachtung von Außerband- und Inband-Übersprechen, die anschließend getrennt voneinander durchgeführt wird. Für den zu ermittelnden Degradationsbeitrag wird jedoch in allen Fällen angenommen, daß die Beiträge j und k jeweils die ungünstigsten Symbolwerte und Phasenlagen annehmen (*worst case*). Dieser Ansatz ist insbesondere für die hier exemplarisch untersuchte, geringe Zahl von Störbeiträgen notwendig, für größere Zahlen von Systemwellenlängen und Fasern, aus denen sich eine größere Zahl von Störbeiträgen ergibt, könnte man auch zu einer statistischen Betrachtung übergehen.

Unter der – gerechtfertigten – Annahme, daß in Übertragungssystemen mit optischen Verstärkern das signalabhängige ASE-Rauschen dominant ist, läßt sich ein einfacher Ausdruck für die Q-Faktor-Degradation gewinnen:

$$\sigma_1 \sim \sqrt{P_1}, \sigma_0 \ll \sigma_1 \Rightarrow$$

$$QP_{XT} = \frac{Q(\varepsilon)}{Q(\varepsilon=0)} \approx \frac{[P_1(t) - P_0(t)] / \sqrt{P_1(t)}}{[P_1(t) - P_0(t)] / \sqrt{P_1(t)} \Big|_{\varepsilon=0}} \quad (3-44)$$

II) AUSSERBAND-NEBENSPRECHEN

Wie oben erwähnt sollen die Beiträge j und k jeweils die ungünstigsten Symbolwerte und Phasenlagen annehmen, um den *ungünstigsten Fall* des Nebensprechens hervorzurufen. Dieser ergibt sich allgemein, wenn die Differenz der mittleren empfangenen Leistungen $P_I(t) - P_0(t)$ minimiert wird.

Beim Außerband-Nebensprechen ergibt sich dieser Fall, wenn die Störbeiträge j und k aus komplementär modulierten Kanälen stammen. Außerdem können manche Phasenterme entfallen, wenn der spektrale Abstand der zugrundeliegenden Kanäle größer als die Empfängerbandbreite ist:

$$d_{j,k} = 0 \text{ (worst case für } d_i = 1),$$

$$d_{j,k} = 1 \text{ (worst case für } d_i = 0),$$

$$\cos(\phi_{i,j} + \phi_{j,k}) = 0$$

Die mittleren empfangenen Leistungen und die Q-Faktor-Einbuße für den Fall des Außerband-Übersprechens ergeben sich damit zu

$$P(t) \Big|_{d_i=1} = P_i \quad (3-45)$$

$$P(t) \Big|_{d_i=0} = \varepsilon P_j + \varepsilon P_k \quad (3-46)$$

$$\begin{aligned} QP_{XT \text{ IrCh}, i} &= \sqrt{1 - \varepsilon P_j / P_i - \varepsilon P_k / P_i} \\ &= \sqrt{1 - (\varepsilon P_j + \varepsilon P_k) / P_i} \\ &= \sqrt{1 - \sum \varepsilon} \quad (\text{für } P_i = P_j = P_k) \end{aligned} \quad (3-47)$$

III) INBAND-NEBENSPRECHEN

Beim Inband-Nebensprechen ergibt sich der ungünstigste Fall für den empfängerseitigen Entscheider, wenn die Störbeiträge j und k aus gleichartig modulierten Kanälen stammen. Die Phase dieser Beiträge soll genau gegenphasig sein. Außerdem ist für den Fall kleiner Störbeiträge ε eine Streichung der weniger ergebniswirksamen Terme möglich:

$$d_{j,k} = 1 \text{ (worst case für } d_i = 1),$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$d_{j,k} = 0 \text{ (worst case für } d_i = 0 \text{),}$$

$$\cos(\phi_{i,j} + \phi_{j,k}) = -1,$$

$$\varepsilon \ll \sqrt{\varepsilon} \text{ (für } \varepsilon \ll 1 \text{)}$$

Die mittleren empfangenen Leistungen und die Q-Faktor-Einbuße für den Fall des Inband-Übersprechens ergeben sich damit analog:

$$\begin{aligned} P(t)|_{d_i=1} &= P_i + \varepsilon P_j + \varepsilon P_k \\ &\quad - 2\left(\sqrt{P_i \varepsilon P_j} + \sqrt{P_i \varepsilon P_k} + \sqrt{\varepsilon P_j \varepsilon P_k}\right) \\ &\approx P_i - 2\left(\sqrt{P_i \varepsilon P_j} + \sqrt{P_i \varepsilon P_k}\right) \end{aligned} \quad (3-48)$$

$$P(t)|_{d_i=0} = 0 \quad (3-49)$$

$$\begin{aligned} QP_{XT \text{ laCh},i} &= \sqrt{1 - 2\left(\sqrt{\varepsilon P_j / P_i} + \sqrt{\varepsilon P_k / P_i}\right)} \\ &= \sqrt{1 - 2\sum \sqrt{\varepsilon}} \quad (\text{für } P_i = P_j = P_k) \\ &= \sqrt{1 - 2\left(\sqrt{\varepsilon E_j^2 / E_i^2} + \sqrt{\varepsilon E_k^2 / E_i^2}\right)} \\ &= \sqrt{1 - 2\left(\sqrt{\varepsilon} E_j + \sqrt{\varepsilon} E_k\right) / E_i} \end{aligned} \quad (3-50)$$

Man beachte, daß die formelmäßige Darstellung des Inband-Übersprechens für identische Kanalleistungen von jener in [RS00] abweicht. Dort wird überschlägig - wie beim Außerband-Übersprechen - das lineare Aufsummieren der Störbeiträge ε durchgeführt, während sich tatsächlich deren Quadratwurzeln addieren. Daher sollte die Berechnung des Inband-Übersprechens besser in Einheiten des elektrischen Feldes vorgenommen werden.

IV) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Entlang transparenter optischer Pfade funktioniert die Berechnung prinzipiell wie oben dargestellt. Allerdings gehen Feld- bzw. Leistungskomponenten i, j und k in die Berechnung ein, die mehr als einen optischen Netzknoten durchlaufen haben.

Andere Vorarbeiten, z.B. die in [RS00], gehen von linearem Aufaddieren der Beiträge aus, das - wie am Ende des vorigen Abschnitts ersichtlich wurde - für das Inband-Nebensprechen nicht zu rechtfertigen ist.

3.4.2. LINEARE FASEREFFEKTE

Die Mehrzahl der in diesem Kapitel betrachteten Übertragungseffekte kann aus der nichtlinearen Schrödingergleichung (NLSE) für Mehrkanalsysteme (7-23) abgeleitet werden, deren Herleitung im Abschnitt C.5.2 erfolgt. Nur in seltenen Ausnahmefällen ist die analytische Lösung der NLSE möglich.

Einer dieser Ausnahmefälle wird durch eine spezielle RZ-(*return-to-zero*)-Pulsform, den Gaußschen Puls, repräsentiert. Ihr Einsatz bei der Abschätzung von Übertragungseffekten ist allgemein üblich, und so bedarf es auch in diesem Abschnitt der Betrachtung Gaußscher Pulse, um analytische Lösungen zu erlangen. Die Übertragung auf andere Modulationsformate gestaltet sich aber recht unkompliziert (z.B. durch Kurvenanpassung).

3.4.2.1. POLARISATIONSMODEN-DISPERSION (PMD)

Entgegen der Begriffsdefinition können Einmodenfasern sehr wohl mehrere - nämlich zwei - Moden führen, deren transversal zur Ausbreitungsrichtung zeigende Feldvektoren aufeinander

senkrecht stehen; man spricht dabei auch von Hauptpolarisationszuständen¹ (*principal states of polarization, PSP*).

Schon geringfügige geometrische Abweichungen von der zylindrischen Grundform des Wellenleiters, wie sie durch den Herstellungsprozeß, Temperaturschwankungen oder mechanische Spannungen hervorgerufen werden können, führen abschnittsweise zu unterschiedlichen Ausbreitungsbedingungen der beiden PSPs. Dadurch können sowohl polarisationsbedingte Leistungsverluste als auch Doppelbrechung auftreten.

Letztere verursacht eine Gruppenlaufzeitdifferenz (*differential group delay, DGD*), welche zur Verzerrung (zeitlichen Verbreiterung) der optischen Pulse und damit zur Intersymbol-Interferenz (ISI) führen. Abhängig vom Ausmaß der PMD verschlechtern sich also die Bedingungen, unter denen beim Empfänger die binäre Unterscheidung der empfangenen Symbole durchzuführen ist.

Standardfasern können durch eine Vielzahl kurzer, hintereinandergeschalteter Faserstücke mit linearer Doppelbrechung modelliert werden. In solchen Faserabschnitten bleiben die Polarisationszustände von einfallendem Licht erhalten und es ergibt sich eine zur Faserlänge L proportionale Gruppenlaufzeitdifferenz $\tau \sim L$. Zufällige Änderungen der Doppelbrechung, d.h. Verkippung der PSPs, entlang der Glasfaser führen zu einer Mittelung der Ausbreitungsbedingungen sowie der Gruppenlaufzeitdifferenz. Diese mittlere DGD ergibt sich aus dem PMD-Parameter sowie der Länge der Faser zu [B02]:

$$\langle \tau \rangle = D_{PMD} \sqrt{L} \quad (3-51)$$

$\langle \tau \rangle \hat{=} \text{mittlere DGD [s] aufgrund PMD}$

$D_{PMD} \hat{=} \text{Faser-PMD-Parameter [s}/\sqrt{\text{m}}]$

In neueren Fasertypen gilt $D_{PMD} \leq 0.1 \text{ ps} / \sqrt{\text{km}}$, dieser Materialparameter kann aber in Fasern aus den Jahren vor 1996 auch sehr viel größere Werte aufweisen.

I) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Gleichung (3-51) kann für kaskadierte Faserstücke m verallgemeinert werden. Bei der PMD-Metrik $D_{PMD}^{(m)2} \cdot L^{(m)}$ handelt sich um den Beitrag des betrachteten Faserstücks zur quadrierten PMD-Gruppenlaufzeitdifferenz. Dieser Berechnungsschritt wird durch [SCT01], [ACE02] und [PP02] bestätigt.

$$\langle \tau \rangle = \sqrt{\sum_{m=0}^{F-1} (D_{PMD}^{(m)2} \cdot L^{(m)})} \quad (3-52)$$

II) REDUZIERTE AUGENÖFFNUNG AM EMPFÄNGER

Im folgenden Abschnitt wird für IM-DD Übertragungssysteme eine im Vergleich zu idealen Übertragungsbedingungen reduzierte Augenöffnung (*eye opening penalty, EOP*) am Empfänger hergeleitet, und zwar anhand der innersten, durch 101010... Pulsfolgen (Periode $2 \cdot T$) erzeugten Linien des Augendiagramms. Es handelt sich dabei um den Ansatz von Chen [Ch99].

Ausgangspunkt der Herleitung ist der Photostrom am Empfänger. Er ist proportional zur einfallenden Leistung $P_i(t)$ bzw. zum (Betrag-)Quadrat der einfallenden Welle $E_i(t)$:

$$I(t) = R \cdot P_i(t)$$

$$P_i(t) = E_i^2(t)$$

$$E_i(t) = k \cdot (1 + a \cdot \cos(\omega_0 t))$$

¹ Nicht zu verwechseln mit der dielektrischen Polarisation, die molekulare Ladungstrennung beschreibt.

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$\omega_0 = 2\pi/2T = \pi/T$$

$$I(t) \hat{=} \text{mittlerer Photostrom [A]}$$

$$k, a \hat{=} \text{Empfängerparameter}$$

Unter der Annahme, daß das elektrische Tiefpaßfilter am Empfänger Oberwellen ausfiltert, erhält man für den Photostrom

$$I(t) = R \cdot \left(1 + \underbrace{\frac{2a}{1+a^2/2}}_{\frac{1-r}{1+r}} \cos \omega_0 t \right) \cdot \underbrace{k^2 (1+a^2/2)}_{P_{reci}} \quad (3-53)$$

Das Tiefpaßfilter bewirkt, daß der Photostrom proportional zum Mittelwert P_{reci} der einfallenden Leistung $P(t)$ ist [BV02]. Man beachte, daß für das Auslöschungsverhältnis r (*extinction ratio*) die nicht ITU-konforme Definition benutzt wurde, welche die Leistung des '0'-Symbols durch die Leistung des '1'-Symbols teilt.

Weiter oben wurde angeführt, daß sich die PMD darin äußert, daß sich das transversale elektrische Feld einer Welle in zwei auseinanderlaufende Polarisationszustände aufteilt. Eine entsprechende Umformulierung von Gleichung (3-53) führt zur Darstellung

$$\begin{aligned} I(t) &= R \cdot \left[\gamma \cdot \left(1 + \frac{1-r}{1+r} \cos(\pi t/T) \right) + (1-\gamma) \cdot \left(1 + \frac{1-r}{1+r} \cos(\pi(t-\tau)/T) \right) \right] \cdot P_{reci} \\ &= R \cdot \left[1 + \frac{1-r}{1+r} \cdot EOP \cdot \cos(\pi/T(t-\delta)) \right] \cdot P_{reci} \end{aligned} \quad (3-54)$$

$$EOP \hat{=} \text{Augenschließung durch PMD}$$

$$\gamma \hat{=} \text{Leistungsanteil eines der beiden PSPs}$$

$$\tau \hat{=} \text{zufällige DGD [s]}$$

$$\delta \hat{=} \text{langsame zeitliche Drift [s] (Ausgleich durch Taktsynchronisation)}$$

Für die Augenschließung EOP sind in der Literatur verschiedene, jedoch äquivalente Darstellungen angegeben, die sich mittels trigonometrischer Identitäten ineinander überführen lassen:

$$EOP = \sqrt{\left[1 + \cos(\pi\tau/T) + (1-2\gamma)^2 (1 - \cos(\pi\tau/T)) \right]} / 2 \quad [\text{Ch99}]$$

$$= \sqrt{\cos^2(\pi\tau/2T) + (1-2\gamma)^2 \sin^2(\pi\tau/2T)} \quad [\text{BV02}]$$

$$= \sqrt{1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2(\pi\tau/2T)} \quad [\text{BV02}], [\text{IO98}], [\text{OAI99}]$$

Auf logarithmischer Skala ergibt sich eine Augenschließung von

$$EOP_{dB} = -10 \cdot \log_{10} EOP|_{\gamma=0.5} \quad (3-55)$$

$$= -10 \cdot \log_{10} |\cos(\pi\tau/2T)| \quad (3-56)$$

In der Literatur finden sich für $\pi\tau < 2T$ zwei Näherungen, die die Pulsform in die Betrachtung integrieren. Sie unterscheiden sich dahingehend, wie der Parameter der Leistungsaufteilung γ Eingang findet:

$$EOP_{dB} \approx A_1 \cdot (\tau/T)^2 \cdot \gamma(1-\gamma) \quad (1. \text{Modell}) \quad (3-57)$$

$$\approx A_2 \cdot (\tau/T)^2 \cdot 1/4 \cdot \sin^2(\pi\gamma) \quad (2. \text{Modell}) \quad (3-58)$$

$$A_i \hat{=} \text{Pulsform-Faktoren}$$

Die Gleichungen (3-57) und (3-58) geben jeweils den Momentanwert der empfängerseitigen EOP aufgrund PMD wieder. Ihre jeweiligen Pulsform-Faktoren sind im allgemeinen Fall nicht

austauschbar – ein Detail, das oft unbeachtet bleibt. Da im praxisrelevanten Fall $\gamma=1/2$ die beiden Modelle jedoch übereinstimmen, wirkt sich dies normalerweise nicht auf das Ergebnis aus. Tabelle 3.4 zeigt die Zusammenstellung einiger Puls-Formfaktoren für verschiedene IM-DD Modulationsformate.

Tabelle 3.4 – Puls-Formfaktoren für verschiedene Modulationsformate

Modulationsformat	Puls-Formfaktoren	
	A ₁	A ₂
NRZ	21.4 [KK97]	70 [N01]
	26 [PTC91]	
RZ 50		30 [N01]
RZ Gaussian	25 [D19]	
RZ Raised Cos ($\alpha=0,5$)	21 [KGV03]	

III) DEGRADATIONSBEITRAG

Der Momentanwert der EOP (bzw. DGD) durch PMD zeigt zufällige Fluktuationen, die durch veränderliche Umweltbedingungen diktiert werden. Es ist daher eine statistische Beschreibung vonnöten, die angibt, mit welcher relativen Häufigkeit die jeweiligen Momentanwerte auftreten (Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion). Unter Vorgabe eines Maximalwertes für die EOP (bzw. DGD) läßt sich dann die Wahrscheinlichkeit abrufen, daß diese Schwelle überschritten wird (Ausfallwahrscheinlichkeit). In einem weiteren Schritt läßt sich ein Abschlag auf die Übertragungsgüte ableiten, der eine Funktion dieser Ausfallwahrscheinlichkeit ist.

Durch Messungen ließ sich zeigen, daß der Momentanwert der DGD einer Maxwell-Verteilung gehorcht [AKR03]¹:

$$pdf_{\Delta\tau}(\Delta\tau) = \frac{32}{\pi^2} \frac{\Delta\tau^2}{\langle\Delta\tau\rangle^3} e^{-\frac{4}{\pi}(\Delta\tau/\langle\Delta\tau\rangle)^2} \quad (3-59)$$

Für solchermaßen verteilte DGDs $\Delta\tau$ und zufällige Leistungsaufteilung auf die PSPs läßt sich aus Gleichung (3-57) eine negativ-exponentielle Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der EOP (in dB) herleiten [KGV03]:

$$pdf_{EOP_{dB}}(EOP_{dB}) = \eta \cdot e^{-\eta \cdot EOP_{dB}} \quad (3-60)$$

$$\eta = \frac{16}{A_1 \pi \langle\Delta\tau\rangle^2 B^2}$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der linearen EOP erhält man durch Skalentransformation von (3-60):

$$pdf_{EOP}(EOP) = pdf_{EOP_{dB}}(f^{-1}(EOP)) \left| \frac{d}{dEOP_{dB}} f(f^{-1}(EOP)) \right|$$

$$EOP = f(EOP_{dB}) = 10^{EOP_{dB}/10}$$

$$EOP_{dB} = f^{-1}(EOP) = 10 \cdot \log_{10} EOP$$

¹ Das sogenannte Hinge-Modell führt demgegenüber zu einem marginal ausgeprägteren Schweif der PDF.

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der linearen *EOP* läßt sich ihrerseits über Zusammenhang (3-61) in die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Q-Faktors umsetzen [KGV03]:

$$Q \approx EOP \cdot Q_{ASE} \quad (3-61)$$

$$pdf_Q(Q) \approx \begin{cases} \frac{10}{\ln 10} \eta / Q \cdot (Q_{ASE}/Q)^{\frac{10}{\ln 10} \eta} & \text{für } 0 \leq Q \leq Q_{ASE} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$Q_{ASE} \hat{=} \text{Q-Faktor aufgrund spontaner Emission (ASE)}$

Ausdruck (3-61) liegt keine neue Annahme zugrunde. Sein Geltungsbereich ist derselbe wie bei Gleichung (3-57) (DGDs sehr viel kleiner als die Bitdauer).

Die weiter oben eingeführte Ausfallwahrscheinlichkeit besagt, in welchem zeitlichen Ausmaß sich die fluktuierenden Größen DGD bzw. Q jenseits tolerierbarer Schwellwerte $\Delta\tau_{max}$ bzw. Q_{min} befinden:

$$\begin{aligned} OP &= \int_{\Delta\tau_{max}}^{+\infty} pdf_{\Delta\tau}(\Delta\tau) d\Delta\tau \\ &= \int_0^{Q_{min}} pdf_Q(Q) dQ \\ &= \underbrace{\left(\frac{Q_{min}}{Q_{ASE}} \right)^{\frac{10}{\ln 10} \eta}}_{QP_{PMD}} \end{aligned} \quad (3-62)$$

$OP \hat{=} \text{Ausfallwahrscheinlichkeit (outage probability)}$

$Q_{min} \hat{=} \text{minimal akzeptabler Q-Faktor aufgrund ASE und PMD}$

Das Auflösen von Gleichung (3-62) nach QP_{PMD} liefert

$$QP_{PMD} = OP \frac{\ln 10 \cdot A \cdot \pi (\Delta\tau)^2 B^2}{16} \quad (3-63)$$

$QP_{PMD} \hat{=} \text{Q-Faktor-Abschlag aufgrund PMD}$

Die analytische Berechnungsvorschrift (3-63) ist unabhängig vom Q-Faktor-Referenzwert Q_{ASE} und ist sehr einfach und schnell auszuwerten. Beim Vergleich dieser Berechnungsvorschrift mit simulativ gewonnenen Werten zeigt sich sehr gute Übereinstimmung für die PMD 1. Ordnung [D26][ZLS06].

3.4.2.2. CHROMATISCHE DISPERSION (GVD)

Chromatische Dispersion (*group velocity dispersion, GVD*) beschreibt wellenlängenabhängige Ausbreitungsbedingungen entlang der Glasfaser. Ursächlich sind für GVD zwei Einzeleffekte verantwortlich:

- Materialdispersion – Wenn ein dielektrisches Material wie Quarzglas einem elektrischen Feld ausgesetzt wird, dann erfahren die Ladungen seiner Moleküle Auslenkungen aus ihrer ursprünglichen Position. Diese sogenannte dielektrische Polarisation $P(\omega)$ ist frequenzabhängig und mit den Wellenausbreitungsbedingungen verknüpft:

$$P(\omega) = \epsilon_0 \chi(\omega) E(\omega) \quad (3-64)$$

$$D(\omega) = \epsilon_0 E(\omega) + P(\omega) = \epsilon_0 [1 + \chi(\omega)] E(\omega) \stackrel{Def.}{=} \epsilon_0 n^2(\omega) E(\omega) \quad (3-65)$$

$$n(\omega) = \sqrt{1 + \chi(\omega)} \quad (3-66)$$

$P(\omega) \hat{=} \text{dielektrische Polarisation}$

$D(\omega) \hat{=} \text{elektrische Flußdichte}$

Die Brechzahlen von Faserkern und -mantel sind also frequenzabhängig. Die dafür verantwortliche GröÙe ist die Suszeptibilität $\chi(\omega)$ des Wellenleitermaterials.

- Wellenleiterdispersion – Des weiteren ist die Verteilung der optischen Leistung zwischen Faserkern und -mantel wellenlängenabhängig, so daÙ sich auch die Gewichtung ihrer Brechzahlen zur effektiven Brechzahl n_{eff} entsprechend verändert:

$$n_2(\omega) \leq n_{eff}(\omega) \leq n_1(\omega) \quad (3-67)$$

Beide Effekte zusammen bewirken, daÙ sich zwischen unterschiedlichen spektralen Pulsbestandteilen Gruppenlaufzeitdifferenzen ergeben, die sogar innerhalb von Wellenlängenkanälen signifikant sind und dadurch zu einer zeitlichen Pulsverbreiterung führen. Sie drohen, die Fehleranfälligkeit des Entscheidungsprozesses im Empfänger aufgrund von Intersymbol-Interferenz (ISI) zu steigern.

Während der Anteil der Materialdispersion weitgehend durch Materialparameter feststeht, können durch geschickte Wahl des Brechzahlprofils einer Faser die Wellenleiterdispersion und damit deren chromatische Dispersionseigenschaften eingestellt werden.

Der Ausbreitungskoeffizient 2. Ordnung β_2 vereint in sich die Anteile der Materialdispersion sowie der Wellenleiterdispersion. Er ergibt sich mathematisch durch eine Taylor-Entwicklung der Ausbreitungskonstanten $\beta(\omega)$ um die jeweilige Träger-Kreisfrequenz ω_0 :

$$\beta(\omega) \stackrel{Taylor}{\approx} \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (3-68)$$

Gewöhnlich erfolgt bei Glasfasern die Charakterisierung der Dispersionseigenschaften über den GVD-Parameter D , der direkt mit dem Ausbreitungskoeffizienten 2. Ordnung verknüpft ist:

$$D(\omega) = D_{mat}(\omega) + D_w(\omega) = -\frac{\omega^2}{2\pi c} \beta_2(\omega) \quad (3-69)$$

$$D(\omega) \hat{=} \text{Faser-GVD-Parameter [s/m}^2\text{]}$$

I) AUGENSCHLIESSUNG AM EMPFÄNGER

In diesem Abschnitt wird zunächst die zeitliche Pulsverbreiterung aufgrund der GVD ermittelt. Dies erfolgt unter der Annahme GauÙscher Pulsform (RZ), weil diese eine vereinfachte NLSE (ohne Nichtlinearitäten) analytisch lösen läÙt. Das Ergebnis wird anschlieÙend durch Kurvenanpassung auf andere Modulationsformate übertragen.

Das theoretische Fundament dieses Ansatzes entstammt [RS00] und ist identisch mit dem aus [EWA88]. Beide Vorarbeiten liefern eine praktisch identische Pulsverbreiterung $T(z)/T(0)$:

$$T(z) = T(0) \sqrt{1 + (z/z_D)^2} \quad \text{mit } z_D \stackrel{Def.}{=} T(0)^2 / |\beta_2| \quad (3-70)$$

$$T(z) \hat{=} \text{Pulsbreite [s] nach der Distanz } z$$

$$z_D \hat{=} \text{Dispersionslänge [m]}$$

Am Sender muÙ ein KompromiÙ zwischen zeitlicher und spektraler Pulsbreite gefunden werden. Bei optimaler Wahl der Pulsbreite bei $z=0$ gilt am Ende des Faserstücks bei $z=L$:

$$T_{opt}(0) = \sqrt{|\beta_{2i}|L} = \sqrt{\frac{2\pi c}{\omega^2} |-D_i L|} \quad (3-71)$$

$$T_{opt}(L) = \sqrt{2} \cdot T_{opt}(0) \quad (3-72)$$

Unter diesen Umständen ist die senderseitig eingestellte Pulsdauer stets der Übertragungsdistanz anzupassen. Dies mag zunächst abwegig erscheinen, liefert aber die (theoretisch) minimale Pulsverbreiterung für RZ-OOK-Modulation. Senderseitig eingestellte Pulsdauern sind bei anderen Modulationsformaten durchaus Untersuchungsgegenstand [DLM04]; Ansätze der optischen Vorverzerrung könnte man ggf. als Verallgemeinerung davon aufzufassen.

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

GVD-bedingte Intersymbol-Interferenz darf am Empfänger lediglich im geringen Maß auftreten. Die finale Pulsbreite $T^{rms}(L)$ soll einen Bruchteil ϵ_{GVD} der Bitperiode T_b bzw. der inversen Bitrate $1/B$ nicht überschreiten¹:

$$\begin{aligned} T^{rms}(L) &= T_{opt}(L)/\sqrt{2} = T_{opt}(0) \\ &= \sqrt{\frac{2\pi c}{\omega^2} |-D_i L|} \\ &\leq \frac{\epsilon_{GVD}}{B} \end{aligned} \quad (3-73)$$

Am Empfänger ergibt sich eine Augenschließung. Sie läßt sich mittels Kurvenanpassung aus simulativ gewonnenen Messwerten bestimmen [EWA88]:

$$EOP_{dB} \approx 92.64 \epsilon_{GVD}^2 + 9.86 \epsilon_{GVD} \quad (3-74)$$

Die relativ großen Koeffizienten lassen erahnen, daß sich schon bei kleinen Bruchteilen ϵ_{GVD} der Bitperiode eine nennenswerte Augenschließung einstellt.

II) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Gleichung (3-73) kann für kaskadierte Faserstücke m verallgemeinert werden. Bei der GVD-Metrik $D_i^{(m)} L^{(m)}$ handelt sich um den Beitrag des betrachteten Faserstücks zur – auf den Spektralabstand bezogenen – GVD-Gruppenlaufzeitdifferenz:

$$\begin{aligned} T^{rms}(L) &= \sqrt{\frac{2\pi c}{\omega^2} \sum_{m=0}^M |-D_i^{(m)} L^{(m)}|} \\ &\leq \frac{\epsilon_{GVD}}{B} \end{aligned} \quad (3-75)$$

III) DEGRADATIONSBEITRAG

Analog zum PMD-Modell liegt ein EOP-Momentanwert vor, der im Fall der GVD allerdings keiner zufälligen Fluktuation aufgrund veränderlicher Umwelteinflüsse unterliegt. Daher ist es unnötig, eine statistische Beschreibung des EOP-Momentanwertes einzuführen. Die Umsetzung des EOP in einen Q-Faktor-Abschlag erfolgt über die Beziehung (3-19).

3.4.3. NICHTLINEARE FASEREFFEKTE

3.4.3.1. SELBST-PHASENMODULATION (SPM)

Die Selbstphasenmodulation (SPM) stellt eine von insgesamt drei Ausprägungen des nichtlinearen Kerr-Effekts dar. Die nichtlineare Suszeptibilität 3. Ordnung $\chi^{(3)}$ (eine Materialeigenschaft) verursacht nichtlineare dielektrische Polarisierung des Mediums und in der Folge einen wellenlängenabhängigen Anstieg der Brechzahl bei sehr hohen elektrischen Feldern, wie sie in DWDM-Übertragungssystemen vorkommen. Dies ist die Ursache zweier Phasenmodulationseffekte (SPM, XPM) sowie der Vierwellenmischung (FWM).

Ausgangspunkt für die Untersuchung der Phasenmodulationseffekte ist die Multi-Wellenlängen-NLSE für das Probensignal A_i . Eine analytische Lösung für die Einhüllende kann dargestellt werden wenn die Terme für FWM, SRS und GVD gestrichen werden sowie der Term für die DGD verschwindet, was durch Koordinatentransformation erreicht werden kann (mitbewegter Referenzrahmen) [A01]:

$$A_i(z,t) = A_i(0,t) \cdot e^{-\frac{\alpha_i}{2} z} \cdot e^{\Phi_i(z,t)}$$

¹ Man beachte die Änderung der Pulsweitenmessung von halber 1/e-Breite auf RMS-Breite

$$\Phi_i(z, t) = -\gamma_i \left[\int_{z'=0}^z \xi_{pol} |A_i(0, t)|^2 \cdot e^{-\alpha_i z'} dz' + \sum_{j=0; j \neq i}^{W-1} \int_{z'=0}^z \xi_{pol} |A_j(0, t + d_{ij} z')|^2 \cdot e^{-\alpha_j z'} dz' \right] \quad (3-76)$$

Selbstphasenmodulation, repräsentiert durch den ersten Term in Gleichung (3-76), bezeichnet die Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium, die eine Pumpwelle A_i aufgrund ihrer Intensität bzw. Leistung ($\sim |A_i|^2$) an sich selbst verursacht. Dies führt zu einer nichtlinearen Phasenverschiebung $\Phi_i(z, t)$ bzw. zu Abweichungen von der Trägerfrequenz $df_i(z, t)$ (Chirp):

$$\Phi_i(z, t) = -\gamma_i \int_{z'=0}^z |A_i(0, t)|^2 \cdot e^{-\alpha_i z'} dz' = -\gamma_i P_i(0, t) z_{eff}$$

mit

$$|A_i(0, t)|^2 = P_i(0, t), \quad \int_{z'=0}^z e^{-\alpha_i z'} dz' = \frac{1 - e^{-\alpha_i z}}{\alpha_i} = z_{eff}$$

$$df_i(z, t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \Phi_i(z, t) \quad (3-77)$$

Steigende (fallende) Pulsflanken weiten das Signalspektrum hin zu niedrigeren (höheren) Frequenzen aus, und als Resultat erhält man ein symmetrisch verbreitertes Signalspektrum [RUE02]

I) AUGENSCHLIESSUNG AM EMPFÄNGER (P_{MAX} -GESETZ)

Die SPM konnte sich bislang einer praxisnahen, analytischen Formulierung als Funktion der Systemparameter widersetzen. Zwar gibt es bereits einige entsprechende Ansätze, wie z.B. die Darstellung des durch SPM auf der Übertragungsstrecke verursachten Chirp als äquivalenten Chirp am Sender, oder Formulierungen als Störungsansatz. Die Anwendbarkeit dieser analytischen Modelle beschränkt sich jedoch auf Übertragungssysteme mit geringen optischen Summenleistungen. Daher erfolgt an dieser Stelle ein Rückgriff auf das sogenannte P_{MAX} -Gesetz [EFS00], das ursprünglich für Übertragungsstrecken mit FOCS-Dispersionsschema entwickelt wurde. Es basiert auf der Auswertung von SSFM-Simulationen und besagt, daß das Produkt aus der Zahl der Übertragungsabschnitte F mit ihrer Kanaleingangsleistung P_i eine Größe P_{MAX} nicht übersteigen darf, damit für die Einbuße bei der Augenöffnung $EOP \leq 1$ dB gilt:

$$F \cdot P_i \leq P_{MAX} \quad \Leftrightarrow \quad F \cdot \frac{P_i}{P_{MAX}} \leq 1 \quad \Rightarrow \quad \sum_{m=0}^{F-1} \frac{P_i^{(m)}}{P_{MAX}^{(m)}} \leq 1 \quad (3-78)$$

Der letzte Ausdruck stellt dabei eine Verallgemeinerung für Übertragungsstrecken mit gemischten Fasertypen dar. Sofern also $P_i^{(m)}$ und das durch Simulation ermittelte $P_{MAX}^{(m)}$ bekannt sind, steht die SPM-bedingte Reichweitenbeschränkung fest.

In [EFS00] wurden zahlreiche Werte für die maximale Zahl der Übertragungsabschnitte $F=f(B, P_i)$ in Abhängigkeit von der Kanalbitrate B , der Kanaleingangsleistung P_i sowie der Faserdispersion D_{GVD} ermittelt (Abb. 3.4 zeigt eine Darstellung für $D_{GVD}=17$ ps/(nm·km)). Durch Gleichsetzen mit dem nach F aufgelösten P_{MAX} -Gesetz $F=P_{MAX}/P_i$ kommen die Kurven zur Deckung (Abb. 3.5) und lassen sich wie folgt approximieren:

$$P_{max}^{FOCS} \approx 31.5 \text{ dBm} - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{B}{\text{Gbit/s}} \right) - 5 \cdot \log_{10} \left(\frac{D_{GVD}}{17} \frac{\text{ps}}{\text{nm km}} \right) \quad \text{für } B \leq B_{lim} \quad (3-79)$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

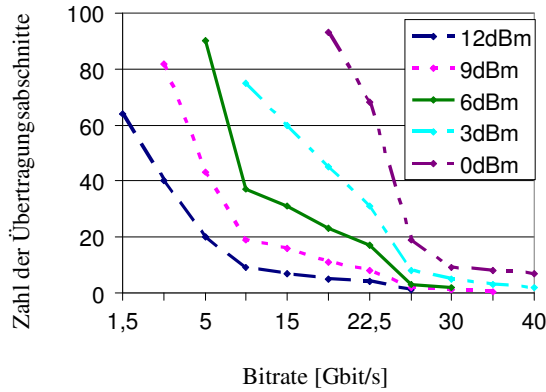


Abb. 3.4 - Zahl der Übertragungsabschnitte $F = f(B, P_i)$ in Abhängigkeit von der Kanalbitrate B , der Kanaleingangsleistung P_i bei einer SSMF-Faserdispersion von $D = 17ps/(nm \cdot km)$.

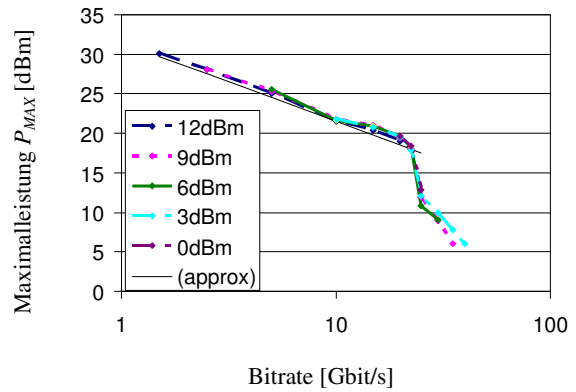


Abb. 3.5 - Über das P_{MAX} -Gesetz zur Deckung gebrachte Kurven aus Abb. 3.4. Zusätzlich ist die Approximationskurve für $D = 17ps/(nm \cdot km)$ dargestellt.

Diese Formulierung ist zulässig, solange die SPM der limitierende Effekt der Übertragung ist ($L_{NL} \ll L_D$). Im Bereich $L_{NL} \approx L_D$, wo die Einflüsse von SPM und GVD vergleichbar werden, fällt P_{MAX} recht steil ab. Aus der Identität $L_{NL} \approx L_D$ folgt die Beschränkung des Ausdrucks (5-5) auf Bitraten $B \leq B_{lim}$ mit

$$B_{lim} \approx 22 \text{ Gbit/s} \cdot \sqrt{17 \frac{ps}{nm \cdot km} / D_{GVD}} \quad (3-80)$$

sowie der letzte Term in (5-5). Somit ist die Anwendung des P_{MAX} -Gesetzes für Kanalbitraten von $B=10 \text{ Gbit/s}$ gesichert, und es kann auch auf andere Fasertypen angewandt werden.

Schließlich bedarf das P_{MAX} -Gesetz noch einer Verallgemeinerung auf andere Dispersions-schemata. In [EFS00] wurde neben dem FOCS-Schema auch die DUCS-Anordnung untersucht. Das P_{MAX} -Gesetz läßt sich demnach mit einem Skalierungsfaktor $K=2.2$ auf DUCS-Kompensation übertragen:

$$P_{max}^{DUCS} = K \cdot P_{max}^{FOCS} \quad (3-81)$$

DUCS-Kompensation ermöglicht damit die 2.2-fache Übertragungsdistanz, sofern die Dispersionskompensation optimal ausgeführt wird. Den Untersuchungen zufolge beträgt die optimale Restdispersion am Ende des Pfades stets $D_u = 760ps/nm \pm 20ps/nm$, und sie wird den Übertragungsabschnitten zu gleichen Teilen u zugewiesen:

$$u = D_u / N \quad (3-82)$$

II) DEGRADATIONSBEITRAG

Für den Verlauf des EOP entlang transparenter optischer Pfade gibt es derzeit keine analytische Formulierung. Das P_{MAX} -Gesetz macht eigentlich nur eine Aussage zur Grenzbedingung der Übertragung, nicht aber dazu, wie sich die Augenschließung davor bzw. danach entwickelt. Mittels eigener SSFM-Simulationsläufe konnte die logarithmische Augenschließung als (leicht) exponentielle Funktion der P_{MAX} -Ausschöpfung x nachgewiesen werden, siehe Ausdruck (3-83). Die Koeffizienten der Kurvenanpassung gelten für SSMF-basierte Übertragungssysteme mit FOCS-Schema und 10G NRZ-OOK Modulation. Jenseits der SPM-Reichweitengrenze ($x=1$) muß angenommen werden, daß die Augenöffnung rasch gegen Unendlich geht.

$$EOP_{dB} = \begin{cases} A \cdot e^{B \cdot x} & \text{für } x \leq 1 \\ \infty & \text{für } x > 1 \end{cases} \quad \text{mit } x = \sum_{m=0}^{F-1} \frac{P_i^{(m)}}{P_{MAX}^{(m)}} \quad (3-83)$$

$$A = 0.0059 \cdot P_i + 0.0997$$

$$B = -0.3346 \times P_i + 3.5389$$

Die Umsetzung des EOP in einen Q-Faktor-Abschlag erfolgt wiederum über die Beziehung (3-19).

3.4.3.2. KREUZ-PHASENMODULATION (XPM)

Kreuzphasenmodulation bezeichnet eine Ausprägung der Kerr-Nichtlinearität in DWDM-Systemen. Bei Intensitäts- bzw. Leistungsschwankungen aufgrund kopropagierender Pumpwellen A_j ändert sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium. Dies führt zu einer nichtlinearen Phasenverschiebung $\Phi_i(z,t)$ bzw. zu Abweichungen von der Trägerfrequenz $\omega_i(z,t)$ (Chirp). Sofern Pulse des Proben Signals A_i mit denen der Pumpwellen A_j vollständig kollidieren, ist der Chirp vorübergehender Natur. Lediglich unvollständige Kollisionen hinterlassen bleibenden Chirp, der eine asymmetrische Verbreiterung des Signalspektrums nach sich zieht [RUE02].

Da die mathematische Beschreibung der XPM recht aufwändig ist, wurden hierzu mehrere Modelle entwickelt. Hier sei kurz auf die Arbeiten von Cartaxo [Ca99], Bellotti [BVF98], Shtaif [SE98] sowie Hui [HDA99] eingegangen.

Das Cartaxo-Modell basiert auf der Annahme von zunächst nur zwei kopropagierenden optischen Signalen: Zum einen ein unmoduliertes CW-Proben Signal und zum anderen eine Pumpwelle, die ohne Beschränkung der Allgemeinheit als sinusoidal moduliert angenommen ist. Die Einhüllende des Pumpsignals ändert sich entlang des Wellenleiters aufgrund von GVD (IM-IM) [WP92], und in jedem infinitesimal kurzen Faserstück findet eine Phasenmodulation (PM) des Proben Signals durch das Pumpsignal statt. Die Umsetzung der Phasen- in eine Intensitätsmodulation (PM-IM) erfolgt - wiederum durch GVD - auf dem restlichen Weg zum Empfänger.

Das Modell von Bellotti wurde unabhängig vom Cartaxo-Modell entwickelt, basiert aber auf denselben Annahmen. Gegenüber dem Cartaxo-Modell wird die Steigung der Dispersion im Probenkanal vernachlässigt ($D \gg \Delta\lambda \cdot dD/d\lambda$) [H99]. Die Pumpsignale sind dagegen keinerlei GVD ausgesetzt, es erfolgt also keine Intensitätsmodulation (IM-IM) ihrer Einhüllenden [PSR03]. Bei Berücksichtigung dieser Sachverhalte geht das Cartaxo-Modell in das von Bellotti über.

Das Hui-Modell berücksichtigt bei den Pumpsignalen ebenfalls keine Änderung der Einhüllenden. Vom Modell von Shtaif wird berichtet, daß es bei Übertragung über eine Reihe von Übertragungsstrecken hinweg sehr ungenaue Ergebnisse liefert [H99].

Im folgenden Abschnitt wird das Cartaxo-Modell zur Modellierung der XPM herangezogen. Es tendiert allerdings i.A. dazu, die Signaldegradation zu überschätzen. Es ist aber derzeit keine Alternative sichtbar, die eine Berechnung der Signaldegradation durch XPM bei vertretbarem Aufwand zulassen würde. Mögliche Ursachen für die Ungenauigkeiten sind folgende Annahmen bzw. Vereinfachungen, die bei der Herleitung des Cartaxo-Modells gemacht werden [L06]:

- Die Pumpkanäle werden selbst nicht von SPM und XPM beeinflusst.
- Die der Informationsübertragung dienliche Intensitätsmodulation des Probenkanals wird vernachlässigt, was den der Kleinsignal-Analyse zugrundeliegenden Annahmen (kleine Modulationsindizes) nicht entspricht (ein dahingehend höherwertiges, aber auch sehr viel komplexeres analytisches XPM-Modell wird z.B. in [L06] hergeleitet).
- Bei der Phasenmodulation bleibt jede vorher bereits durch XPM und GVD bewirkte Intensitätsmodulation des Probenkanals unberücksichtigt, und die durch XPM und GVD bewirkte Intensitätsmodulation des Probenkanals propagiert linear bis zum Empfänger (PM nur in dem infinitesimalen Faserstück).
- Die mangelnde Einbeziehung der Pulsform ($dP(t)/dt = 0$) führt insbesondere an den Pulsflanken zu Abweichungen zwischen Modell und Realität, dieser Einwand gilt aber eher für RZ-Übertragungsformate und hohe Kanalbitraten.

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

1) CARTAXO-MODELL

Die mathematische Beschreibung für die Phasenmodulation kann aus der NLSE gewonnen werden, wenn die Terme für FWM, SRS und Dispersion 2. Ordnung gestrichen werden. Diese Modellierung wird also im Bereich des Nulldurchgangs der Dispersion ungültig.

Der SPM-Anteil an der Phasenverschiebung in Gleichung (3-76) verschwindet, sofern ein Probenignal mit konstanter Einhüllenden (CW) gewählt wird. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit sei die Pumpwelle \tilde{P}_j sinusförmig intensitätsmoduliert (IM, Kreisfrequenz Ω).

Die Pumpwelle propagiert zunächst vom Sender bis zu einem infinitesimalen Segment dz an der Stelle z des Wellenleiters. Auf diesem Weg erfährt sie Faserdämpfung sowie eine Gruppenlaufzeitverzögerung. Außerdem kommt es durch die quadratische Phasenantwort dispersiver Fasern zu einer weiteren Intensitätsmodulation. Der entsprechende Beitrag seitens der sinusoidalen Intensitätsmodulation (IM-IM) wird mittels Kleinsignalanalyse [WP92] der Transferfunktion dispersiver Fasern $H(\Omega)$ zugänglich:

$$H(\Omega) = e^{-j\Omega^2 \frac{\beta_2}{2} z} = e^{-j\frac{\Omega^2}{4\pi c} D \lambda^2 z}$$

$$\frac{\Delta P_{\text{out}}(\Omega)}{\Delta P_{\text{in}}(\Omega)} = \cos\left(\frac{\Omega^2}{4\pi c} D_j \lambda_j^2 z\right) = \cos(q_j z) \quad (\text{IM-IM})$$

In besagtem Wellenleiterabschnitt dz sorgt die nichtlineare Ausbreitungskonstante γ_i für die Phasenmodulation des Probenignals [C98]:

$$\underbrace{d\tilde{\phi}_{XPM i}}_{PM}(z, \Omega) = \underbrace{-2\gamma_i}_{IM-PM} \underbrace{\cos(q_j z)}_{IM-IM} \cdot e^{-(\alpha + j\Omega/v_{g,i})z} \cdot \underbrace{\tilde{P}_j(\Omega)}_{IM} dz \quad (3-84)$$

$d\tilde{\phi}_{XPM i} \triangleq$ infinitesimale Phasenschwankung im i . Wellenlängenkanal aufgrund der XPM durch den j . Wellenlängenkanal

Bemerkenswert an Ausdruck (3-84) ist, daß – im Gegensatz zur Realität – SPM und XPM auf die Pumpwelle keinen Einfluß nehmen.

Auf seinem Weg bis zum Empfänger ist auch das Probenignal der Faserdämpfung und der Faserdispersion ausgesetzt. Darüber hinaus sorgt die quadratische Phasenantwort dispersiver Fasern für eine Intensitätsmodulation, die von der Phasenmodulation des Probenignals ausgeht (PM-IM) [WP92]:

$$\frac{\phi_{\text{out}}(\Omega)}{\phi_{\text{in}}(\Omega)} = \sin\left(\frac{\Omega^2}{4\pi c} D_i \lambda_i^2 z\right) = \sin(b_i z) \quad (\text{PM-IM})$$

Der Einfluß der SPM auf die Probenwelle wird vernachlässigt, da die Übertragungseffekte ja separat voneinander behandelt werden sollen. Damit ergibt sich:

$$\underbrace{d\tilde{P}_{XPM ij}}_{IM}(z, \Omega) = \underbrace{-2P_i(z) \cdot \sin(b_i(L-z))}_{PM-IM} \cdot e^{-(\alpha + j\Omega/v_{g,i})(L-z)} \cdot \underbrace{d\tilde{\phi}_{XPM i}}_{PM}(z, \Omega) \quad (3-85)$$

$$\text{mit } P_i(z) = P_i(0) \cdot e^{-\alpha z}$$

$$d\tilde{P}_{XPM ij} \triangleq \text{infinitesimale Leistungsschwankung am Faserende im } i. \text{ Wellenlängenkanal aufgrund der XPM durch den } j. \text{ Wellenlängenkanal}$$

Die XPM-bedingte Leistungsschwankung am Empfänger erhält man schließlich durch Aufsummieren aller infinitesimalen Beiträge entlang des betrachteten Faserstücks:

$$\tilde{P}_{XPM ij}(\Omega) = \int_{z=0}^L d\tilde{P}_{XPM ij}(z, \Omega) \quad (3-86)$$

$$= 2 \gamma_i \cdot P_i(L) \cdot \tilde{P}_j(\Omega) \cdot e^{-(\alpha_i + j\Omega/v_{g,i})L} \quad (3-87)$$

$$\cdot \left\{ \frac{1}{a_{ij}^2 + (b_i + q_j)^2} \left[a_{ij} \cdot \sin(b_i L) - (b_i + q_j) \cdot \cos(b_i L) \right] \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \left(a_{ij} \cdot \sin(q_j L) + (b_i + q_j) \cdot \cos(q_j L) \right) \cdot e^{-a_{ij} L} \Big] \\
 & + \frac{1}{a_{ij}^2 + (b_i - q_j)^2} \left[a_{ij} \cdot \sin(b_i L) - (b_i - q_j) \cdot \cos(q_i L) \right. \\
 & \left. + \left(-a_{ij} \cdot \sin(q_j L) + (b_i - q_j) \cdot \cos(q_j L) \right) \cdot e^{-a_{ij} L} \right] \Big\}
 \end{aligned}$$

$\tilde{P}_{XPM\ ij}$ $\hat{=}$ Leistungsschwankung am Faserende im Probenkanal i aufgrund der XPM durch den Pumpkanal j .

a_{ij} $\hat{=}$ komplexer Koeffizient für Faserdämpfung und -dispersion [1/m]

b_i $\hat{=}$ Phasenverzögerung [1/m] im Probenkanal i

q_j $\hat{=}$ Phasenverzögerung [1/m] im Pumpkanal j

II) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Entlang von Lichtpfaden funktioniert die Berechnung prinzipiell wie bei Einzelfaserstücken, jedoch addieren sich die Beiträge der einzelnen Faserstücke m gemäß der bis zum betrachteten Faserstück aufgelaufenen Phasendifferenz $\Omega \cdot \sum_{m=0}^{m-1} d_{ij}^{(m)} L^{(m)}$ in der komplexen Ebene:

$$\tilde{P}_{XPM\ ij}(\Omega) = \sum_{m=0}^{F-1} \int_{z=0}^{L^{(m)}} d\tilde{P}_{XPM\ ij}^{(m)}(z, \Omega) \quad (3-88)$$

$$= 2 \cdot P_i(L^{(F-1)}) \cdot \tilde{P}_j(\Omega) \cdot G_i^{(F-1)} \cdot \underbrace{e^{-j\Omega \sum_{m=0}^{F-1} L^{(m)}/v_{g\ i}}}_{\text{Gruppenlaufzeitverzögerung}} \cdot \sum_{m=0}^{F-1} \left[\underbrace{\gamma_i^{(m)} \cdot G_i^{(m-1)} \cdot e^{j\Omega \sum_{m=0}^{m-1} d_{ij}^{(m)} L^{(m)}}}_{\text{aufgelaufene Phasendifferenz}} \right] \quad (3-89)$$

$$\cdot \left\{ \frac{1}{(a_{ij}^{(m)})^2 + (b_i^{(m)} + q_j^{(m)})^2} \cdot \left[a_{ij}^{(m)} \cdot \sin(B_i^{(m-1)} - Q_j^{(m)}) - (b_i^{(m)} + q_j^{(m)}) \cdot \cos(B_i^{(m-1)} - Q_j^{(m)}) \right. \right. \\
 \left. \left. + (a_{ij}^{(m)} \cdot \sin(Q_j^{(m+1)} - B_i^{(m)}) + (b_i^{(m)} + q_j^{(m)}) \cdot \cos(Q_j^{(m+1)} - B_i^{(m)})) \cdot e^{-a_{ij}^{(m)} L^{(m)}} \right] \right. \\
 \left. + \frac{1}{(a_{ij}^{(m)})^2 + (b_i^{(m)} - q_j^{(m)})^2} \cdot \left[a_{ij}^{(m)} \cdot \sin(B_i^{(m-1)} + Q_j^{(m)}) - (b_i^{(m)} - q_j^{(m)}) \cdot \cos(B_i^{(m-1)} + Q_j^{(m)}) \right. \right. \\
 \left. \left. + (-a_{ij}^{(m)} \cdot \sin(Q_j^{(m+1)} + B_i^{(m)}) + (b_i^{(m)} - q_j^{(m)}) \cdot \cos(Q_j^{(m+1)} + B_i^{(m)})) \cdot e^{-a_{ij}^{(m)} L^{(m)}} \right] \right\}$$

mit

$$\alpha_{ij}^{(m)} = \alpha_i^{(m)} - j\Omega \cdot (1/v_{g\ i}^{(m)} - 1/v_{g\ j}^{(m)}) = \alpha_i^{(m)} - j\Omega d_{ij}^{(m)}$$

$B_i^{(m)}$ $\hat{=}$ Phasenverzögerung im Probenkanal i vom Faserstück m (inkl.) bis zum Empfänger

$Q_j^{(m)}$ $\hat{=}$ Phasenverzögerung im Pumpkanal j von Sender bis zum Faserstück $m-1$ (inkl.)

Die weiteren Terme ergeben sich wie folgt:

$$G_i^{(m)} = \frac{P_i^{(m)}}{P_i^{(0)}}$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$$B_i^{(m)} = \frac{\Omega^2 \lambda_i^2}{4\pi c} \sum_{m'=m}^{F-1} D_i^{(m')} L^{(m')}$$

$$Q_j^{(m)} = \frac{\Omega^2 \lambda_j^2}{4\pi c} \sum_{m'=0}^{m-1} D_j^{(m')} L^{(m')}$$

Die Leistungsfluktuation im Probenkanal wird am Empfänger in Form eines additiven weißen Gaußschen Rauschens (AWGN) dem Photostrom beim Empfang von „1“-Symbolen (*marks*) überlagert. Die oben dargestellte Kleinsignalbetrachtung läßt sich zur Beschreibung eines LTI-Systems ausbauen, dessen Systemantwort die gesuchte Varianz des Photostroms ist.

Die hergeleitete Leistungsschwankung wird zur Transferfunktion $H_{XPM\ ij}(\Omega)$ normiert, wobei die konstante Phasenverzögerung in (3-89) vernachlässigt werden kann. Sie formt, genau wie die Transferfunktionen $H_{PIN}(\Omega)$ der Empfängerdiode und $H_{LPF}(\Omega)$ des empfängerseitigen elektrischen Filters, das Leistungsdichtespektrum $S_{jj}(\Omega)$ des Pumpsignals j . Das resultierende Leistungsdichtespektrum wird über der Kreisfrequenz Ω spektral aufsummiert (Korrekturfaktor $1/2\pi$) und mit der Leistung $2P_{rec\ i}$ der „1“-Symbole normiert:

$$\sigma_{XPM\ ij}^2 = \frac{1}{(2P_{rec\ i})^2} \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega=-\infty}^{+\infty} |H_{LPF}(\Omega)|^2 \cdot |H_{PIN}(\Omega)|^2 \cdot \underbrace{\left| \frac{\tilde{P}_{XPM\ i}(\Omega)}{\tilde{P}_j(\Omega)} \right|^2}_{H_{XPM\ ij}(\Omega)} \cdot S_{jj}(\Omega) d\Omega \quad (3-90)$$

$$|H_{PIN}(\Omega)|^2 \approx 1$$

$$|H_{LPF}(\Omega)|^2 = \underbrace{A}_{=1} \cdot e^{-2 \ln 2 \cdot (\Omega/\Omega_{FWHM})^2} \quad (\text{Gauß-Filter})$$

$$S_{jj}(\Omega) = \frac{1}{T_b} \cdot |G(\Omega)|^2 S_m(\Omega)$$

$$= \frac{\sigma^2}{T_b} |G(\Omega)|^2 + \frac{\mu^2}{T_b^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G(n \cdot 2\pi/T_b)|^2 \delta(\Omega - n \cdot 2\pi/T_b) \quad (\text{Pulsformung})$$

$$= \left(\frac{P_{1,j}}{2} \right)^2 \left(\frac{1}{T_b} |G(\Omega)|^2 + \delta(\Omega) \right)$$

$$G(\Omega) = \underbrace{A}_{=1} T_b \frac{\sin(\Omega T_b/2)}{\Omega T_b/2} \quad (\text{Rechteckpuls})$$

III) ERWEITERUNG AUF DICHTEN WELLENLÄNGENMULTIPLEX

Das hergeleitete XPM-Modell betrachtet die Auswirkung einer einzelnen kopropagierenden Pumpwelle j auf das Probensignal i . Unter der Annahme, daß jeder DWDM-Kanal eine solche Pumpwelle darstellt und das Probensignal unabhängig von den anderen phasenmoduliert, läßt sich das Gesamttrauschen des Probensignals i am Empfänger durch einfaches Aufsummieren ermitteln:

$$\sigma_{XPM\ i}^2 = \sum_{j=0}^{W-1} \sigma_{XPM\ ij}^2 \quad (3-91)$$

IV) DEGRADATIONSBEITRAG

Die Signaldegradation durch XPM wird als Q-Faktor-Abschlag dargestellt:

$$Q = \frac{\mu_i - \mu_{0i}}{\sigma_i + \sigma_{0i}}$$

$$\mu_{1i} = R \cdot 2P_{rec\ i} \quad \mu_{0i} = 0$$

$$\sigma_{i}^2 = \sigma_{1ASE i}^2 + (R \cdot 2P_{rec i})^2 \sigma_{XPM i}^2 \quad \sigma_{0i}^2 = \sigma_{0ASE i}^2$$

$$QP_{XPM} = \frac{Q(\sigma_{XPM i}^2)}{Q(\sigma_{XPM i}^2 = 0)} = \frac{\sigma_{0ASE i} + \sigma_{1ASE i}}{\sigma_{0ASE i} + \sqrt{\sigma_{1ASE i}^2 + (R \cdot 2P_{rec i})^2 \sigma_{XPM i}^2}}$$

3.4.3.3. VIERWELLENMISCHUNG (FWM)

Vierwellenmischung (*four-wave mixing, FWM*) ist eine weitere Ausprägung der Kerr-Nichtlinearität (Wechselwirkung des Lichts mit den Elektronen des Wellenleiters). Die Suszeptibilität 3. Ordnung $\chi^{(3)}$ führt dabei zu einer nichtlinearen Polarisation des Mediums an Summenfrequenzen $\omega_{kl} = \omega_j + \omega_k - \omega_l$ ($j, k \neq l$), die sich aus jeweils drei kopropagierenden Wellen A_j, A_k , und A_l ergeben.

Der Einfluß der Suszeptibilität zeigt sich durch eine Volterra-Reihenentwicklung der dielektrischen Polarisation nach Potenzen des elektrischen Feldes. Gleichung (3-92) beschränkt sich auf den Term mit der Suszeptibilität 3. Ordnung $\chi^{(3)}$, da diese die nichtlineare Polarisation verursacht. Es wird ersichtlich, daß die Summe der elektrischen Felder der beteiligten Wellen in die dritte Potenz erhoben werden. Nach Ausmultiplizieren und Vereinfachung durch eine trigonometrische Produktregel ergeben sich neue Frequenzkomponenten. In Gleichung (3-93) sind lediglich die für die FWM maßgeblichen Terme innerhalb der Empfängerbandbreite dargestellt:

$$\begin{aligned} P_{NL}(z,t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} \cdot A^3(z,t) & (3-92) \\ &= \epsilon_0 \chi^{(3)} \cdot \left[\sum_{i=0}^{W-1} A_i \cos(\omega_i t - \beta_i z) \right]^3 \\ &= \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi^{(3)} \cdot \sum_{p=0}^{W-1} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq j}}^{W-1} A_p^2 A_q \cos\left((2\omega_p - \omega_q)t - (2\beta_p - \beta_q)z\right) \\ &+ \frac{6}{4} \epsilon_0 \chi^{(3)} \cdot \sum_{p=0}^{W-1} \sum_{q=p+1}^{W-1} \sum_{r=q+1}^{W-1} A_p A_q A_r \left[\cos\left((\omega_p + \omega_q - \omega_r)t - (\beta_p + \beta_q - \beta_r)z\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left((\omega_p - \omega_q + \omega_r)t - (\beta_p - \beta_q + \beta_r)z\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left((\omega_p - \omega_q - \omega_r)t - (\beta_p - \beta_q - \beta_r)z\right) \right] \\ &+ \dots \end{aligned} \quad (3-93)$$

In den Termen für degenerierte und nichtdegenerierte FWM (Faktoren 3 bzw. 6) sind jeweils spektrale Feldkomponenten enthalten, die an den Mischfrequenzen liegen. Dies zeigt, daß ein Transfer optischer Leistung von jeweils drei einfallenden Wellen zu diesen Mischfrequenzen stattfindet. In DWDM-Systemen mit einheitlichem spektralen Kanalabstand liegen diese größtenteils innerhalb der optischen Bandbreite der DWDM-Kanäle und erschweren dadurch den Entscheidungsprozeß am Empfänger. Wie sich später zeigen wird, kann dieses Nebensprechen durch hinreichende GVD stark reduziert werden.

Die Nebensprechleistungen P_{pqr} der Kanäle p, q, r (Wellenlänge $\lambda_{pqr} = \lambda_p + \lambda_q - \lambda_r$) in einem Faserstück der Länge L_0 - aus diesen elementaren Faserstücken setzen sich Verstärkerabschnitte zusammen - können näherungsweise gewonnen werden, indem die NLSE (7-23) für den Mehrkanalfall um chromatische Dispersion, Phasenmodulation und Raman-Streuung bereinigt wird. Es verbleiben lediglich die Terme für Faserdämpfung und Vierwellenmischung. Zusätzlich soll gelten, daß die Nebensprechleistungen im Vergleich mit den Kanalleistungen sehr gering sind und damit praktisch keine Leistungsverluste durch FWM anfallen ("undepleted pump approximation"), sowie daß sich FWM nur in Glasfasern, also nicht in EDFAs, und

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

außerdem nicht zwischen Signalen und generierter FWM/ASE einstellt. Damit ergibt sich für die FWM-bedingte, komplexe elektrische Feldamplitude in der n . Faser des m . Verstärkerabschnitts [IT95]:

$$A_{pqr}^{(mn)} = j \underbrace{\frac{(2\pi)^2}{n_0^{(mn)} \lambda_{pqr}} d \chi^{(3)} \xi_{pol}}_{\kappa} A_p^{(mn)} A_q^{(mn)} A_r^{(mn)*} \cdot \underbrace{e^{-\left(\frac{\alpha_{pqr}^{(mn)}}{2} - j\beta_{pqr}^{(mn)}\right)L_0}}_{\text{lineare Übertragung ohne Verstärkung in Faser n des Verstärkerabschnitts m}} \cdot \frac{1 - e^{-\left(\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j\Delta\beta_{pqr}^{(mn)}\right)L_0}}{\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j\Delta\beta_{pqr}^{(mn)}} \quad (3-94)$$

$$d = \begin{cases} 3 & p = q \\ 6 & p \neq q \end{cases} \quad (3-95)$$

$$\begin{aligned} \Delta\beta_{pqr}^{(mn)} &= \beta_p^{(mn)} + \beta_q^{(mn)} - \beta_r^{(mn)} - \beta_{pqr}^{(mn)} \\ &= \frac{2\pi\lambda_r^2}{c} |p-r||q-r| \Delta f^2 \cdot \left[D^{(mn)}(\lambda_r) + \frac{\lambda_r^2}{2c} (|p-r| + |q-r|) \Delta f \cdot \frac{d}{d\lambda} D^{(mn)}(\lambda_r) \right] \end{aligned} \quad (3-96)$$

$A_x^{(mn)} \triangleq$ Einhüllende [\sqrt{W}] einer Welle im x . Wellenlängenkanal am Beginn der n . Faser des m . Verstärkerabschnitts

$L_0 \triangleq$ Länge [km] elementarer Faserstücke, aus denen sich Verstärkerabschnitte zusammensetzen, z.B. 2,5 - 6 km

$n_0^{(mn)} \triangleq$ Brechzahl

Gleichung (3-95) gibt den schon aus (3-94) ersichtlichen Entartungsfaktor (*degeneracy factor*) d wieder, während Gleichung (3-96) die Phasenfehlانpassung (*phase mismatch*) $\Delta\beta_{pqr}^{(mn)}$ als Funktion des Dispersionsparameters D bzw. seiner Steigung [C90] repräsentiert. Die Größe $\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)}$ wird im späteren Verlauf dieser Herleitung konkretisiert.

Der Koeffizient ξ_{pol} in Gleichung (3-94) spiegelt die Abhängigkeit des FWM-Vorganges von der relativen Polarisation der mischenden Wellen wieder (Tabelle 3.5).

Tabelle 3.5 – Einfluß der relativen Polarisation der DWDM-Träger auf die FWM

Betrachteter Effekt	Polarisationskoeffizient ξ_{pol}		
	parallel polarisiert	orthogonal polarisiert	zufällig polarisiert
FWM	1	1/3	n/a

Die Einhüllenden der jeweils beteiligten DWDM-Kanäle $x=\{p;q;r\}$ am Beginn der n . Faser des m . Verstärkerabschnitts lassen sich auf ihre senderseitigen Einhüllenden zurückführen [IT95]:

$$A_x^{(mn)} = \underbrace{A_x^{(11)}}_{\text{Senderseitige Einhüllende des Kanals x}} \cdot \underbrace{e^{\sum_{k=1}^{m-1} \sum_{l=1}^N (-j\beta_x^{(kl)})L_0}}_{\text{lineare Übertragung mit Verstärkung bis zum Verstärkerabschnitt m-1}} \cdot \underbrace{e^{\sum_{l=1}^{n-1} \left(-\frac{\alpha_x^{(ml)}}{2} - j\beta_x^{(ml)}\right)L_0}}_{\text{lineare Übertragung ohne Verstärkung im Verstärkerabschnitt m bis zur Faser n-1}} \quad (3-97)$$

Damit läßt sich (3-94) umformen zu

$$\begin{aligned} A_{pqr}^{(mn)} &= \kappa \xi_{pol} A_p^{(11)} A_q^{(11)} A_r^{(11)} \\ &\cdot e^{\sum_{k=1}^{m-1} \sum_{l=1}^N (\beta_p^{(kl)} + \beta_q^{(kl)} - \beta_r^{(kl)})L_0} \cdot e^{\sum_{l=1}^{n-1} \left(\frac{\alpha_p^{(ml)}}{2} - j\beta_p^{(ml)} + \frac{\alpha_q^{(ml)}}{2} - j\beta_q^{(ml)} + \frac{\alpha_r^{(ml)}}{2} - (-j\beta_r^{(ml)}) \right) L_0} \\ &\cdot e^{-\left(\frac{\alpha_{pqr}^{(mn)}}{2} - j\beta_{pqr}^{(mn)}\right)L_0} \cdot \frac{1 - e^{-\left(\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j\Delta\beta_{pqr}^{(mn)}\right)L_0}}{\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j\Delta\beta_{pqr}^{(mn)}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \kappa \xi_{pol} A_p^{(11)} A_q^{(11)} A_r^{(11)} \\
 & \cdot e^{j \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{l=1}^N \left(\beta_p^{(kl)} L_0 + \beta_q^{(kl)} - \beta_r^{(kl)} - \beta_{pqr}^{(kl)} \right) L_0} \cdot e^{j \sum_{l=1}^{m-1} \left(\frac{\alpha_p^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_q^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_r^{(ml)}}{2} - \frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} - j \left(\beta_p^{(ml)} + \beta_q^{(ml)} - \beta_r^{(ml)} - \beta_{pqr}^{(ml)} \right) \right) L_0} \\
 & \cdot e^{\sum_{l=1}^n \left(\frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} - j \beta_{pqr}^{(ml)} \right) L_0} \cdot \frac{1 - e^{-(\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}) L_0}}{\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}}
 \end{aligned} \tag{3-98}$$

I) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Entlang transparenter optischer Pfade ergeben sich viele solcher FWM-Beiträge der beteiligten DWDM-Kanäle p , q , r (einer in jedem elementaren Faserstück), die jeweils einer linearen Übertragung ohne Verstärkung (bis zum Ende des Verstärkerabschnitts) bzw. mit Verstärkung (ab dem nächsten Verstärkerabschnitt bis zum Empfänger) unterliegen, bevor sie den Empfänger erreichen [IT95]:

$$\begin{aligned}
 A_{pqr} &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \left\{ A_{pqr}^{(mn)} \cdot \underbrace{e^{\sum_{l=n+1}^N \left(\frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} - j \beta_{pqr}^{(ml)} \right) L_0}}_{\text{lineare Übertragung ohne Verstärkung bis zum Ende des Verstärkerabschnitts m}} \cdot \underbrace{e^{j \sum_{k=m+1}^M \sum_{n=1}^N \beta_{pqr}^{(kn)} L_0}}_{\text{lineare Übertragung mit Verstärkung in den verbleibenden Verstärkerabschnitten}} \right\} \\
 &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \left\{ \kappa \xi_{pol} A_p^{(11)} A_q^{(11)} A_r^{(11)} \right. \\
 & \cdot e^{\sum_{l=1}^N \frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} L_0} \cdot e^{j \sum_{k=1}^M \sum_{n=1}^N \beta_{pqr}^{(kn)} L_0} \cdot e^{j \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{n=1}^N \left(\frac{\beta_p^{(kn)} + \beta_q^{(kn)} - \beta_r^{(kn)} - \beta_{pqr}^{(kn)}}{\Delta\beta_{pqr}^{(kn)}} \right) L_0} \\
 & \cdot e^{\sum_{l=1}^{n-1} \left(\frac{\alpha_p^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_q^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_r^{(ml)}}{2} - \frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} - j \left(\beta_p^{(ml)} + \beta_q^{(ml)} - \beta_r^{(ml)} - \beta_{pqr}^{(ml)} \right) \right) L_0} \\
 & \left. \cdot \frac{1 - e^{-(\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}) L_0}}{\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}} \right\}
 \end{aligned} \tag{3-99}$$

Die Leistung der aufsummierten FWM-Mischprodukte der Kanäle p , q , r ergibt sich durch Betragsbildung und Quadrierung der entlang des transparenten optischen Pfades aufsummierten FWM-Feldes:

$$\begin{aligned}
 P_{pqr} &= |A_{pqr}|^2 \\
 &= d_{pqr}^2 \xi_{pol}^2 P_p P_q P_r \\
 & \cdot e^{\sum_{n=1}^N -\alpha_{pqr}^{(mn)} L_0} \cdot \left| \sum_{m=1}^M \left[\cdot e^{j \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{n=1}^N \left(\frac{\beta_p^{(kn)} + \beta_q^{(kn)} - \beta_r^{(kn)} - \beta_{pqr}^{(kn)}}{\Delta\beta_{pqr}^{(kn)}} \right) L_0} \right] \right. \\
 & \cdot \sum_{n=1}^N \left\{ e^{\sum_{l=1}^{n-1} \left(\frac{\alpha_p^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_q^{(ml)}}{2} + \frac{\alpha_r^{(ml)}}{2} - \frac{\alpha_{pqr}^{(ml)}}{2} - j \left(\beta_p^{(ml)} + \beta_q^{(ml)} - \beta_r^{(ml)} - \beta_{pqr}^{(ml)} \right) \right) L_0} \right. \\
 & \left. \left. \cdot \gamma_F^{(mn)} \frac{1 - e^{-(\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}) L_0}}{\Delta\alpha_{pqr}^{(mn)} - j \Delta\beta_{pqr}^{(mn)}} \right\} \right|^2
 \end{aligned} \tag{3-100}$$

mit

$$d_{jkl} = \frac{d}{3} = \begin{cases} 1 & p = q \\ 2 & p \neq q \end{cases}$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

Es ist auffällig, daß in einigen Vorarbeiten [INO94][SBW87] die Formelsätze zunächst recht verschieden zu den hier dargestellten aussehen. Dies läßt sich auf alternative Schreibweisen der nichtlinearen Ausbreitungskonstante $\gamma_{pqr}^{(mn)}$ zurückführen, wie sie in (3-101) angegeben sind:

$$\frac{1024\pi^6}{n_0^{(mn)^4} \lambda_{pqr}^2 c^2 A_{eff}^{(mn)^2}} (d\chi^{(3)})^2 = \left[\frac{2\pi}{\lambda_{pqr} A_{eff}^{(mn)}} \underbrace{\frac{48\pi^2}{c n_0^{(mn)^2} \chi^{(3)}}}_{\gamma_{pqr}^{(mn)}} \frac{d}{3} \right]^2 = \left(\gamma_{pqr}^{(mn)} d_{pqr} \right)^2 \quad (3-101)$$

$A_{eff}^{(mn)} \hat{=} \text{effektive Querschnittsfläche [m}^2\text{]}$

II) ERWEITERUNG AUF DICHTEN WELLENLÄNGENMULTIPLEX

In DWDM-Übertragungssystemen trägt jede Kombination von Wellenlängenkanälen p, q und r , deren Summenfrequenz in die optische Bandbreite eines Wellenlängenkanals i fällt, zum Nebensprechen in diesem Wellenlängenkanal bei. Da es sich dabei um unkorrelierte Feldgrößen handelt - verschiedene Transmitter, unterschiedliche Kombination von Wellenlängenkanälen - genügt es, statt der Feldgrößen die Leistungen aufzusummieren [ZDB96]:

$$P_{FWM i} = \sum_{\substack{p+q-r=i \\ p,q \neq r}} P_{pqr} \quad (3-102)$$

$P_{FWM i} \hat{=} \text{Gesamtleistung [W] des Nebensprechens durch FWM im } i. \text{ Wellenlängenkanal}$

Eine abschließende Normierung der Faserbeiträge in Gleichung (3-102) mit der mittleren optischen Leistung am jeweiligen Faserende liefert die FWM-bedingte „Varianz“ des Signals im Wellenlängenkanal i :

$$\sigma_{FWM i}^2 = P_{FWM i} / P_i^{(m)} \quad (3-103)$$

III) DEGRADATIONSBEITRAG

Die Signaldegradation durch FWM wird als Q-Faktor-Abschlag dargestellt:

$$Q = \frac{\mu_i - \mu_{0i}}{\sigma_{1i} + \sigma_{0i}}$$

$$\mu_{1i} = R \cdot 2P_{rec i} \quad \mu_{0i} = 0$$

$$\sigma_{1i}^2 = \sigma_{1ASE i}^2 + (R \cdot 2P_{rec i})^2 \sigma_{FWM i}^2 \quad \sigma_{0i}^2 = \sigma_{0ASE i}^2$$

$$QP_{FWM} = \frac{Q(\sigma_{FWM i}^2)}{Q(\sigma_{FWM i}^2 = 0)} = \frac{\sigma_{0ASE i} + \sigma_{1ASE i}}{\sigma_{0ASE i} + \sqrt{\sigma_{1ASE i}^2 + (R \cdot 2P_{rec i})^2 \sigma_{FWM i}^2}}$$

3.4.3.4. STIMULIERTE RAMAN-STREUUNG (SRS)

Stimulierte Ramanstreuung (SRS) ist ein Degradationseffekt, der durch inelastische Streuung einfallenden Lichts an Molekülschwingungen (lokalisierten optischen Phononen) zustande kommt, d.h. es findet – im Gegensatz zum Kerr-Effekt – ein Energieaustausch zwischen den optischen Signalen und dem Medium statt.

Um stimulierte Raman-Streuung hervorzurufen, genügt eine monochrome Pumpwelle. Sie wird an Molekülschwingungen des Quarzglas über einen extrem breitbandigen (ca. 40 THz), niederfrequenten Spektralbereich gestreut. Da die Molekülschwingungen die streuungsbedingte Richtungsänderung der Pumpwelle vollständig aufnehmen, kommt es zur

kohärenten Verstärkung sämtlichen Lichtes in diesem Bereich, man spricht dabei auch von einer kopropagierende „Stokeswelle“. Ggf. kann sich bei Überschreitung eines kritischen Pumppegels sogar aus dem Rauschen eine Stokeswelle aufbauen, die der Pumpwelle Leistung entnimmt.

Die Pumpwelle speist den SRS-Prozess. Faßt man einen DWDM-Kanal als Pumpwelle auf, so erfährt er aufgrund der anderen modulierten DWDM-Kanäle fluktuierende Leistungseinbußen, die sich mittels Mittelwert und Varianz statistisch beschreiben lassen. Der Mittelwert äußert sich in DWDM-Systemen als „Verkippung“ des Spektrums und kann normalerweise mittels spezieller Filter ausnivelliert werden (*gain tilt correction*, GTC). Die Fluktuationen verringern dagegen die Übertragungsgüte dauerhaft.

Die Raman-Gewinnfunktion besitzt eine spektrale Ausprägung, die üblicherweise linear oder mit einer Lorentzverteilung approximiert wird. Ihr Maximum liegt typischerweise bei $13.2 THz$, d.h. daß bei Vernachlässigung von GVD der Beitrag spektral weit entfernter Pumpwellen am größten ist. In DWDM-Systemen liegen die Trägerwellenlängen üblicherweise näher beisammen (etwa $< 4 THz$ im C-Band), trotzdem führt die Ramanstreuung auch hier schon zu signifikanten Leistungstransfers von höher- zu niederfrequenten Wellenlängenkanälen. Die Gewinnfunktion verringert sich, wenn Pump- und Stokeswelle nichtparallele Polarisationszustände aufweisen (Tabelle 3.6):

Tabelle 3.6 – Einfluß der relativen Polarisation der DWDM-Träger auf die SRS

Betrachteter Effekt	parallel polarisiert	orthogonal polarisiert	zufällig polarisiert
SRS	1	n/a	1/2

Im allgemeinen Fall wird die Ausbreitung der beiden Wellen durch zwei gekoppelte Differentialgleichungen beschrieben. Unter der Annahme, daß die Stokes-Welle j keine nichtlinearen Leistungsverluste erfährt, kann jedoch die Evolution der Pumpleistung entlang der Ausbreitungsrichtung vereinfacht dargestellt werden [CH84]:

$$P_i(z,t) = P_i(0,t) \cdot e^{-\alpha_i z - \frac{\lambda_j g_R' \Delta f_{ji}}{\lambda_i b_{pol} A_{eff}} \int_0^z P_j(0,t-d_{ji}z') e^{-\alpha_j z'} dz'} \quad (3-104)$$

$P_i(z,t)$ $\hat{=}$ mittlere optische Leistung [W] im i . Wellenlängenkanal in Distanz z und zum Zeitpunkt t

g_R' $\hat{=}$ lineare Steigung des Ramangewinns [1/Wm]

Δf_{ji} $\hat{=}$ spektraler Abstand [Hz] zwischen dem i . und j . DWDM-Träger

b_{pol} $\hat{=}$ PMD-Einfluß-Konstante (=2)

d_{ji} $\hat{=}$ *walk-off* Parameter, der das GVD-bedingte Auseinanderlaufen der Wellen j und i beschreibt

Zum einen drückt Gleichung (3-104) aus, daß die sich fortbewegende Pumpwelle i Leistungseinbußen aufgrund von Faserdämpfung erleidet. Zum anderen repräsentiert der Integralterm im Exponenten den Verlauf der Leistung der Stokeswelle j unter Berücksichtigung von Faserdämpfung und GVD (nur Auseinanderlaufen der Wellen, keine Verzerrung der Pulsform). Neben dem Raman-Gewinn $g_R' \Delta f_{ji}$, der linear mit dem spektralen Abstand zwischen den beteiligten Wellen ansteigt, prägt hauptsächlich dieser Term den Prozess der Raman-Streuung. Der Term λ_j/λ_i dient der Erhaltung der Photonenzahl, wird aber im Folgenden zu 1 gesetzt.

Die Stokeswelle verfügt als binär modulierte Signal über die Leistung

$$P_j(0,t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot g(t - nT_b) \quad (3-105)$$

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

$b_n \hat{=}$ binäres Symbol in n . Baudperiode

$g(t) \hat{=}$ Pulsform

Fortan seien die Leistungen der beteiligten Wellen mit der Pulsspitzenleistung normiert, so auch in (3-105). Mit der Leistung $P_i(0,t)$ in (3-104) wird ebenso verfahren; sie wird zu 1 gesetzt, da lediglich „1“-Symbole (*marks*) den SRS-Prozess speisen können. Einsetzen von (3-105) in (3-104) liefert

$$P_i(z,t) = e^{-\underbrace{\alpha_j z}_{\text{vern.}} \underbrace{\frac{g_R \Delta f}{b_{\text{pol}} A_{\text{eff}}}}_{=K'} (j-i) \int_0^z \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot g(t-nT_b - d_{ji}z') e^{-\alpha_j z'} dz'} \quad (3-106)$$

$$= e^{-K'(j-i) \int_0^z \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot g(t-nT_b - d_{ji}z') e^{-\alpha_j z'} dz'} \\ = e^{-\sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n K'(j-i) \int_0^z g(t-nT_b - d_{ji}z') e^{-\alpha_j z'} dz'} \quad \left| \quad q(t) = K'(j-i) \cdot \int_0^z g(t-d_{ji}z') \cdot e^{-\alpha_j z'} dz' \right. \quad (3-107)$$

$$= e^{-\sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n \cdot q(t-nT_b)} \quad (3-108)$$

$$= e^{-x(z,t)} \quad (3-109)$$

$q(t) \hat{=}$ relativer Leistungstransfer zur Stokes-Welle (Gewinnfunktion in log. Skala)

Die Faserdämpfung der Pumpwelle spielt für das Ergebnis keine Rolle [Ho00][WSZ98] und wird daher vernachlässigt. Ausdruck (3-106) entspricht Gleichung (3) in [WSZ98] (für $P_0=1$), während (3-107)-(3-109) die Gleichungen (4)-(5) in [Ho00] wiedergeben (mittels Substitution $t := t - z/v_i$).

1) MITTELWERT UND FLUKTUATION DES LEISTUNGSTRANSFERS

In [WSZ98] wird die hergeleitete Exponentialbeziehung numerisch gelöst. Einen einfacheren Weg zeigt [Ho00]: $x(z,t)$ wird als Summe unabhängiger Zufallsvariablen b_n identifiziert. Folglich sagt der zentrale Grenzwertsatz eine Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion voraus.

Unter Voraussetzung gleich wahrscheinlicher Symbole, $E[b_n]=1/2$, ergibt sich ihr Mittelwert zu

$$\begin{aligned} \mu_{x_{ji}} &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} x(z,t) dt \\ &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \overbrace{E[b_n]}^{1/2} \cdot q(t-nT_b) dt \\ &= \frac{1}{2T_b} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_0^{T_b} q(t-nT_b) dt \\ &= \frac{1}{2T_b} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-(n-1)T_b}^{-nT_b} q(t) dt \\ &= \frac{1}{2T_b} \int_{-\infty}^{+\infty} q(t) dt \\ &= \frac{Q(0)}{2T_b} \\ &= K'(j-i) P_{0j} L_{\text{eff}j} \end{aligned}$$

$Q(\Omega) \hat{=}$ Fourier-Transformierte (FT) der Funktion $q(t)$

Der Ausdruck für ihre Varianz lautet

$$\begin{aligned}
 \sigma_{x_{ji}}^2 &= \frac{1}{T_b} \int_{t=0}^{T_b} E[x^2(z, t)] dt - \mu_x^2 \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega=-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\Omega) \Big|_{\substack{E[b_n^2] = E[b_n]^2 = 1/4 \\ E[b_n] = 1/4}} d\Omega - \mu_x^2 \\
 &= \frac{1}{8\pi T_b} \int_{\Omega=-\infty}^{+\infty} |Q(\Omega)|^2 d\Omega + \frac{1}{4T_b^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| Q\left(\frac{2\pi}{T_b} n\right) \right|^2 - \mu_x^2 \\
 &= \frac{1}{8\pi T_b} \int_{\Omega=-\infty}^{+\infty} |Q(\Omega)|^2 d\Omega + \frac{1}{2T_b^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \left| Q\left(\frac{2\pi}{T_b} n\right) \right|^2 \tag{3-110}
 \end{aligned}$$

$$\approx \frac{1}{8\pi T_b} \int_{\Omega=-\infty}^{+\infty} |Q(\Omega)|^2 d\Omega \tag{3-111}$$

$S_{xx}(\Omega) \hat{=}$ Leistungsdichte- bzw. Modulationsspektrum (PSD) der Funktion $x(t)$

Für NRZ-Rechteckpulse geht (3-110) in (3-111) über. Allerdings wird nur ein geringer Fehler begangen, wenn andere Pulsformen verwendet werden, da $Q(\Omega)$ einen Tiefpaßcharakter aufweist und der vernachlässigte Term daher sehr klein bleibt [Ho00].

Aus [CKM96] ergibt sich die noch fehlende Beziehung zwischen den Fourier-Transformierten $P(\Omega)$ and $Q(\Omega)$ der Funktionen $g(t)$ (Pulsform) und $q(t)$ (Leistungstransfer):

$$\begin{aligned}
 |Q_{ji}(\Omega)|^2 &= K^2 (j-i)^2 |P_j(\Omega)|^2 \frac{(1 - e^{-\alpha_j L})^2 + 4e^{-\alpha_j L} \sin^2(\Omega d_{ji} L/2)}{\alpha_j^2 + (\Omega d_{ji})^2} \\
 |P(\Omega)|^2 &= \left[AT \frac{\sin(\Omega T_b/2)}{(\Omega T_b/2)} \right]^2 = \left[\underbrace{2A}_{P_0} \frac{\sin(\Omega T_b/2)}{\Omega} \right]^2
 \end{aligned}$$

II) SKALENTRANSFORMATION

Wie bereits erwähnt sagt der zentrale Grenzwertsatz für $x(z, t)$ eine Normalverteilung voraus. Eine genauere Betrachtung von Gleichung (3-109),

$$\begin{aligned}
 P_i(z, t) &= e^{-x(z, t)} \\
 &= y(z, t)
 \end{aligned}$$

läßt den Schluß zu, daß $y(z, t)$ dann einer Log-Normalverteilung folgt. Des weiteren kann gefolgert werden, daß Werte von $y(z, t)$ der linearen Skala zuzuordnen sind, während Werte von $x(z, t)$ der logarithmischen Skala entsprechen. Dieser Sachverhalt wirkt sich auch auf die statistische Beschreibung aus:

$$\begin{aligned}
 \mu_y &\equiv \mu_{SRS_y} = e^{-\mu_x + \sigma_x^2/2} \\
 \sigma_y^2 &\equiv \sigma_{SRS_y}^2 = \mu_x^2 \cdot (e^{\sigma_x^2} - 1)
 \end{aligned}$$

III) ERWEITERUNG AUF PHOTONISCHE ÜBERTRAGUNG

Entlang transparenter optischer Pfade funktioniert die Berechnung prinzipiell wie bei Einzelfaserstücken, jedoch addieren sich die Beiträge der einzelnen Faserstücke m gemäß der

3. Übertragungsgüte von Lichtpfaden

bis zum betrachteten Faserstück aufgelaufenen Phasendifferenz $\Omega \cdot \sum_{m=0}^{M-1} d_{ji}^{(m)} L^{(m)}$ in der komplexen Ebene [DS03]:

$$Q_{ji}^{(m)}(\Omega) = K^{(m)}(j-i) \cdot |P_j^{(m)}(\Omega)| \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - e^{-\alpha_j^{(m)} L^{(m)}}\right)^2 + 4e^{-\alpha_j^{(m)} L^{(m)}} \sin^2\left(\Omega d_{ji}^{(m)} L^{(m)} / 2\right)}{\left(\alpha_j^{(m)}\right)^2 + \left(\Omega d_{ji}^{(m)}\right)^2}} \cdot e^{-\Omega \sum_{m=0}^{M-1} d_{ji}^{(m)} L^{(m)}} \quad (3-112)$$

IV) ERWEITERUNG AUF DICHTEN WELLENLÄNGENMULTIPLEX

In DWDM-Übertragungssystemen agieren alle W-1 koppropagierenden Wellenlängenkanäle j unabhängig voneinander als Stokes-Wellen und tragen so zum Leistungsabzug aus dem betrachteten Wellenlängenkanal i (Pumpkanal) bei:

$$\begin{aligned} \mu_{xi} &= \sum_{j=0}^{W-1} \mu_{xji} \\ &= \sum_{j=0}^{W-1} (j-i) \sum_{m=0}^{F-1} K^{(m)} P_{0j}^{(m)} L_{effj}^{(m)} \\ (\sigma_{ix})^2 &= \sum_{j=0}^{W-1} (\sigma_{jix})^2 \\ &= \frac{1}{8\pi T_b} \sum_{j=0}^{W-1} \int_{-2\pi \frac{B_o}{2}}^{+2\pi \frac{B_o}{2}} \left| \sum_{m=0}^{F-1} Q_{ji}^{(m)}(\Omega) \right|^2 d\Omega \end{aligned}$$

V) DEGRADATIONSBEITRAG

Die Signaldegradation durch SRS wird als Q-Faktor-Abschlag dargestellt. Dabei gehen sowohl der Mittelwert als auch die Varianz in die Berechnung mit ein:

$$\begin{aligned} Q &= \left(1 - \mu_{SRS yi}\right) \frac{\mu_{1i} - \mu_{0i}}{\sigma_{1i} + \sigma_{0i}} \\ \mu_{1i} &= R \cdot 2P_{reci} & \mu_{0i} &= 0 \\ \sigma_{1i}^2 &= \sigma_{1ASEi}^2 + \left(R \cdot 2P_{reci}\right)^2 \sigma_{SRSi}^2 & \sigma_{0i}^2 &= \sigma_{0ASEi}^2 \\ Q_{SRS}^P &= \frac{Q(\sigma_{SRSi}^2)}{Q(\sigma_{SRSi}^2 = 0)} = \frac{\sigma_{0ASEi} + \sigma_{1ASEi}}{\sigma_{0ASEi} + \sqrt{\sigma_{1ASEi}^2 + \left(R \cdot 2P_{reci}\right)^2 \sigma_{SRSi}^2}} \end{aligned}$$

3.5. ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Kapitel wurde ein DWDM-Kanalmodell für Lichtpfade entwickelt, das eine Reihe anerkannter analytischer Modelle für Einkanal- und Mehrkanal-Degradationseffekte integriert und bei terrestrischer Übertragung über sehr große Distanzen die System- und Streckenparameter in eine wellenlängenabhängige Übertragungsgüte umsetzt.

Die mathematische Darstellung und Nomenklatur der einzelnen Degradationseffekte stammt aus unterschiedlichen Quellen, wurde vereinheitlicht sowie in einigen Fällen für inhomogene Faserinfrastruktur (Faserabschnitte unterschiedlichen Typs bzw. unregelmäßiger Länge) verallgemeinert. Alle getroffenen Annahmen und Vereinfachungen, die die Gültigkeit der Modelle einschränken, sind aus der Herleitung der analytischen Modelle ersichtlich.

Die Grundperformanz eines Lichtpfads ist auf den dominierenden Degradationseffekt des Verstärkerrauschens zurückzuführen. Dieser Teil seiner Übertragungsgüte wird durch das Gütemaß des Q-Faktors ausgedrückt. Die analytischen Modelle der anderen Übertragungseffekte liefern Degradationsbeiträge, die sich zunächst in anderen Gütemaßen äußern. Diese Degradationsbeiträge werden in Abschläge (Strafterme) auf den Q-Faktor umgesetzt und lassen sich dadurch erstmals ohne starre Budgetierung zu einem einzigen Gütemaß integrieren. Die Übertragungsgüte eines Lichtpfads wird also durch eine einzige Zahl repräsentiert, die für Zwecke der Netzplanung und des Netzbetriebs (z.B. Routing) zur Verfügung steht.

Dieses neue DWDM-Kanalmodell bildet die Grundlage für die in [DSL06] und [SDF06] publizierten *physical constraint-based* Online-Routingverfahren, außerdem wurde das dargestellte analytische Modell für die PMD erster Ordnung, das eine Verbindung zweier publizierter Modelle darstellt, in [ZLS06] veröffentlicht.

Mit dem vorliegenden DWDM-Kanalmodell lässt sich bereits die Übertragungsgüte von Lichtpfaden bestimmen, bei der Umsetzung in die Praxis sind jedoch noch einige Fragen zu beantworten, die die Effizienz dieser Berechnung in ihrer bisher dargelegten Form betreffen. Diese Fragen werden im folgenden Kapitel 4 gestellt und beantwortet.

4. EFFIZIENTE IMPLEMENTIERUNG DER GÜTEBERECHNUNG VON LICHTPFADEN

4.1. ÜBERSICHT

4.1.1. PROBLEMSTELLUNG

Das Netzmodell aus Kapitel 2 ermöglicht es, Lichtpfade als physikalische Kanäle aufzufassen, deren Übertragungsgüte darunter leidet, ein komplexes System optischer Komponenten zu durchlaufen. Das DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 bildet die Parameter dieser durchlaufenen optischen Komponenten (Streckenparameter) sowie die Systemparameter (z.B. Zahl der Wellenlängen, Kanalbitrate) auf ein Maß für die Übertragungsgüte des betrachteten Lichtpfades ab. Damit steht das theoretische Fundament zur Gütebestimmung von Lichtpfaden zur Verfügung. Vor dem Schritt in die Praxis ist jedoch noch eine Reihe von Implementierungsfragen zu klären:

Erstens unterscheiden sich die von einem Lichtpfad durchlaufenen optischen Netzkanten in der Anzahl, im Aufbau und in den Streckenparametern (z.B. Dämpfungskoeffizient, Faserdispersion, Länge) ihrer einzelnen Übertragungsabschnitte. Das erfordert eine Datenhaltung, die auf das Netzmodell aus Kapitel 2 und die Formelsätze aus dem DWDM-Kanalmodell in Kapitel 3 zugeschnitten ist, flexibel alle optischen Netzkanten nachbilden kann und die besagten Streckenparameter effizient zur Verfügung stellt.

Zweitens sind Lichtpfade gerade dadurch gekennzeichnet, daß sie auch optische Netzknoten passieren. Diese stellen aufgrund ihrer internen Verschaltung selbst ein Netz dar, das einen erheblichen Mehraufwand bei der rechnergestützten Modellierung verursacht. Hier ist eine Vereinfachung vonnöten, so daß sich die in optischen Netzknoten durchlaufenen Pfade in besagte Datenhaltung – aber auch in die Bestimmung der Übertragungsgüte – effizient integrieren lassen. Das Ziel ist eine Art Liniennetz, erweitert um die Basisinformation, an welchen Stellen mit wievielen anderen knoteninternen Signalpfaden eine Querbeziehung besteht. Diese Information zur knoteninternen Verschaltung bestimmt zusammen mit der Knotendimensionierung den Transfer von (Leck-)Leistungen zwischen den knoteninternen Signalpfaden, der sich wiederum signifikant auf das komponentenbedingte Kanalnebensprechen sowie das Verstärkerrauschen (spontane Emission) auswirken kann.

Drittens zeigt sich, daß bei Nutzung des DWDM-Kanalmodells in der dargelegten – dem Stand der Technik entsprechenden – Form der Berechnungsfortschritt entlang eines untersuchten Lichtpfades stark sinkt und fast zum Erliegen kommt, wenn die Mehrkanaleffekte FWM, XPM und SRS in die Berechnung der Übertragungsgüte einbezogen werden. Eine genauere Betrachtung der entsprechenden analytischen Modelle (Abschnitte 3.4.3.2, 3.4.3.3 und 3.4.3.4) deutet auf die wiederholte Berechnung einiger akkumulierter Streckenparameter als Ursache des hohen Rechenaufwandes hin. Hier lässt sich die Methode der dynamischen Programmierung

4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden

einsetzen, um die Effizienz der Berechnung stark zu erhöhen, bzw. ihre Komplexität entsprechend zu reduzieren.

4.1.2. ORGANISATION DES KAPITELS

Am Beginn dieses Kapitels wird zunächst eine flexible und effiziente Datenhaltung für die optischen Netzkanten entworfen. Ein darauf angepasster Algorithmus dient zur (sequentiellen) Berechnung der Übertragungsgüte für einen oder mehrere Pfadkandidaten (Abschnitt 4.2).

Anschließend wird ein Konzept zur Vereinfachung der internen Verschaltung optischer Netzknoten zu einem repräsentativen Signalpfad durch die Knotenarchitektur präsentiert. Dadurch lassen sich neben den optischen Netzkanten auch die unterschiedlich groß dimensionierbaren optischen Netzknoten in die Güteberechnung integrieren (Abschnitt 4.3).

Das vereinfachte Knotenmodell erfordert allerdings auch ein angepaßtes Berechnungsverfahren für das komponentenbedingte Kanalnebensprechen, das trotz vereinfachter Modellierung den Transfer von Leckleistungen zwischen den Signalpfaden korrekt erfaßt. Anwendungsbeispiele zeigen, daß damit auch eine Auswahl der optimalen Knotenarchitektur unter Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeits-Gesichtspunkten erfolgen kann (Abschnitt 4.4).

Schließlich wird die Effizienz der auf dem DWDM-Kanalmodell basierenden Güteberechnung von Lichtpfaden durch Anwendung der Methode der dynamischen Programmierung erhöht. Die wiederholte Berechnung einiger akkumulierter Streckenparameter wird durch eine rekursiv formulierte Berechnung, die bereits erzielte Berechnungsergebnisse zwischenspeichert und später wiederverwendet (Memoisierung) ersetzt. (Abschnitt 4.5).

Trotz eingehender Suche ließ sich kein einschlägiger Stand der Technik finden, gegenüber dem man die Vorschläge dieses Kapitels abgrenzen könnte. Dies liegt wohl daran, daß Implementationsaspekte in Veröffentlichungen zu Konzepten und Verfahren normalerweise wenig bis keine Berücksichtigung finden, bzw. daß sie einen ggf. entscheidenden Informationsvorsprung darstellen können, den man nicht unbedingt veröffentlichen möchte.

4.2. DATENHALTUNG UND BERECHNUNGSABLAUF

4.2.1. DATENHALTUNG FÜR OPTISCHE ÜBERTRAGUNGS-ABSCHNITTE

Das in dieser Arbeit verwendete, objektorientiert realisierte Datenhaltungskonzept besteht aus den beiden Klassen *optical_cascade* und *optical_component*, wobei letztere eine „Schablone“ für konkrete optische Komponenten beliebigen Typs darstellt.

Wie Abb. 4.1 zeigt, kann eine Instanz der Klasse *optical_cascade* eine Vielzahl von Instanzen der Klasse *optical_component* in einer flexiblen, doppelt verketteten Liste verwalten.

Die Klasse *optical_cascade* stellt Methoden zur Verfügung, die den Zugriff auf den Listenanfang bzw. das Listenende ermöglichen, sowie um beliebige transparente optische Signalpfade – sequentiell Komponente für Komponente – in die Liste abzubilden. Wiederholungen, z.B. von identischen Streckensektionen können sehr einfach dadurch erzeugt werden, daß deren Listenabbildung in einen Schleifenkonstrukt gefaßt wird, der mehrfach durchlaufen wird. Es lassen sich Methoden aufrufen, die ein Dispersionsmanagement durchführen, sofern die dafür notwendigen Platzhalter für die DCF-Faserstücke in der Liste vorgesehen werden. Dabei wird die Art sowie das Ausmaß der Kompensation entsprechend einer Nutzervorgabe eingestellt. Ebenso werden Methoden bereitgestellt, die zum Leistungsmanagement entlang optischer Übertragungsabschnitte dienen. Schließlich umfaßt die Klasse auch eine generische Methode mit „genormter“ Schnittstelle, die für jede optische Komponente eine spezifische Funktion zur Berechnung und Fortschreibung aller Degradationsbeiträge aufruft. All diese Methoden bedienen sich der Listenverwaltung, um ihre Aufgaben für die gesamte optische Kaskade zufriedenstellend zu lösen.

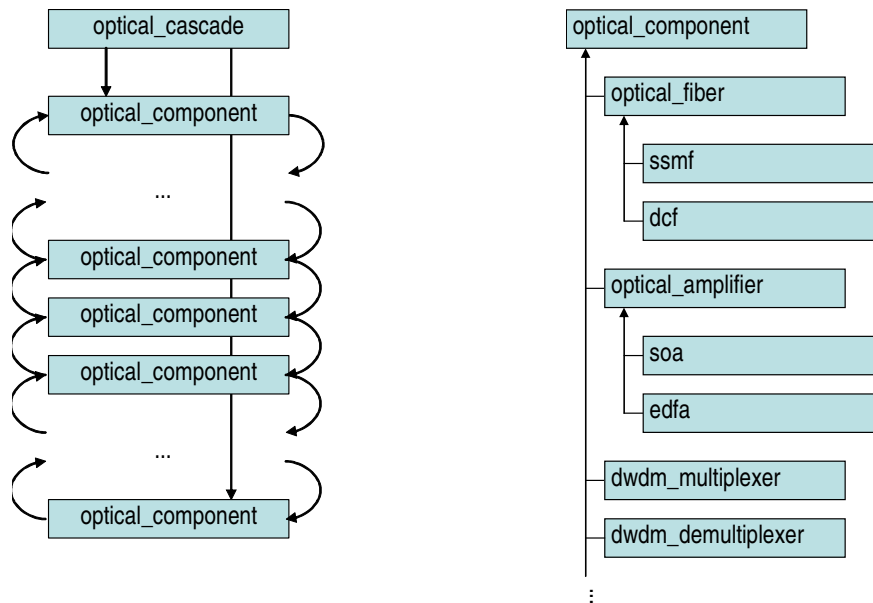


Abb. 4.1 –Abbildung beliebiger Pfadkandidaten mit Abb. 4.2 – Klassenhierarchie der optischen Komponenten in eine einheitliche Datenstruktur.

Die Klasse *optical_component*, deren Instanzen die (Listen-)Elemente der optischen Kaskade repräsentieren, stellt in der Terminologie der objektorientierten Programmierung eine Basisklasse dar. Sie hält grundlegende Verwaltungsfunktionalität bereit, die für jede Art von optischer Komponente von Belang ist, d.h. sie ermöglicht z.B. den Zugriff auf die nächste bzw. vorherige optische Komponente und ermöglicht eine genaue Typidentifikation der Komponente. Die Typunterscheidung der optischen Komponenten kann damit zur Laufzeit des Programms erfolgen. Beispielsweise sind für Zwecke des Dispersionsmanagement lediglich solche optischen Komponenten interessant, die Faserstücke darstellen. Mit Hilfe des vorgestellten Konzepts ist es letztlich egal, aus welchen optischen Übertragungsabschnitten eine Strecke besteht (z.B. Normsektionen), und an welcher Stelle darin sich die Faserstücke befinden. Durch die Klasse werden außerdem verpflichtende Vorgaben gemacht, welche Funktionalität in den abgeleiteten Klassen spezifisch zu implementieren ist, und wie diese aufgerufen werden („genormte“ Schnittstelle). Der oben bereits erwähnte Aufruf einer komponentenspezifischen Berechnungsfunktion kann so auch durch eine Methode der Klasse *optical_cascade* vorgenommen werden.

Abb. 4.2 zeigt einen Ausschnitt aus der Klassenhierarchie, die in der Basisklasse *optical_component* wurzelt und sich hin zu den einzelnen optischen Komponenten verzweigt. Jede Instanz einer abgeleiteten Klasse, die ein „Blatt“ des Hierarchiebaumes darstellt, kann einen Platz in einer optischen Kaskade einnehmen (z.B. *soa* und *edfa*, nicht aber *optical_amplifier*). Somit können unterschiedlichste optische Komponenten einheitlich verwaltet werden.

Schließlich wurde zur Speicherung der Degradationsbeiträge, die sich aus dem DWDM-Kanalmodell ergeben, die Klasse *degradation* eingeführt. Ihre Funktion wird im folgenden Abschnitt genauer betrachtet.

4.2.2. BERECHNUNGSABLAUF

Zur Berechnung der Übertragungsgüte eines oder mehrerer Pfadkandidaten wurde ein Tool namens [kju:] entwickelt, dessen algorithmischer Ablauf in Abb. 4.4 dargestellt ist. Er beginnt

4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden

damit, die – per Kommandozeile vorgegebene – Fasertopologie sowie die darin zu untersuchenden Pfadkandidaten einzulesen.

Jeder Pfadkandidat wird in Form eines Rechnermodells nachgebildet, das sich der weiter oben vorgestellten Datenhaltung bedient und das aus den Übertragungsabschnitten der durchlaufenen Netzknoten und Netzkanten besteht. Da in den meisten Fällen ein Netzgraph vorgegeben sein wird, dessen Netzkanten bestenfalls mit einer Längeninformation versehen sind, werden weitere Vorgaben von der Kommandozeile gemacht (z.B. Art der Dispersionskompensation, mittlere Kanalleistung, usw.), bevor entsprechende Methoden ein Dispersions- und Leistungsmanagement bewirken.

Das Dispersionsmanagement setzt zunächst Platzhalter für DCF-Module in die optische Kaskade ein, deren Faserlängen anschließend gemäß der Längeninformation sowie den weiteren Vorgaben zum Dispersionsmanagement (Vor-/Nachkompensation je Netzkante, Unterkompensation je Streckensektion, Längengranularität) zugeschnitten werden.

Das Leistungsmanagement wird entweder heuristisch vollzogen, indem die Kanalleistung als Funktion von Fasertyp und -länge definiert wird, oder auf Grundlage des nichtlinearen Optimierungsansatzes, der in Kapitel 5 näher ausgeführt wird.

Danach wird schrittweise eine optische Komponente nach der anderen untersucht (Abb. 4.3); jeweils eine optische Komponente steht dabei im Mittelpunkt. Die Degradationsbeiträge der betrachteten optischen Komponente werden durch Aufruf spezifischer Berechnungsfunktionen über eine definierte, einheitliche Schnittstelle ermittelt. Hierbei kommt das DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 zum Einsatz.

Beim Aufruf der spezifischen Berechnungsfunktionen wird eine Instanz der Klasse *degradation* übergeben, die die (additiven) Ergebnisbeiträge der komponentenspezifischen Berechnungen speichert. Dieser Vorgang wird sukzessive für alle optischen Komponenten des Pfadkandidaten durchgeführt.

Nach der letzten optischen Komponente des untersuchten Pfadkandidaten wird noch eine optische Empfängeranordnung durchlaufen, die wellenlängenabhängige Gütwerte liefert. Diese Ergebnisse werden in eine Datei ausgelagert, bevor das Rechnermodell des nächsten Pfadkandidaten gebildet und eine neuerliche Berechnung gestartet wird. Dadurch, daß beliebig viele Pfadkandidaten eingelesen werden können, eignet sich der vorgestellte Algorithmus nicht nur zur Performanzanalyse bei der Einrichtung einzelner Lichtpfade im Netzbetrieb, sondern auch für Netzplanungszwecke.

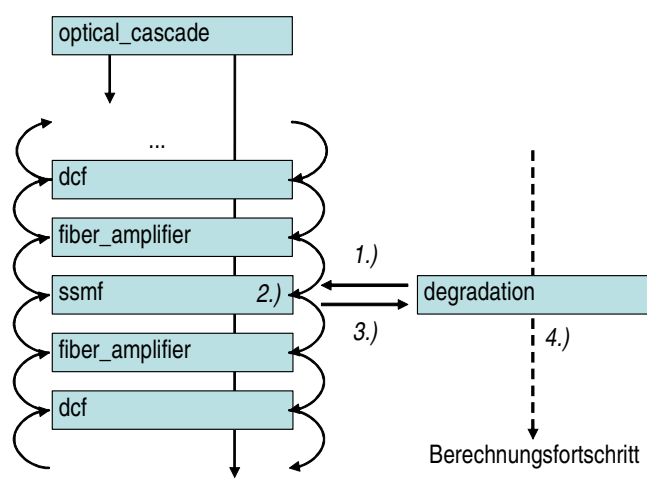


Abb. 4.3 – Inkrementelle Berechnung der Übertragungsgüte mit Speicherung von Zwischenergebnissen: 1.) Bereitstellung bisher berechneter Degradationsbeiträge, 2.) Komponentenspezifische Berechnung der neuen Degradationsbeiträge, 3.) Speicherung der neuen Degradationsbeiträge, 4.) Fortschritt zur nächsten optischen Komponente.

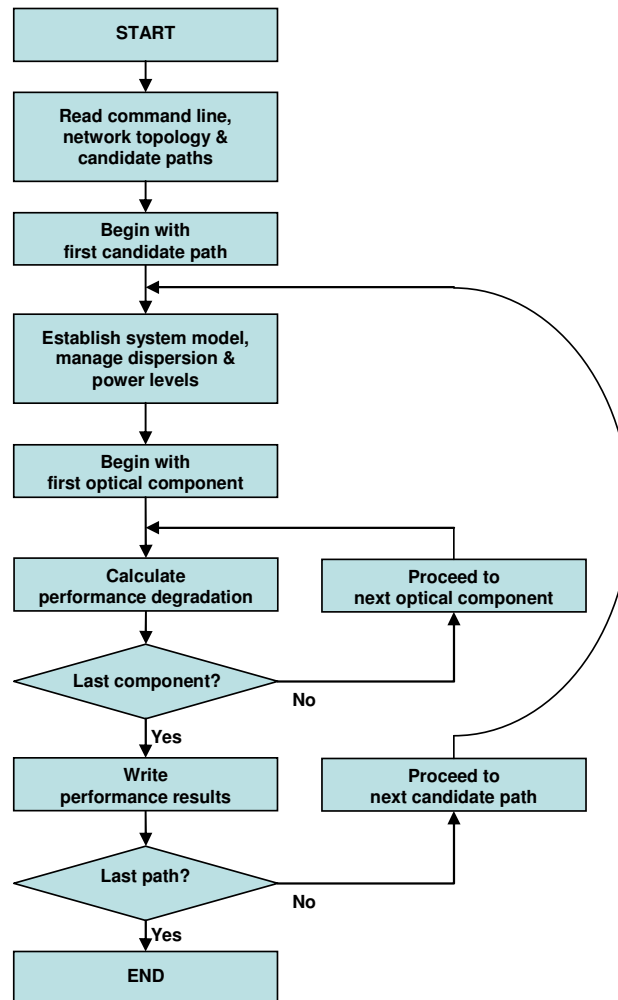


Abb. 4.4 - Ablaufdiagramm des Algorithmus zur Berechnung der Übertragungsgüte von Lichtpfaden.

4.3. INTEGRATION OPTISCHER NETZKNOTEN

Stillschweigend wurde bisher die Übertragungsgüte für Netzkanten betrachtet, die aus kaskadierten Übertragungsabschnitten – d.h. linear modellierbaren Strukturen – bestehen. Lichtpfade erstrecken sich jedoch i.A. über mehrere optische Netzkanten und durchlaufen beim Übergang von einer Netzkante zur nächsten auch optische Netzknoten, die bisher nicht berücksichtigt wurden. Netzknoten besitzen aber eine interne Verschaltung, d.h. sie stellen selbst ein Netz dar, und zudem können optische Knotenarchitekturen bei ähnlicher Funktionsweise sehr verschieden aufgebaut sein.

Um die Berechnung der Übertragungsgüte auch auf optische Netzknoten auszudehnen und diese architektureffektiv zu gestalten, ist ein Ansatz vonnöten, der Knoteninterna in eine lineare Struktur abbildet.

In dieser Arbeit werden optische Netzknoten daher durch einen repräsentativen optischen Übertragungsabschnitt durch die Knotenarchitektur (repräsentativer Signalpfad) dargestellt. Ein Beispiel für einen solchen repräsentativen Signalpfad ist in Abb. 4.5 dargestellt:

4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden

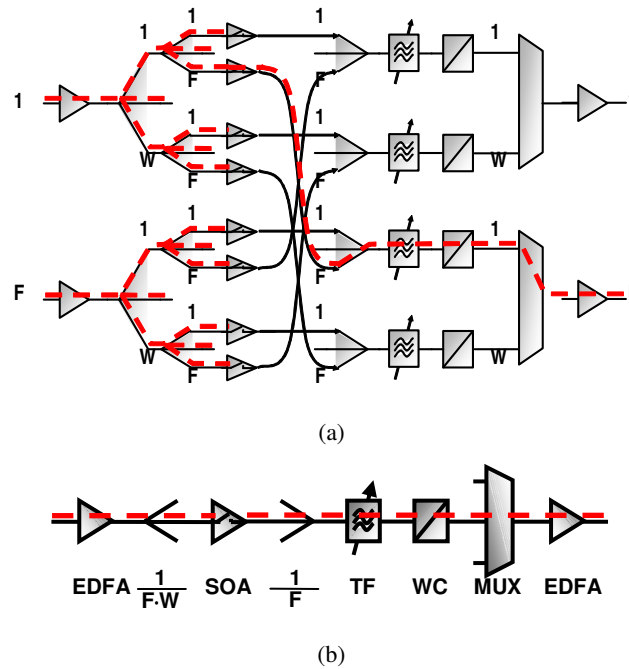


Abb. 4.5 – OXC-Knotenarchitektur vom Typ broadcast-and-select (BAS) [FPS02] mit F Fasern und W Wellenlängen : (a) exemplarische Durchschaltung eines Lichtpfades (rot gestrichelt), und (b) repräsentativer Signalpfad.

Die optischen Komponenten entlang dieses Signalpfades sind für die Degradation der Übertragungsgüte innerhalb des Netzknotens verantwortlich. Die additiven Degradationsbeiträge ergeben sich aus einfachen Berechnungsvorschriften, die den Knotengrad und die lokalen Streckenparameter berücksichtigen. Bei weniger Ausgangsfasern können z.B. geringere Verluste durch Leistungsaufteilung anfallen, die anschließend per Leistungsverstärkung zu kompensieren sind. Das bedeutet, daß ein kleinerer Knotengrad normalerweise in einem geringeren Degradationsbeitrag der spontanen Emission (ASE) resultiert.

Klar wird anhand dieses kurzen Beispiels, daß der Aufbau und die Dimensionierung einer Knotenarchitektur entscheidende Auswirkungen auf die Übertragungsgüte hat, und daß es zu aufwändig wäre, die große Zahl der in der Fachliteratur diskutierten Knotenarchitekturen einzeln mittels spezialisierter Ansätze zu untersuchen. Durch das Konzept des repräsentativen Signalpfades wird hingegen eine Vielzahl relevanter optischer Knotenarchitekturen einer automatisierten Analyse hinsichtlich der Übertragungsgüte sowie der Skalierbarkeit und Kaskadierbarkeit zugänglich.

4.4. EFFIZIENTE BERECHNUNG DES KANALNEBENSPRECHENS

In diesem Abschnitt werden Berechnungsvorschriften für die Degradationsbeiträge des komponentenbedingten Kanalnebenschens abgeleitet. Es handelt sich grundsätzlich um bekannte Ansätze, die z.B. in [RS00] vorgestellt wurden, jedoch angepaßt auf den Fall, daß eine vereinfachte Modellierung der optischen Netzknoten durch das Konzept des repräsentativen Signalpfades erfolgt. Zudem wurde eine beim Zweikanalfall in [RS00] vorgenommene Vereinfachung entfernt, um bei höherer Kanalzahl keinen systematischen Fehler zu machen.

4.4.1. BERECHNUNG VON LECKLEISTUNGEN

Die analytische Modellierung der beiden Ausprägungen des komponentenbedingten Kanalnebenschens wurde ja bereits in Abschnitt 3.4.1.2 gezeigt, so daß an dieser Stelle lediglich jene Berechnungsvorschriften dargestellt werden, die aus den Information zur

knoteninternen Verschaltung und den Streckenparametern die Leckleistungen bzw. Leckfelder liefern, die das analytische Modell benötigt.

Es sei angenommen, daß an allen Eingängen der betrachteten optischen Komponenten DWDM-Signale mit identischen Eingangsepegeln in den Wellenlängenkanälen vorliegen, die in Richtung der Faserausgänge durch die Knotenarchitektur geschickt werden. Aufweitende Koppelanordnungen (*dilating switches*), die unter Kostenmehraufwand eine Verringerung des komponentenbedingten Nebensprechens bewirken, lassen sich mit dem gewählten Ansatz also nicht betrachten.

Konkret betrachtet werden die Leistungspegel eines beliebig herausgegriffenen optischen Einzelsignals (*considered signal=CS*) sowie der anderen optischen Einzelsignale (*other signals=OS*), die einem bestimmten Signalpfad folgen (*considered path=CP*). Ohne Einschränkung der Allgemeinheit kann die Wellenlängeninformation hier außer Acht bleiben.

Eine analoge Betrachtung findet für die anderen Signalpfade (*other paths=OP*) der Knotenarchitektur statt. Dort sind eigentlich bei homogenen Knotenarchitekturen identische Ergebnisse zu erwarten, jedoch gibt es Knotentypen, in denen zunächst eine Aufweitung der Signalpfade und danach ein räumliches Filtern durch SOA-Schalter erfolgt. Über die Unterscheidung zwischen CP- und OP-Signalpfaden läßt sich diese Art des räumlichen Filterns berücksichtigen.

Während alle CS-Signalpegel entlang ihrer Signalpfade lediglich Einfügedämpfung und/oder Dämpfung durch passive Leistungsaufteilung erfahren, erleiden alle OS-Signalpegel (sie sollen ja die Leckleistungen repräsentieren!) darüber hinaus Dämpfung durch Bandpaßfilterung in frequenzselektiven optischen Komponenten.

Beispielsweise dämpfen passive Koppler CS- und OS-Signalpegel gleichförmig. Andererseits lassen Komponenten wie z.B. DWDM-Demultiplexer und optische Filter CS-Signalpegel unverändert passieren, während OS-Signalpegel entsprechend der Komponentenparameter unterdrückt werden.

Passive Koppler führen stets zum Transfer von Leistungen zwischen den Signalpfaden, während bei DWDM-Demultiplexern und -Multiplexern je nach Komponentengüte mehr oder weniger Leckleistung ausgetauscht wird. Entsprechend der Zahl der Eingänge der betrachteten Komponente werden CS- und OS-Leistungsbeiträge eingesammelt.

Abb. 4.6 deutet diese Leistungstransfers für die in Signalpfade aufgegliederte OXC-Knotenarchitektur vom Typ BAS an. Diese Leistungstransfers zwischen den Signalpfaden stellen die Ursache des komponentenbedingten Nebensprechens dar.

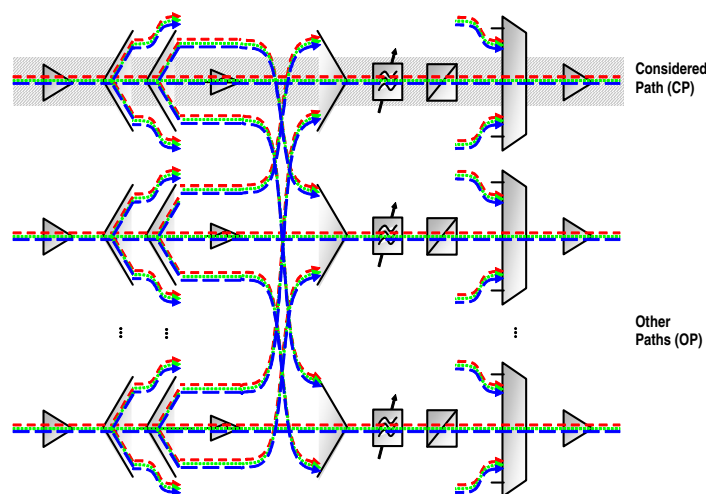


Abb. 4.6 – Aufgliederung der OXC-Knotenarchitektur vom Typ BAS (Abb. 2.13) mit F Faserein-/ausgängen in zunächst F Signalpfade, deren Anzahl sich später durch passive Koppler vervielfacht. Der betrachtete Signalpfad (CP) verliert Leckleistung bzw. koppelt Leckleistung von anderen Signalpfaden (OP) ein.

4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden

Tabelle 4.1 – Berechnungsvorschriften für die Leckfelder verschiedener optischer Komponenten.

(Initialisierungswerte)	$E_{xxx}^2 = 2P_{xxx}$ $E_{ref}^2 = E_{CSCP}^2$
Passiver Splitter (1:N)	$E_{xxx}^2 = E_{xxx}^2 / N$
WDM-Demultiplexer (1:N, Isolation ϵ)	$E_{OSxx}^2 = E_{OSxx}^2 \cdot \epsilon$
WDM-Bandpaßfilter (Isolation ϵ)	$E_{OSxx}^2 = E_{OSxx}^2 \cdot \epsilon$
Optischer Ein-Aus-Schalter (Extinktion r)	$E_{xxOP}^2 = E_{xxOP}^2 / r$
Wellenlängenkonverter	$E_{CSxx}^2 = E_{CSxx}^2$ $+ E_{OSxx}^2 (W - 1)$ $E_{OSxx}^2 = 0$
Regenerator	$E_{CSxx}^2 = 2P_{CSxx}$ $E_{OSxx}^2 = 0$ $E_{ref}^2 = E_{CSCP}^2$
Passiver Combiner (M:1) (ein Eingang führt das gewünschte DWDM-Signal)	$E_{xxx}^2 = (E_{CSCP}^2$ $+ E_{CSOP}^2 (M - 1)) / M$ $E_{ref}^2 = E_{ref}^2 / M$
Passiver Combiner (M:1) (gewünschtes DWDM-Signal wird aus Eingangssignalen zusammengesetzt)	$E_{xxx}^2 = (E_{CSCP}^2$ $+ E_{OSCP}^2 (W - 1)$ $+ E_{CSOP}^2 (M / W - 1)$ $+ E_{OSOP}^2 (W - 1)(M / W - 1)) / M$ $E_{ref}^2 = E_{ref}^2 / M$
WDM-Multiplexer (M:1, M=W, Isolation ϵ)	$E_{xxx}^2 = E_{CSCP}^2$ $+ E_{OSCP}^2 (W - 1) \cdot \epsilon$
Raumschalter bzw. AWG (M:M)	$E_{CSxx}^2 = E_{CSCP}^2$ $+ E_{OSOP}^2 (M - 1) \cdot \epsilon$ $E_{OSxx}^2 = E_{OSCP}^2$ $+ (E_{CSOP}^2$ $+ E_{OSOP}^2 (M - 2)) \cdot \epsilon$

Je geringer die Frequenzselektivität (Filterwirkung) der DWDM-(De-)Multiplexer ist bzw. je größer die Zahl ihrer Ein-/Ausgänge ist, desto stärker fallen diese Leistungstransfers aus. Da die Komponentengröße in den meisten Fällen mit der Zahl der Fasern und/oder der Zahl der Systemwellenlängen korreliert, drücken sich Änderungen der Knotendimensionierung auch beim komponentenbedingten Nebensprechen aus.

In Tabelle 4.1 ist die Modellierung verschiedener optischer Komponenten für die Berechnung des komponentenbedingten Kanalnebensprechens zusammengefaßt. Die dargestellten Berechnungsschritte sind jeweils beim Durchlaufen der optischen Komponente durchzuführen und werden in Einheiten der elektischen Feldstärke durchgeführt. Gemäß der oben eingeführten Abkürzungen wird die Berechnung anhand der vier Größen E_{CSOP} , E_{OSOP} , E_{CSOP} und E_{OSOP} sowie der Referenzfeldstärke E_{ref} durchgeführt. Die Feldstärkebeiträge lassen sich jederzeit über die Normierungsbeziehung $P = E^2/2$ wieder in Leistungsbeiträge umrechnen, während dies umgekehrt nicht funktioniert.

Diese Eigenschaft ist beim Einsatz der weiter oben abgeleiteten Formel (3-50) der Signaldegradation aufgrund des Inband-Nebensprechens nützlich: Sie beinhaltet eine Aufsummierung von Feldstärkebeiträgen, die bei Rechnung in Einheiten der optischen Leistung nur näherungsweise zu errechnen ist [RS00]. Neben dem Außerband-Nebensprechen kann somit also auch das Inband-Nebensprechen genau berechnet werden.

Bemerkenswert an Tabelle 4.1 ist insbesondere, daß aus Sicht der Berechnungsvorschrift kein Unterschied zwischen DWDM-Demultiplexern und einfachen DWDM-Bandpaßfiltern besteht. Außerdem bieten passive Koppler zusammen mit vorgeschalteten DWDM-Bandpaßfiltern eine zu DWDM-(De)Multiplexern vergleichbare Signalverarbeitungsfunktion, sofern man von den Splittingverlusten der passiven Koppler absieht.

4.4.2. ANWENDUNGSBEISPIELE

Das vorgeschlagene Berechnungsverfahren liefert Leckfelder bzw. -leistungen, die bei vorgegebenen Knotenparametern (Zahl der Fasern, Zahl der Systemwellenlängen, Nebensprechen der optischen Komponenten) durch Einsetzen in die entsprechenden analytischen Modelle die Degradationsbeiträge des komponentenbedingten Kanalnebensprechens liefert.

Für Zwecke des Systemdesigns ist es außerdem möglich, bei vorgegebenen maximalen Degradationsbeiträgen eine Entscheidungsgrundlage für die konkrete Auswahl optischer Knotenarchitekturen und Komponenten zu liefern. Beispielhafte Ergebnisse einer solchen Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse sind im Anhang zu finden.

4.4.2.1. EINFACHE DEMUX-MUX-KASKADE

Die Berechnungsvorschriften in Tabelle 4.1 sollen anhand einer einfachen Serienschaltung eines DWDM-Demultiplexers (Zahl der Ausgänge $N =$ Zahl der Systemwellenlängen W , Nebensprechen $= \varepsilon$) mit einem DWDM-Multiplexer (Zahl der Eingänge $M=W$, ε) veranschaulicht werden. Der Demultiplexer verteilt das am Eingang anliegende DWDM-Signal frequenzselektiv auf seine W Ausgänge, unerwünschte Leistungsanteile im betrachteten Signalpfad (CS) werden dabei um den Faktor ε verringert. Der Multiplexer sammelt die an seinen W Eingängen anliegenden Leistungen frequenzselektiv ein, was die unerwünschten DWDM-Komponenten erneut um den Faktor ε reduziert. Es ergeben sich elektrische Feldstärken von $E_{out}^2 = E_{in}^2 \cdot [1 + (W - 1) \cdot \varepsilon^2]$.

Der Ausdruck in Klammern setzt sich aus der Signalleistung sowie aus einer Summe von Leckleistungen zusammen, die von den $W-1$ anderen Signalpfaden eingesammelt und zweifach gefiltert wurden. Bei idealer Frequenzselektivität der optischen Komponenten ($\varepsilon \rightarrow 0$) werden die Leckleistungen unterdrückt, und man erhält für die Feldstärke die Initialisierungswerte der Prozedur, da sich die beiden Signalverarbeitungsschritte aufheben.

Eine ähnliche Crosstalk-Analyse, die jedoch ausschließlich auf DWDM-Multiplexer und -Demultiplexer-Komponenten beschränkt ist, wird in [CFG93] durchgeführt. Dort ergibt sich für das o.a. Beispiel ein äquivalentes Ergebnis, wenn in Gleichung (2) folgende Substitutionen durchgeführt werden:

$$\forall l: S_{l\lambda_j}^i \rightarrow 1, \quad \alpha \rightarrow 1, \quad C\alpha \rightarrow \varepsilon$$

4.4.2.2. OPTISCHE KNOTENARCHITEKTUREN MIT PASSIVEN KOPPLERN UND SOA-SCHALTERN

Der Ziel dieses Abschnitts ist, für beide Arten des komponentenbedingten Kanalnebensprechens eine quantitative Auswertung der Degradationsbeiträge – als Funktion der Faserzahl sowie der Zahl der Systemwellenlängen – vorzunehmen.

Als Untersuchungsobjekte dienen die der Transportebene (*transport plane*) zuzurechnenden Teile von optischen Knotenarchitekturen, die im IST-Projekt NOBEL zusammengetragen wurden [D16]. Wesentliche Unterschiede zwischen den betrachteten Knotenarchitekturen ergeben sich vor allem durch die in den optischen Koppelanordnungen eingesetzte Vermittlungstechnologie. Daher wird allen sonstigen Filterkomponenten wie z.B. DWDM-(De-)Multiplexern, optischen Bandpaßfiltern usw. ein einheitliches Nebensprechen (*crosstalk isolation*) von $10 \cdot \log_{10} \epsilon = -30\text{dB}$ zugeordnet, während das Nebensprechen der Raumschaltstufen und AWGs von -40dB auf -30dB und das Auslöschungsverhältnis der SOAs von -50dB auf -40dB variiert wird. Für Raumschaltstufen und SOAs sind solche Werte durchaus gerechtfertigt, während sie für AWGs z.T. eher optimistisch sind.

Beispielhaft werden einstufige optische Knotenarchitekturen mit passiven Kopplern und SOA-Schaltern als Schaltelementen untersucht. Entsprechende Ergebnisse für eine Reihe weiterer optischer Knotenarchitekturen wurden wegen ihres Umfangs in den Anhang verlagert.

Für jede betrachtete Knotenarchitektur und jedes zugrundegelegte Nebensprechen der Schaltkomponenten sind im Anhang zwei Abbildungen aufgeführt. Die linke Abbildung stellt das Inband-Nebensprechen dar, während auf der rechten Seite das zugehörige Außerband-Nebensprechen abgebildet ist. Beide Abbildungen zeigen Q-Faktor-Strafterme (in dB) über der Zahl der Systemwellenlängen.

Die Zahl der Ein- bzw. Ausgangsfasern wird so variiert, daß sich jeweils eine Kurve für 2, 4 und 8, sowie in Zehnerschritten von 20 bis 200 Fasern, ergibt, wobei der letztere Bereich eher von akademischem Interesse ist. Bei manchen Knotenarchitekturen geht die Faserzahl architekturbedingt nicht in die Berechnung des Nebensprechens ein, so daß in diesen Fällen die Kurven aufeinander zu liegen kommen. Im allgemeinen Fall ergibt sich jedoch eine Kurvenschar.

Diese Darstellung gibt bereits einen Hinweis auf die Skalierbarkeit der Knotenarchitekturen. Um auch die Kaskadierbarkeit der Knotenarchitekturen zu ermitteln, wurden die Berechnungen nicht nur für Einzelknoten durchgeführt, sondern auch für Serienschaltungen von 2, 4 und 8 Knoten. In jeder Abbildung sind also insgesamt vier Kurvenscharen aufgetragen.

Die erste in diesem Abschnitt betrachtete *broadcast-and-select*-Knotenarchitektur (BAS, Abb. 4.7) [D16][FPS02] führt zunächst eine Leistungsaufteilung durch und wählt anschließend sowohl Ausgangsfaser und -wellenlänge durch selektive Durchschaltung von SOAs. Wellenlängenkonversion an den Ausgängen macht die Anordnung strukturell blockierungsfrei. Die resultierenden Q-Faktor-Strafterme sind prinzipiell recht gering, steigen aber mit höherer Faserzahl an, so daß sich Kurvenscharen ergeben (Abb. 4.9 und Abb. 4.10). Aus der Literatur sind zwar Fälle bekannt, in denen das Auslöschungsverhältnis von SOAs durchaus -50dB erreichen kann, aber eine kostengünstigere Lösung ist auf alle Fälle die Relaxierung auf -40dB . Hier treten sehr deutliche Abhängigkeiten von der Zahl der Fasern zutage, interessant ist aber, daß sich diese Abhängigkeit bei höherer Zahl der Wellenlängen deutlich relativiert (Abb. 4.11 und Abb. 4.12).

Die zweite betrachtete optische *tune-and-select*-Knotenarchitektur (TAS, Abb. 4.8) [D16][FPS02] stellt zuerst die Ausgangswellenlänge ein und wählt anschließend die Ausgangsfaser mittels selektiver Durchschaltung von SOAs. Einstellbare Wellenlängenumsetzer vor der SOA-Schaltstufe und DWDM-Demultiplexer an den Eingängen ersetzen die fest eingestellten Wellenlängenumsetzer nach der Schaltstufe sowie die eingangsseitigen passiven Splitter. Im Gegensatz zu der zuvor geprüften BAS-Anordnung wird den SOAs der Schaltstufe daher nur jeweils eine einzelne Wellenlänge zugeführt, und die Wellenlängenkonversion an den Eingängen macht die Anordnung wiederum strukturell blockierungsfrei. Trotz des unterschiedlichen Aufbaus werden aber beide SOA-basierten Knotenarchitekturen von je $F \cdot W$ Kopien aller

4.4 Effiziente Berechnung des Kanalnebensprechens

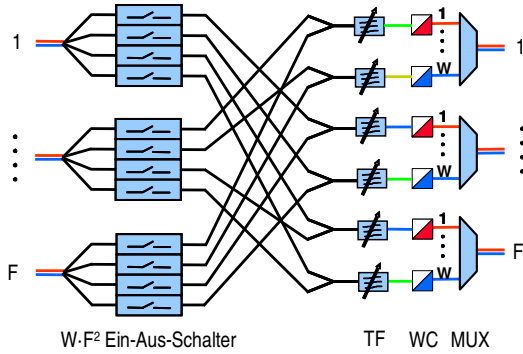


Abb. 4.7 - Optische Knotenarchitektur auf Basis von passiven Kopplern und SOA-Schaltern (*broadcast-and-select, BAS*) [D16][FPS02]. Wellenlängenkonversion an den Ausgängen macht die Anordnung strukturell blockierungsfrei.

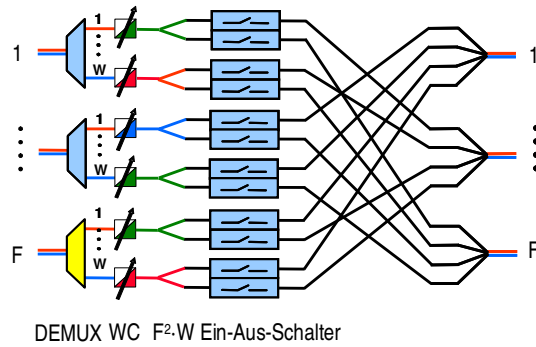


Abb. 4.8 - Optische Knotenarchitektur auf Basis von passiven Kopplern und SOA-Schaltern (*tune-and-select, TAS*) [D16][FPS02]. Einstellbare Wellenlängenkonversion an den Eingängen macht die Anordnung strukturell blockierungsfrei.

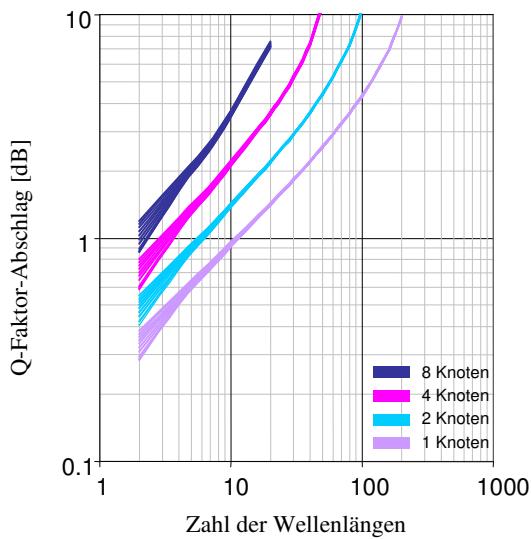


Abb. 4.9 - Inband-Nebensprechen der SOA-basierten Knotenarchitekturen aus Abb. 4.7 (BAS) und Abb. 4.8 (TAS) bei einem Nebensprechen von -50dB .

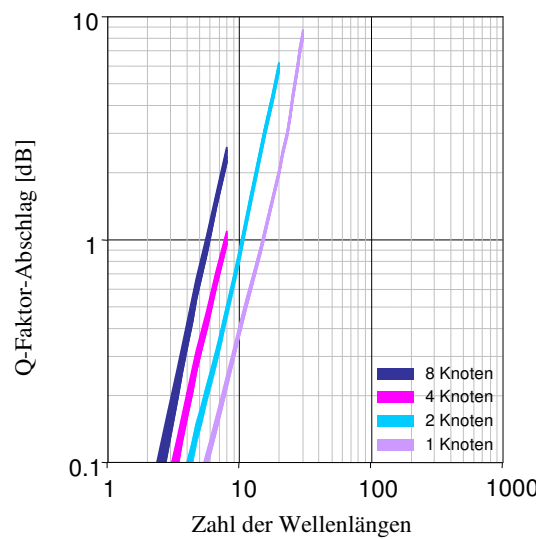


Abb. 4.10 - Außerband-Nebensprechen der SOA-basierten Knotenarchitekturen aus Abb. 4.7 (BAS) und Abb. 4.8 (TAS) bei einem Nebensprechen von -50dB .

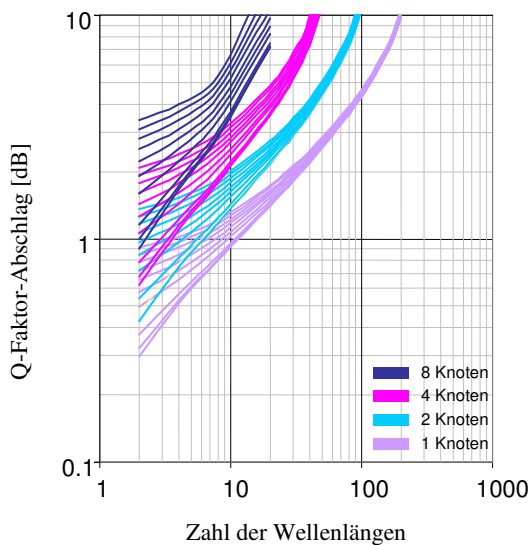


Abb. 4.11 - Inband-Nebensprechen der SOA-basierten Knotenarchitekturen aus Abb. 4.7 (BAS) und Abb. 4.8 (TAS) bei einem Nebensprechen von -40dB .

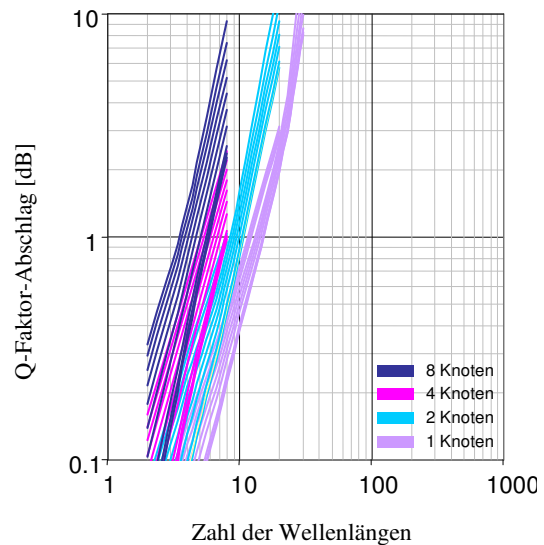


Abb. 4.12 - Außerband-Nebensprechen der SOA-basierten Knotenarchitekturen aus Abb. 4.7 (BAS) und Abb. 4.8 (TAS) bei einem Nebensprechen von -40dB .

optischen Eingangssignale durchlaufen, so daß beim Nebensprechen keinerlei Änderung zu beobachten ist; beide Architekturen verhalten sich identisch, was das komponentenbedingte Nebensprechen anbelangt.

4.5. EFFIZIENTE BERECHNUNG NICHTLINEARER INTERKANALEFFEKTE

In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie bei der Berechnung der nichtlinearen Fasereffekte durch maßgeschneiderte Datenstrukturen und Berechnungsvorschriften eine hohe Effizienzsteigerung erreicht werden kann.

Grundansatz bei den XPM- und SRS-Effekten ist, anhand einer Zweikanal-Konfiguration (Pump- und Probenkanal) für ein einzelnes Faserstück ein analytisches Modell abzuleiten und dieses auf eine Vielzahl kaskadierter Faserstücke sowie auf Mehrkanal-Konfigurationen analytisch zu erweitern. Diese Modelle greifen sehr oft auf akkumulierte Streckenparameter (z.B. Phasendifferenzen) zu, die bereits für vorhergehende Faserstücke errechnet wurden.

Hier bietet sich die Methode der dynamischen Programmierung (*dynamic programming*) an. Sie ist eine Methode zum algorithmischen Lösen von Optimierungsproblemen, die dann erfolgreich eingesetzt werden kann, wenn das Problem aus vielen gleichartigen Teilproblemen besteht (*optimal substructure*) und eine optimale Lösung des Problems sich aus optimalen Lösungen seiner Teilprobleme zusammensetzt (*overlapping subproblems*). Zunächst werden die Optima der kleinsten Teilprobleme berechnet, und diese dann geeignet zu Lösungen der nächstgrößeren Teilprobleme zusammensetzen usw. Dabei gilt es, kostspielige Rekursionen durch Memoisierung (*memoization*), d.h. einer Speicherung und Wiederverwendung schon berechneter Zwischenlösungen, zu vermeiden.

Eine Zwischenspeicherung dieser Teilergebnisse amortisiert sich durch eine Verringerung der algorithmischen Komplexität im erheblichen Maß.

In den folgenden drei Abschnitten werden jene akkumulierten Streckenparameter dargestellt, die zusätzlich in einer Instanz der Klasse *degradation* für die nichtlinearen Interkanaleffekte XPM, FWM und SRS abgelegt werden, zusammen mit den zugehörigen Berechnungsvorschriften zur effizienten Fortschreibung.

4.5.1. KREUZ-PHASENMODULATION (XPM)

Für die Berechnung des XPM-Effekts erweist es sich als vorteilhaft, die Phaseninformation der Wellenlängenkanäle (d.h. die $B_i^{(m)}$'s und $Q_j^{(m)}$'s in Gleichung (3-89) inkrementell zu berechnen. Dieser Punkt wird bei genauerer Inspektion der formelmäßigen Beschreibung des XPM-Effekts offensichtlich: die Inkremente zwischen aufeinanderfolgenden $B_i^{(m)}$'s und $Q_j^{(m)}$'s werden nämlich durch die Phasenverzögerungsbeiträge $b_i^{(m)}L^{(m)}$ und $q_j^{(m)}L^{(m)}$ des Faserstücks m repräsentiert. Dieser Sachverhalt gilt analog auch für die $Q_j^{(m)}$'s und $q_j^{(m)}$'s in Gleichung (3-89). Abb. 4.13 illustriert diese Beobachtung.

$$B_i^{(m)} = \frac{\Omega^2 \lambda_i^2}{4\pi c} \sum_{m'=m}^{F-1} D_i^{(m')} L^{(m')} = B_i^{(m-1)} - b_i^{(m)} L^{(m)} \quad B_i^{(0)} = \frac{\Omega^2 \lambda_i^2}{4\pi c} \sum_{m'=0}^{F-1} D_i^{(m')} L^{(m')}$$

$B_i^{(m)} \hat{=}$ Phasendrehung im Probenkanal i vom Faserstück m (inkl.) bis zum Empfänger

$$Q_j^{(m)} = \frac{\Omega^2 \lambda_j^2}{4\pi c} \sum_{m'=0}^{m-1} D_j^{(m')} L^{(m')} = Q_j^{(m-1)} + q_j^{(m)} L^{(m)} \quad Q_j^{(0)} = 0$$

$Q_j^{(m)} \hat{=}$ Phasendrehung im Pumpkanal j von Sender bis zum Faserstück $m-1$ (inkl.)

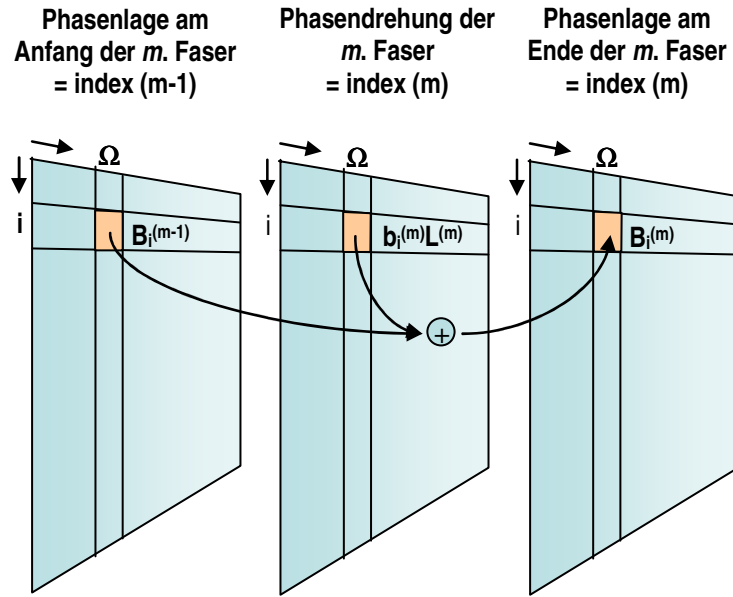


Abb. 4.13 - Datenstruktur zur Unterstützung der effizienten Berechnung der XPM-bedingten Degradationsbeiträge.

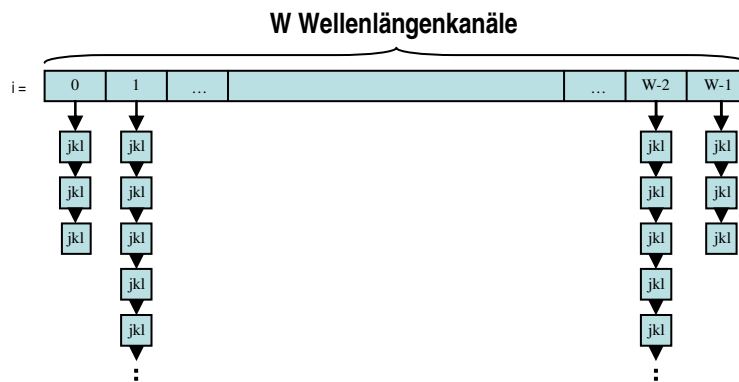


Abb. 4.14 - Datenstruktur zur Unterstützung der effizienten Berechnung der FWM-bedingten Degradationsbeiträge

Es lohnt sich darüber hinaus, die Phaseninformation der Wellenlängenkanäle für alle Kanäle i in einem Schritt zu aktualisieren, sobald ein Berechnungsfortschritt von Faserstück $m-1$ zum Faserstück m erfolgt. Alleine die Phasenlagen $B_i^{(m)}$ und $Q_j^{(m)}$ liegen für jeden Kanal i bzw. j in 200-facher Ausfertigung vor, weil eine numerische Integration der Transferfunktion $H_{XPM\ ij}(\Omega)$ über eine entsprechende Zahl von Stützstellen erfolgt. Insgesamt sind bei 100 GHz Kanalabstand und W Wellenlängenkanälen $16 \times W$ Kanalkombinationen (i, j) zu untersuchen, weil eine Berechnung der XPM-Signaldegradation im Kanal i die innerhalb einer Bandbreite von $1,5\text{ THz}$ befindlichen Nachbarkanäle j mit einbezieht.

Des Weiteren werden die sich aus den Beiträgen der einzelnen Faserstücke bis zum betrachteten Faserstück m aufgelaufenen Phasendifferenzen $\Omega \cdot \sum_{m=0}^{m-1} d_{ij}^{(m)} L^{(m)}$ in einem dreidimensionalen Feld (Indizes i, j, Ω) vorgehalten.

4.5.2. VIERWELLENMISCHUNG (FWM)

Bei der FWM werden zunächst jene Degradationsbeiträge identifiziert, deren Summenfrequenzen ω_{jkl} überhaupt in die optische Bandbreite eines regulären Wellenlängenkanals ω_i fallen. Abb. 4.14 zeigt ein Feld aus linear verketteten Listen - je eine für jeden regulären

4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden

Wellenlängenkanal i - das diese Beiträge zusammen mit vorberechneten Koeffizienten für Gleichung (3-103) speichert. Diese Vorberechnung erfolgt für ein gegebenes Kanalraster nur einmalig. Bei der anschließenden Berechnung der FWM-bedingten Degradationsbeiträge der Faserstücke sind nur noch die Listen durchzuarbeiten und die in den Listeneinträgen vorgehaltenen Koeffizienten zu nutzen.

Außerdem werden auch hier die sich aus den Beiträgen der einzelnen Faserstücke bis zum betrachteten Faserstück m aufgelaufenen Phasendifferenzen $\sum_{m'=0}^{m-1} \Delta\beta_{jk}^{(m')} L^{(m')}$ in einem zweidimensionalen Feld (Indizes $i(=j+k-l)$, Ω) vorgehalten.

4.5.3. STIMULIERTE RAMANSTREUUNG (SRS)

Bei den bis zum betrachteten Faserstück m aufgelaufenen Phasendifferenzen $\Omega \cdot \sum_{m'=0}^{m-1} \Delta\beta_{ji}^{(m')} L^{(m')}$ handelt es sich um dieselben Werte wie beim XPM-Effekt, allerdings mit vertauschten Kanalindizes (nicht das Verrauschen der Probenwelle wird untersucht, sondern die Leistungsabfuhr aus der Pumpwelle). Daher erübrigt sich hier eine eigene Speicherung bzw. Berechnung.

4.5.4. ANWENDUNGSBEISPIEL

4.5.4.1. VERGLEICH MIT DER SPLIT-STEP FOURIER METHODE

1) KOMPLEXITÄTSVERGLEICH

Das neue, effizientere Berechnungsverfahren wurde auf eine Reihe von Pfadkandidaten angewandt und die dabei benötigte Rechenzeit gemessen. Die Art und Weise, wie die Fasereffekte modelliert sind, gibt dabei die Erwartung vor, daß die zeitliche Komplexität des vorgestellten Verfahrens fundamental durch die Zahl der Systemwellenlängen W sowie durch die Zahl der Übertragungsabschnitte F – im Beispiel mit 80 km Länge – gekennzeichnet ist.

Für jeden Pfadkandidaten ergibt sich aus den gemessenen Rechenzeiten eine Kurve über der Zahl der Systemwellenlängen. Eine Division durch das Produkt $F \cdot W^2$ bringt alle Kurven nahezu in Übereinstimmung. Das Ergebnis dieses Schritts ist in Abb. 4.15 ganz unten (schwarze, durchgezogene Kurven) zu sehen. Es handelt sich um den konstanten Faktor C der Komplexitätsformel $O(C \cdot F \cdot W^2)$ des Berechnungsverfahrens, der eine leichte Restabhängigkeit von der Zahl der Wellenlängen aufweist. Dies ist auf die Modellierung des XPM-Effekts zurückzuführen, der maximal 16 Nachbarwellenlängen (bei 100 GHz Kanalabstand) berücksichtigt. Bei größerer Zahl der Wellenlängen amortisiert sich das neue Datenhaltungskonzept eher noch stärker (Abfall der Kurven nach rechts).

Um ein Beispiel für den absoluten Zeitbedarf des effizienteren Berechnungsverfahrens zu geben, sei ein Pfadkandidat mit 1000 km SSMF (Gesamtlänge 1200 km mit DCF), einer mittleren SSMF-Faserlänge von 80 km und $W=80$ Systemwellenlängen angenommen. Aus Abb. 4.15 läßt sich der konstante Anteil $C(80) \approx 8 \cdot 10^{-4}$ ablesen, und man erhält $F = \lceil 1000 \text{ km} / 80 \text{ km} \rceil = 13$ Übertragungsabschnitte. Daraus ergibt sich ein Wert von $C \cdot F \cdot W^2 \approx 66$ Sekunden für die *simultane* Berechnung der Übertragungsgüte *aller* Wellenlängenkanäle. Das heißt, daß die Berechnung der Übertragungsgüte einer Wellenlänge (d.h. eines Lichtpfads) weniger als eine Sekunde dauert.

Im Vergleich dazu werden für die SSFM wesentlich größere Berechnungsdauern erzielt. Abb. 4.15 zeigt entsprechende Werte, die sich mit dem Tool PHOTOSS bei verschiedenen mittleren Kanalleistungen ergeben. Es zeigt sich, daß das neue Berechnungsverfahren um drei bis vier Größenordnungen schneller terminiert als die SSFM.

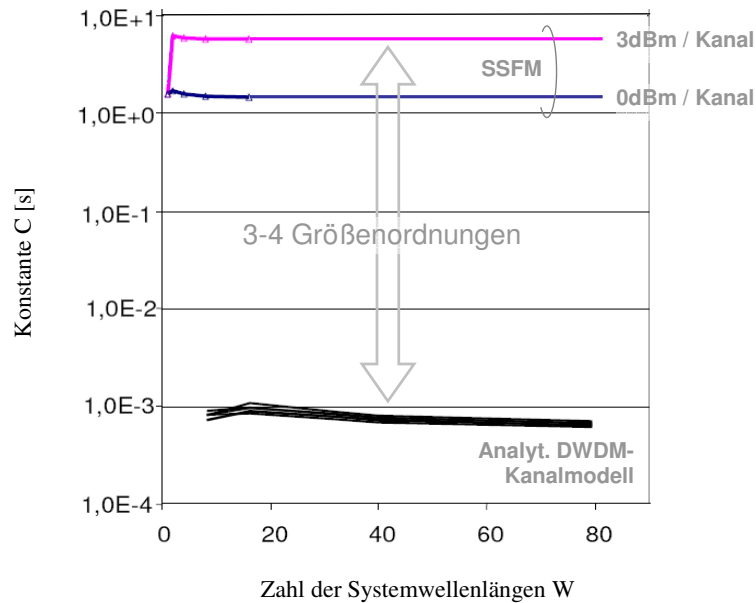


Abb. 4.15 – Gegenüberstellung verschiedener Verfahren zur Bestimmung der Übertragungsgüte mit Komplexität $O(C \cdot F \cdot W^2)$: SSFM-Tool PHOTOSS (für verschiedene mittlere Kanalleistungen), S-SSFM-Verfahren aus [R01] (für max. quadratischen Fehler von 1%), sowie mehrere Kurven des neuen Verfahrens aus dieser Arbeit. PHOTOSS und das neue Verfahren wurden auf dem gleichen handelsüblichen Notebook ausgeführt (Pentium M Prozessor, 1.6 GHz Taktfrequenz, 1GB Hauptspeicher).

II) QUANTITÄTSVERGLEICH

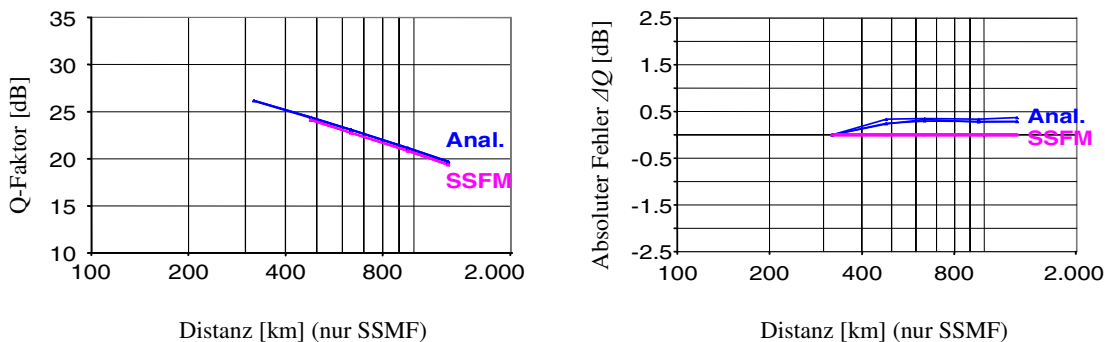
Weiter oben wurde bereits angeführt, daß die Übertragungseffekte im Realfall über gewisse, größtenteils in der NLSE verkörperten Eigenschaften des Übertragungsmediums miteinander wechselwirken. Im DWDM-Kanalmodell werden sie jedoch künstlich voneinander separiert und getrennt analytisch modelliert. Man erhält einen Formelsatz, mit dem man die Übertragungsgüte um mehrere Größenordnungen schneller berechnen kann, dabei gehen aber notwendigerweise die Wechselbeziehungen zwischen den Einzeleffekten verloren. Teilweise – wie bei den Wechselbeziehungen zwischen den nichtlinearen Fasereffekten und der Faserdispersion – werden sie zwar explizit einmodelliert, aber man muß sich darüber im Klaren sein, daß die Genauigkeit des Gesamtergebnisses nicht an die der numerischen Standardverfahren (z.B. SSFM) heranreichen wird.

Die folgenden Abbildungen zeigen eine quantitative Gegenüberstellung des in diesem Kapitel vorgestellten Berechnungsansatzes, der auf dem DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 beruht, mit dem kommerziellen SSFM-Tool PHOTOSS. Die Zahl der Systemwellenlängen beträgt $W=16$, der DWDM-Kanalabstand 100 GHz , die Länge der betrachteten Pfadkandidaten variiert im Bereich $80\text{--}1280 \text{ km}$ SSMF und die mittlere Kanalleistung wird in 3 dB -Schritten von 0 dBm auf 6 dBm erhöht.

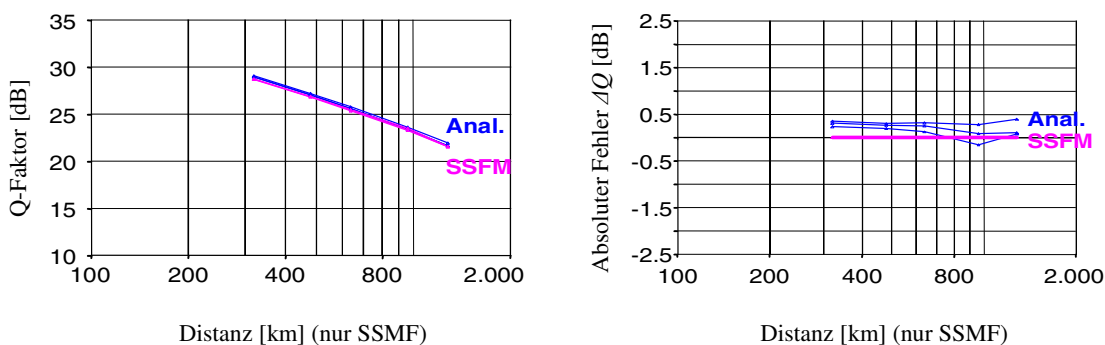
Abb. 4.16a zeigt für eine Kanalleistung von 0 dBm eine sehr gute Übereinstimmung des neuen DWDM-Kanalmodells mit der SSFM für alle Übertragungsdistanzen. Der absolute Fehler liegt unter $0,5 \text{ dB}$, das DWDM-Kanalmodell neigt unter diesen Randbedingungen zur leichten Überschätzung der Übertragungsgüte. Diese Bemerkung ist allerdings unter dem Vorbehalt zu sehen, daß sich die Ergebnisse der SSFM je nach simulierter Bitfolge durchaus um einige zehntel dB ändern können.

In Abb. 4.16b wird bei einer Kanalleistungen von 3 dBm der wachsende Einfluß der Fasernichtlinearitäten deutlich, aber noch immer liegen die Ergebnisse innerhalb von $0,5 \text{ dB}$ von den – durch die SSFM vorgegebenen – Referenzwerten.

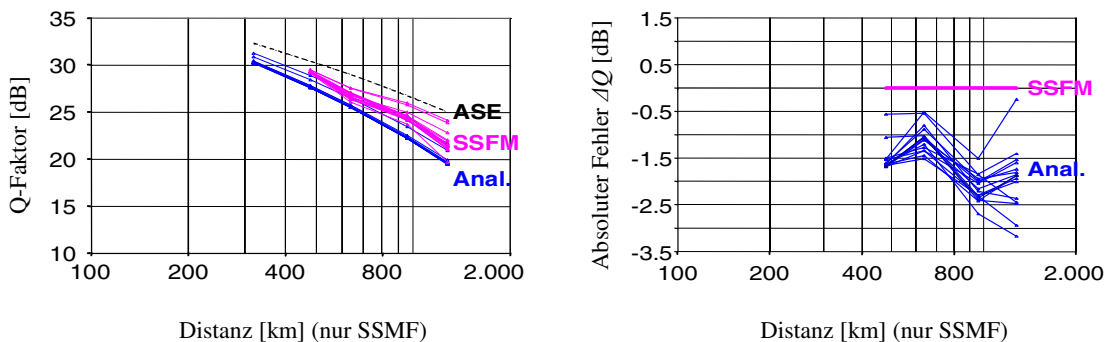
4. Effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden



(a) Übertragungsgüte des Mittenkanals sowie der beiden Außenkanäle bei 0 dBm mittlerer Kanalleistung.



(b) Übertragungsgüte des Mittenkanals sowie der beiden Außenkanäle bei 3 dBm mittlerer Kanalleistung.



(c) Übertragungsgüte aller 16 Kanäle bei 6 dBm mittlerer Kanalleistung.

Abb. 4.16 - Gegenüberstellung der in dieser Arbeit (blau) analytisch erzielten Q-Faktor-Ergebnisse mit denen des kommerziellen SSFM-Tools PHOTOSS (rosa). In der linken Spalte sind Absolutwerte dargestellt, in der rechten Spalte die Absolutfehler ΔQ zur SSFM-Referenz.

Im dritten Vergleichsfall (Abb. 4.16c) bei 6 dBm Leistung je Kanal sorgen die Fasernichtlinearitäten für deutliche Abweichungen von den Referenzkurven. PHOTOSS liefert hier aufgrund fehlender signifikanter Stellen bei der numerischen Berechnung erst ab mittleren Entfernungen Ergebnisse. Insbesondere das zur Berechnung des XPM-Strafterms herangezogene Cartaxo-Modell (siehe Abschnitt 3.4.3.2) ist dafür verantwortlich, daß die Übertragungsgüte z.T. stark unterschätzt wird, weil bei der Herleitung des analytischen Modells eine ganze Reihe von Annahmen und Vereinfachungen gemacht wird. Zur Orientierung wurde eine zusätzliche Kurve eingefügt, die die Grundperformanz aufgrund des Verstärkerrauschens (ASE) widerspiegelt. Die Ergebnisse der SSFM liegen durchweg zwischen denen für das Verstärkerrauschen und jenen für die Gesamtheit aller Effekte. Ein fehlerhafter Einfluß der SPM konnte dadurch ausgeschlossen werden, daß für die untersuchte Strecke und das Simulations-Setup eigens das P_{MAX} -Gesetz nachsimuliert wurde.

Für eine schnelle Abschätzung der Übertragungsgüte von Lichtpfaden ist das DWDM-Kanalmodell bei großen Kanalleistungen also hinreichend, Abweichungen von bis zu -3 dB sorgen allerdings für Fehlschätzungen, die ggf. in einer Halbierung der Reichweite resultieren. Vor diesem Hintergrund wäre eine bessere Modellierung des XPM-Effekts wünschenswert.

4.6. ZUSAMMENFASSUNG

Zusammen mit dem theoretischen Fundament aus den Kapiteln 2 und 3 ermöglichen die in diesem Kapitel 4 zusammengefaßten Maßnahmen eine effiziente Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden in realen Netzen: Die Übertragungsgüte aller Wellenlängkanäle eines Kandidatenpfads läßt sich quasi-simultan berechnen, und die Ergebnisse liegen bei definierter Genauigkeit um Größenordnungen schneller vor als beim numerischen Standardverfahren (SSFM). Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für einen Netzbetrieb in transparenten DWDM-Netzen mit dynamischem Verkehr, bzw. für eine zu Planungszwecken vorgenommene Gütebewertung von vielen tausend Kandidatenpfaden.

Optische Netzknoten werden über ihre jeweiligen repräsentative Signalpfade einer Betrachtung von Verstärkerrauschen und komponentenbedingtem Kanalnebensprechen zugänglich. Der gleiche Ansatz läßt sich vortrefflich zur Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse homogener optischer Knotenarchitekturen nutzen [F04+] (siehe auch Anhang E).

Eine wesentliche Voraussetzung für die Güteberechnung von Lichtpfaden wurde dabei bisher außer Acht gelassen: Es handelt sich um die Einstellung der Arbeitspunkte der optischen (Faser-)Verstärker (Verstärkergewinne und Summenausgangsleistung), die bislang als gegeben angenommen wurden. Sie sind in der Praxis einmalig so zu justieren und zu stabilisieren, daß die Grundperformanz der Übertragung, die auf den dominierenden Übertragungseffekt der spontanen Emission (Verstärkerrauschen) zurückzuführen ist, maximiert wird (gütemaximierendes Leistungsmanagement).

Bei maximal zwei optischen Verstärkern in einer Verstärkerkaskade liefern bereits konventionelle Heuristiken Lösungen, die die Übertragungsgüte maximieren. Für optische Netzkanten ist das hinreichend, jedoch würde bei vielen optischen Knotenarchitekturen, die mehr als zwei Verstärker in den Lichtpfad einschleifen, die optimale Lösung aufgrund des höheren Freiheitsgrades verfehlt. Fehljustierungen würden daher einen Degradationsbeitrag der optischen Netzknoten nach sich ziehen, der höher ist als notwendig.

Im folgenden Kapitel 5 wird daher ein neues Verfahren vorgestellt, das in Verstärkerkaskaden mit beliebiger Verstärkerzahl die Grundperformanz der Übertragung maximiert.

5. LEISTUNGSMANAGEMENT IN DWDM-NETZEN

5.1. ÜBERSICHT

5.1.1. PROBLEMSTELLUNG

In diesem Kapitel wird mit dem Leistungsmanagement in DWDM-Netzen eine Fragestellung untersucht, die sich während der Netzplanung, im Rahmen der rechnergestützten Modellbildung und zum Teil auch im Netzbetrieb ergibt.

Während der Netzplanungsphase sind die designierten Verstärkerstandorte im Netz zunächst adäquat mit Dispersionskompensationsmoduln (DCMs) und optischen Faserverstärkern (EDFAs) zu bestücken. Da DWDM-Netze gewachsene Gebilde darstellen, die ggf. durch unterschiedliche Faser- und Verstärkertypen sowie unregelmäßige Faserlängen gekennzeichnet sind, müssen anschließend die Arbeitspunkte der optischen Faserverstärker (Verstärkergewinn und Summenausgangsleistung) individuell eingestellt werden. Wird dies so gemacht, daß sich für die kritischen Lichtpfade die bestmöglichen Übertragungsbedingungen ergeben, dann lassen sich normalerweise auch kürzere Lichtpfade mit akzeptabler Performanz betreiben.

Darüber hinaus sind im Netzbetrieb weitere Maßnahmen zur Klemmung des Gewinns sowie zum Pegelmanagement zu treffen, weil sich die eingerichteten Lichtpfade das begrenzte Energiereservoir der Verstärker teilen. Plötzliche Laständerungen (Einrichtung/Auflösen von Lichtpfaden, Faserbruch) verändern die Arbeitspunkte, was sich ohne äußere Beschaltung in veränderten Gewinnwerten und in Leistungstransienten äußert.

Im vollstatischen Betrieb (Dienstbereitstellung in planerischen Zeiträumen) reichen diese Maßnahmen aus, und auch ein quasidynamischer Betrieb (Dienstbereitstellung in Minuten bzw. Sekunden), der Leistungstransienten billigend in Kauf nimmt, ist damit möglich. Der volldynamische Betrieb („hitless“) erfordert schließlich weitere Maßnahmen zur Unterdrückung der Leistungstransienten.

Dieses Kapitel untersucht die oben erwähnte optimierte Arbeitspunkteinstellung der optischen Faserverstärker im quasidynamischen Betrieb. Im Rahmen der rechnergestützten Modellbildung stellen die dabei ermittelten Leistungspegel und Gewinnwerte wichtige Eingabeparameter für das DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 dar. Von diesen Einstellungen hängt die Übertragungsgüte von Lichtpfaden sehr wesentlich ab, weil das Verstärkerrauschen den dominierenden Übertragungseffekt repräsentiert.

Herkömmliche optische Übertragungsabschnitte, aber auch sogenannte Referenz- bzw. Normsektionen [BEH97] [HGL98], verteilen die Gesamtverstärkung auf bis zu zwei Einzelverstärker. In solchen Anordnungen läßt sich die Grundperformanz der Übertragung durch konventionelle, heuristische Ansätze maximieren.

Wenn mehr als zwei Verstärker im Spiel sind, wie beispielhaft in Abb. 5.1 gezeigt, stellt sich mit der Aufteilung der Gesamtverstärkung auf mehrere Einzelverstärker die Frage, welcher Verstärker welchen Anteil an der Gesamtverstärkung übernimmt. Diese zusätzlichen

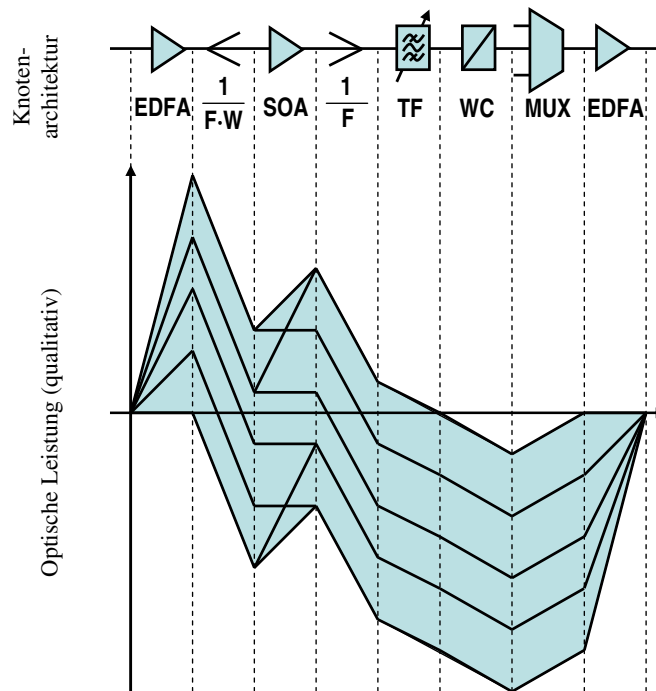


Abb. 5.1 – Lösungsraum für den Verlauf der optischen Leistung durch eine Broadcast-and-select (BAS) Knotenarchitektur [FPS02] mit drei optischen Verstärkern für den Fall, daß die optischen Verstärker die Leistungsverluste der anderen Komponenten gerade ausgleichen (ist i.A. nicht notwendigerweise der Fall).

Freiheitsgrade entziehen sich den bisher üblichen Berechnungsansätzen, und drücken sich ggf. in signifikanten Einbußen bei der Übertragungsgüte aus, sofern Verstärkergewinne und -arbeitspunkte (Summenleistungen) fehljustiert werden.

5.1.2. ORGANISATION DES KAPITELS

In diesem Kapitel wird zunächst der Stand von Wissenschaft und Technik zum Leistungsmanagement in DWDM-Netzen zusammengestellt. Einfache Planungsregeln ergeben sich für den Fall, daß zwei Einzelverstärker in einer Verstärkerekaskade präsent sind, und darüber hinaus zeigt sich, daß das Leistungsmanagement von mehr als zwei Einzelverstärkern pragmatisch, jedoch ohne weitere Maßnahmen nicht notwendigerweise optimal lösbar ist (Abschnitt 5.2).

Danach wird das neue Verfahren zum gütemaximierenden Leistungsmanagement für beliebig viele Einzelverstärker dargestellt. Es ist als nichtlineares Optimierungsproblem (NLP) formuliert, das die – auf den dominierenden Degradationseffekt des Verstärkerrauschens zurückzuführende – Grundperformanz der Übertragung maximiert (Abschnitt 5.3).

Schließlich wird anhand einiger Anwendungsbeispiele demonstriert, daß das neue Verfahren – insbesondere optische Netzknoten betreffend – den bisherigen Heuristiken überlegen ist (Abschnitt 5.4).

5.2. LEISTUNGSMANAGEMENT: STAND VON WISSENSCHAFT UND TECHNIK

5.2.1. LEISTUNGSMANAGEMENT BEI ZWEI VERSTÄRKERN

Abb. 5.2 zeigt exemplarisch einen möglichen Aufbau eines optischen Übertragungsabschnitts aus Übertragungsfaser (SSMF), zweistufiger Leistungsverstärkung (EDFAs) sowie zwischen den Verstärkern eingeschleifter Dispersionskompensation (DCF).

Zusätzlich ist ein am Anfang jeder optischen Übertragung stehender optischer Sender (TX) dargestellt. Im restlichen Kapitel wird diese optische Komponente nicht mehr explizit gezeigt, er soll aber an dieser Stelle klarstellen, daß es letztlich nicht (nur) um die Justierung von Verstärkergewinnen geht (hier: EDFA1 und EDFA2), sondern allgemein um die Einstellung von Fasereingangsleistungen (hier: SSMF und DCF).

Im Normalfall wird gefordert sein, daß Eingangs- und Ausgangsleistung dieser kurzen optischen Kaskade identisch sind, um solche Übertragungsabschnitte auf einfache Art und Weise zu Übertragungsstrecken kaskadieren zu können. Eingangs- und Ausgangsleistung müssen sich im allgemeinen Fall aber nicht entsprechen, sondern dürfen durchaus unterschiedliche Werte aufweisen. Festzuhalten bleibt, daß aufgrund der Faserparameter (Länge und Dämpfungskoeffizient) sowie ggf. äußerer Rahmenbedingungen Leistungsverluste vorgegeben sind, die durch die EDFAs auszugleichen sind.

Abb. 5.3 zeigt, wie sich die effektive Rauschleistung des Übertragungsabschnitts aus Abb. 5.2 verändert, wenn der Verstärkungsanteil des ersten EDFAs variiert wird bzw. wenn die beiden Verstärker unterschiedliche Rauschzahlen aufweisen. Ellipsen kennzeichnen die Kurvenscharen mit gleicher Rauschzahl F_{N2} des zweiten Verstärkers. Es zeigt sich, daß mit zunehmendem Verstärkungsanteil des ersten Verstärkers (d.h. von links nach rechts) die effektiven Rauschleistungen des Übertragungsabschnitts absolut niedriger sind und die Kurvenscharen näher beisammen liegen. Der zweite Verstärker hat also nur mittelbaren Einfluß auf die effektive Rauschleistung, sofern der größere Verstärkungsanteil beim ersten Verstärker (EDFA1) liegt.

Diese Designregel gilt durchweg für alle Rauschzahlkombinationen (F_{N1}/F_{N2}) und widerspricht übrigens nicht der Friis'schen Formel, nach der die Rauschzahl einer Verstärkerkaskade von der Rauschzahl des ersten Verstärkers dominiert wird. Man muß sich lediglich vergegenwärtigen, daß der relative Unterschied der Verstärker hinsichtlich ihrer Rauschzahl einen vergleichsweise schwachen Effekt darstellt (vgl. Abb. 5.3) und die Friis'sche Formel davon ausgeht, daß an den Verstärkern identische Ein- und Ausgangsleistungen anliegen.

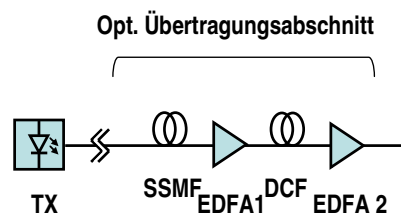


Abb. 5.2 - Beispielhafter optischer Übertragungsabschnitt mit zwei Verstärkern (EDFAs).

5.2.2. LEISTUNGSMANAGEMENT BEI MEHR ALS ZWEI VERSTÄRKERN

Bei mehr als zwei Verstärkern in einer optischen Kaskade ist die Ableitung einer einfachen Designregel wie oben i.A. nicht mehr möglich, da eine ganze Reihe von Fällen zu unterscheiden

5. Leistungsmanagement in DWDM-Netzen

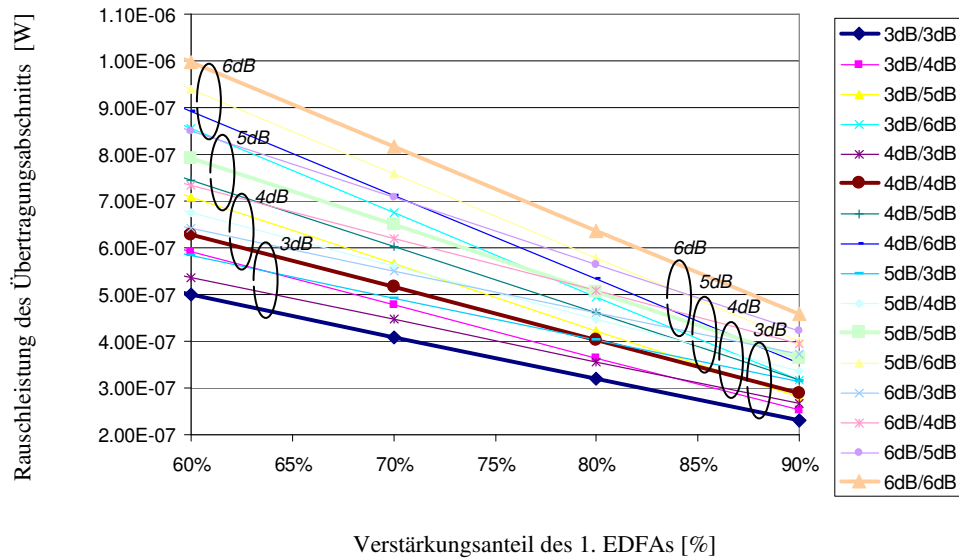


Abb. 5.3 - Effektive Rauschleistung des Übertragungsabschnitts aus Abb. 5.2 für verschiedene Rauschzahlkombinationen (F_{N1}/F_{N2}) und Verstärkungsanteile der beiden EDFAs.

ist. Man behilft sich damit, die optische Kaskade in einfach lösbare Teilprobleme zu untergliedern, wie dies z.B. in [FPS02], [BPS03] geschieht.

Abb. 5.4 zeigt eine optische Übertragungsstrecke zwischen den Wellenlängenkonvertern (WCs) zweier benachbarter *broadcast-and-select*-Netznoten [FPS02]. Es wird angenommen, daß es sich um regenerierende Wellenlängenkonverter handelt, die die analoge Signalverarbeitung terminieren. Zur Untersuchung der analogen Signaldegradation ist also eine Betrachtung der dazwischen liegenden Übertragungsstrecke hinreichend.

Am unteren Rand von Abb. 5.4 ist angedeutet, daß das Problem des Leistungsmanagements in vier Teilprobleme zerlegt wird, die unabhängig voneinander und leicht lösbar sind. Die Teilprobleme 1-3 umfassen lediglich einen Verstärker und sind damit trivial, während auf Teilproblem 4 die zuvor dargelegte Designregel für zwei Verstärker angewandt werden kann. Damit ist das Leistungsmanagement durchgeführt, wengleich manuell und nicht notwendigerweise optimal, da die Aufteilung in Teilprobleme möglicherweise jenen Teil des Lösungsraumes abschneidet, der die optimale Lösung birgt.

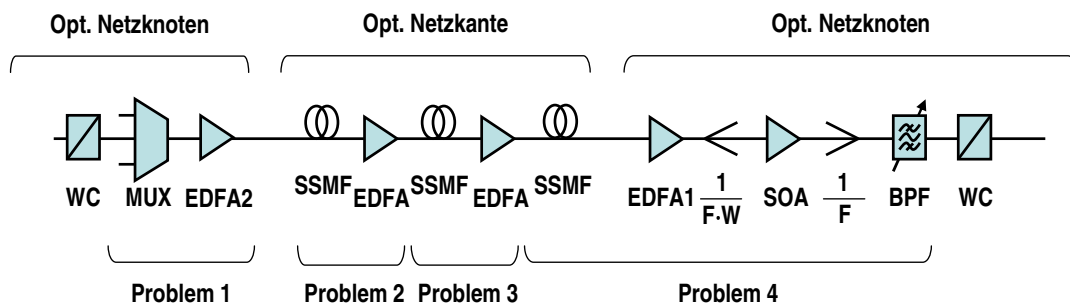


Abb. 5.4 – Übertragungsstrecke zwischen den 3R-Wellenlängenkonvertern (WCs) zweier benachbarter Netznoten [FPS02]. Von links nach rechts ist zunächst der zweite Teil der Knotenarchitektur ab dem WC zu sehen, gefolgt von der Faserstrecke sowie vom ersten Teil der Knotenarchitektur bis zum WC.

5.3. GÜTEMAXIMIERENDES LEISTUNGSMANAGEMENT IN DWDM-NETZEN

Grundlage des neuen Verfahrens ist der Ansatz, das Ende-zu-Ende-Problem adäquater Übertragungsgüte auf Teilprobleme herunterzubrechen. Konkret läßt sich dieser Ansatz auf das Gütekriterium des OSNR anwenden, dessen Kehrwert sich gemäß der OSNR-Summenformel (3-31) aus den entsprechenden Kehrwerten einzelner optischer Übertragungsabschnitte addiert:

$$1/OSNR^{(A-1)} = \sum_{m=0}^{A-1} 1/OSNR^{(m)}$$

Die zu lösenden Teilaufgaben lauten also, das OSNR jedes betrachteten Übertragungsabschnitts m zu maximieren:

$$1/\max(OSNR^{(A-1)}) = \sum_{m=0}^{A-1} 1/\max(OSNR^{(m)})$$

Dies kann bereits in der Netzplanungsphase erfolgen. Gegebenenfalls bietet sich an, zuerst jene Übertragungsabschnitte entlang der „kritischen Pfade“ des Netzes zu justieren.

Das entstehende Optimierungsproblem wird als nichtlineares mathematisches Programm (NLP) mit einer Zielfunktion und Nebenbedingungen zur Leistungskontinuität, zu Gewinnen/Verlusten durch optische Komponenten sowie ggf. Nebenbedingungen weiterer Übertragungseffekte formuliert, und mit dem kommerziellen Solver LOQO gelöst. Man beachte, daß die Berechnung in der vorliegenden Implementierung in logarithmischer/n Skala und Einheiten erfolgt (alle Leistungen in dBm, alle Gewinne bzw. Verluste in dB).

Netzkanten bestehen aus kaskadierten optischen Übertragungsabschnitten, die jeweils separat optimiert werden. Das neue Verfahren erlaubt dabei, zusätzliche Nebenbedingungen einzubringen: beispielsweise kann die Beschränkung der optischen Summenleistung an Fasereingängen eine Begrenzung bzw. Unterdrückung von Fasernichtlinearitäten bewirken.

Netzknoten werden über das Konzept des repräsentativen Signalpfads (s. Abschnitt 4.3) in die Betrachtung einbezogen, d.h. als optischer Übertragungsabschnitt, der einem Signalpfad durch die jeweils betrachtete optische Knotenarchitektur entspricht. Das neue Verfahren berücksichtigt die individuelle Dimensionierung der Netzknoten: z.B. können bei weniger Ausgangsfasern geringere Verluste durch Leistungsaufteilung anfallen, deren (gütesenkende) Kompensation durch optische Verstärkung geringer ausfallen kann.

5.3.1. PARAMETER

Die Parameter des Optimierungsproblems grenzen jene Eigenschaften der involvierten optischen Komponenten ein, die für die Entwicklung der Signal- und Rauschleistungen entlang der optischen Kaskade relevant sind. In den meisten Fällen handelt es sich um Minimal- und Maximalwerte. Die Parameter sind über der Menge C aller optischen Komponenten definiert und werden – falls nicht direkt zutreffend – mit berechnungsneutralen Vorgabewerten initialisiert:

Populationsinversionsfaktoren und minimale/maximale Gewinne sind beispielsweise nur für solche optischen Komponenten sinnvoll, die ggf. verstärken können (z.B. Verstärker, manche Wellenlängenkonverter).

Die Dämpfungsverluste umfassen die Einfügedämpfung der optischen Komponenten sowie ggf. Dämpfung durch Signalverzweigung. Die Definition der Dämpfungsverluste als Optimierungsvariablen wurde insbesondere für Übertragungsabschnitte mit kurzen Faserstücken eingeführt. Deren Dämpfung reicht möglicherweise nicht aus, um die maximale Eingangsleistung des Folgeverstärkers zu unterschreiten. Hier hilft das pauschale Einschleifen eines Dämpfungsglieds vor jedem EDFA, das ggf. wegoptimiert wird ($L_c=0$). Fest vorgegebene Dämpfungsverluste können dadurch geklemmt werden, daß die Ober- und Untergrenzen auf den gewünschten Wert gesetzt werden.

Tabelle 5.1 – Parameter des NLP

Parameter	Symbol	Definition	Vorgabewert
Menge der optischen Komponenten	C	-	-
Populationsinversionsfaktor	$n_{sp}^{(m)}$	$\forall m \in C$	0
Gewinn, minimal	$G_{\min}^{(m)}$		0 dB
Gewinn, maximal	$G_{\max}^{(m)}$		0 dB
Dämpfungsverluste, minimal	$L_{\min}^{(m)}$		0 dB
Dämpfungsverluste, maximal	$L_{\max}^{(m)}$		0 dB
Kanaleingangsleistung, minimal	$P_{\text{in min}}^{(m)}$		-100 dBm
Kanaleingangsleistung, maximal	$P_{\text{in max}}^{(m)}$		50 dBm
Kanalausgangsleistung, minimal	$P_{\text{out min}}^{(m)}$		-100 dBm
Kanalausgangsleistung, maximal	$P_{\text{out max}}^{(m)}$		50 dBm

5.3.2. VARIABLEN

Die Variablen des Optimierungsproblems umfassen den Gewinn, die Dämpfungsverluste sowie die Kanalein- und –ausgangsleistungen. Da diese nicht gänzlich unabhängig voneinander sind, ließe sich hier durchaus noch eine Normalisierung durchführen, der Optimierer verwirft aber von sich aus die redundanten Sachverhalte.

Tabelle 5.2 – Variablen des NLP

Variablen	Symbol	Definition
Gewinn	$G^{(m)}$	$\forall m \in C$
Dämpfungsverluste	$L^{(m)}$	
Kanaleingangsleistung	$P_{\text{in}}^{(m)}$	
Kanalausgangsleistung	$P_{\text{out}}^{(m)}$	

5.3.3. NEBENBEDINGUNGEN

Die folgenden Nebenbedingungen verknüpfen die zuvor definierten Variablen und Parameter entlang der optischen Kaskade. Während die Ungleichungen (5-1) bis (5-4) die Einhaltung der Ober- und Untergrenzen für die Variablen sicherstellen, regeln die Ausdrücke (5-5) und (5-6) die Fortschreibung der Signalleistung zwischen optischen Komponenten bzw. darüber hinweg:

$$G_{\min}^{(m)} \leq G^{(m)} \leq G_{\max}^{(m)} \quad \forall m \in C \quad (5-1)$$

$$L_{\min}^{(m)} \leq L^{(m)} \leq L_{\max}^{(m)} \quad \text{---} \quad (5-2)$$

$$P_{\text{in min}}^{(m)} \leq P_{\text{in}}^{(m)} \leq P_{\text{in max}}^{(m)} \quad \text{---} \quad (5-3)$$

$$P_{\text{out min}}^{(m)} \leq P_{\text{out}}^{(m)} \leq P_{\text{out max}}^{(m)} \quad \text{---} \quad (5-4)$$

$$P_{\text{out}}^{(m)} = P_{\text{in}}^{\text{next}(m)} \quad \text{---} \quad (5-5)$$

$$P_{\text{out}}^{(m)} = P_{\text{in}}^{(m)} + G^{(m)} + L^{(m)} \quad \text{---} \quad (5-6)$$

Weitere Nebenbedingungen, die beispielsweise der Unterdrückung von Fasernichtlinearitäten dienen können, lassen sich über die Parameter $P_{\text{in max}}^{(m)}$ bzw. über die Ungleichungen (5-3) in das NLP einbringen.

5.3.4. ZIELFUNKTION

Ziel des NLPs ist es, das OSNR nach der letzten Komponente (Nr. $A-1$) des Übertragungsabschnitts zu maximieren, bzw. den Reziprokwert zu minimieren. In der Tat erweist sich in der Praxis nur die letztere Darstellung als durch den eingesetzten Optimierer LOQO lösbar:

$$\begin{aligned} 1/OSNR_{\text{max}}^{(A-1)} &= 1/\max(OSNR^{(A-1)}) \\ &= \min(1/OSNR^{(A-1)}) \end{aligned}$$

Das OSNR stellt das Verhältnis aus der Kanalausgangsleistung P_{out} am Ende des Übertragungsabschnitts und der Summe der effektiven Rauschleistungen der jeweiligen Verstärkerkomponenten dar. Effektiv heißt, daß es um jene Rauschbeiträge geht, die am Ende der Kaskade tatsächlich wirksam werden:

$$\begin{aligned} OSNR^{(A-1)} &= P_{\text{out}}^{(A-1)} / \sum_{m=0}^{A-1} P_{\text{ASE eff}}^{(m)} \\ &= P_{\text{out}}^{(A-1)} / \sum_{m=0}^{A-1} P_{\text{ASE}}^{(m)} \frac{P_{\text{out}}^{(A-1)}}{P_{\text{out}}^{(m)}} \\ &= 1 / \sum_{m=0}^{A-1} P_{\text{ASE}}^{(m)} / P_{\text{out}}^{(m)} \end{aligned}$$

Bei einem Nettoverlust (Nettogewinn) vom betrachteten Verstärker bis zum Ende der Kaskade ist die effektive Rauschleistung stets geringer (größer) als der am Verstärkerausgang freigesetzte Wert – ein Detail, das bei der Modellierung von Übertragungsstrecken oftmals entfällt, wenn homogene Fasereingangsleistungen angenommen werden. Diese Arbeit ist jedoch an einer Darstellung für den allgemeinen Fall interessiert, die auch Übertragungsabschnitte unregelmäßiger Länge berücksichtigen kann.

Ohne näher auf die endgültige Darstellung einzugehen (eine genaue Erläuterung der Rauschleistungsterme $P_{\text{ASE}}^{(m)}$ ist im Abschnitt 3.4.1.1 zu finden), ergibt sich für die Zielfunktion:

$$\begin{aligned} 1/OSNR_{\text{max}}^{(A-1)} &= \min(1/OSNR^{(A-1)}) \\ &= \min\left(\sum_{m=0}^{A-1} P_{\text{ASE}}^{(m)} / P_{\text{out}}^{(m)}\right) \\ &= \min\left(\sum_{m=0}^{A-1} 2 n_{\text{sp}}^{(m)} h f \cdot (10^{G^{(m)}/10} - 1) \cdot B_o / 10^{P_{\text{out}}^{(m)}/10} \cdot 1mW\right) \end{aligned} \quad (5-7)$$

5.4. ANWENDUNGSBEISPIELE

Im folgenden wird anhand einiger Beispiele (Abb. 5.5a-c) gezeigt, daß das gütemaximierende Leistungsmanagement auf optische Übertragungsabschnitte anwendbar ist, die optischen Netzkanten bzw. homogenen optischen Knotenarchitekturen entstammen.

Bei den Netzknoten ist vorab ein repräsentativer Signalpfad der Knotenarchitektur auszuwählen, danach läuft aber in beiden Fällen das weiter oben dargelegte Verfahren zur Maximierung der Übertragungsgüte ab.

5. Leistungsmanagement in DWDM-Netzen

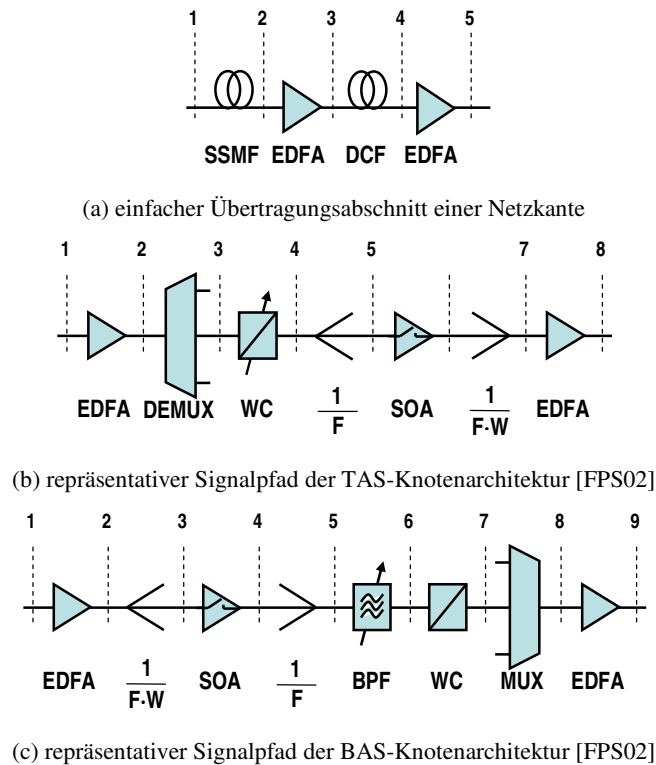


Abb. 5.5 - Beispiel- Übertragungsabschnitte für das güteoptimale Leistungsmanagement

In Abhängigkeit von der Wellenlängen- bzw. Faserzahl ergeben sich dabei verschiedene Leistungsverläufe zwischen Knoteneingang und -ausgang sowie variierende OSNR-Werte am Knotenausgang.

Zum Vergleich wurde eine einfache Heuristik entwickelt, die zunächst allen Verstärkern gleiche Gewinne zuweist und im Anschluß iterativ alle Verletzungen von Nebenbedingungen behebt. Die dabei erzielten OSNR-Werte wurden den optimalen Werten hinterlegt.

5.4.1. LEISTUNGSMANAGEMENT IN OPTISCHEN NETZKANTEN

Als erstes Anschauungsobjekt dient der in Abb. 5.5a dargestellte Übertragungsabschnitt. Bei güteoptimalem Leistungsmanagement ergeben sich die in Abb. 5.6a bzw. b illustrierten Leistungsverläufe und OSNR-Werte; erstere variieren z.T. erheblich mit der Systemdimensionierung (Wellenlängenzahl).

Die Leistungspegel an den Meßstellen 1 und 5 sind mit 0dBm pro Wellenlänge fest vorgegeben, und beide EDFAs haben eine maximale Eingangsleistung von 5dBm. Abb. 5.6a zeigt sehr schön, daß für $W=2$ Wellenlängen der zweite EDFA entfallen kann (unterste, dunkelblaue Linie bleibt zwischen den Meßstellen 4 und 5 konstant), während er für $W>2$ einen Teil des Gewinns liefern muß, weil eine alleinige Verstärkung durch den ersten EDFA die Nebenbedingung zur maximalen Eingangsleistung des zweiten EDFAs verletzen würde.

Der Vergleich in Abb. 5.6b deckt auf, daß das heuristische Leistungsmanagement um 0.25 bis 0.5dB schlechtere OSNR-Werte liefert als der Optimierungsansatz. Der Grund dafür, daß sich nicht noch größere Unterschiede ergeben, ist in der oben erwähnten Nebenbedingung zur maximalen Eingangsleistung des EDFAs zu sehen, die nur wenig Optimierungsspielraum läßt.

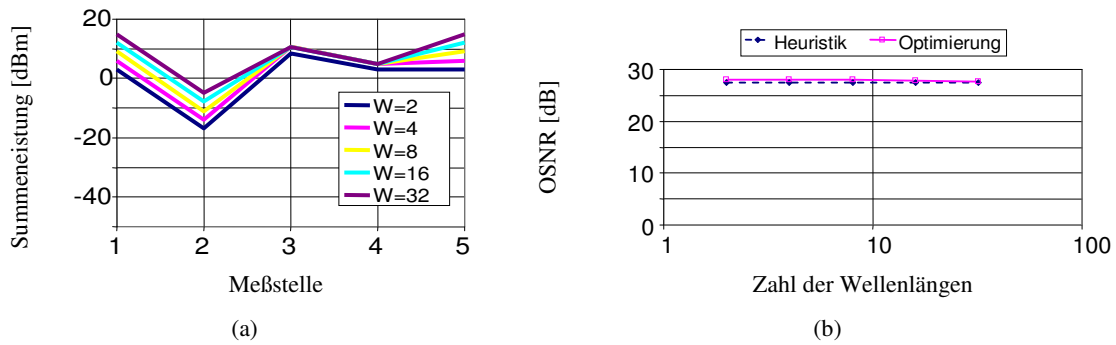


Abb. 5.6 - Leistungsmanagement bei Übertragungsabschnitten: (a) Leistungsverläufe für verschiedene Zahlen von Wellenlängen, (b) maximales OSNR als Funktion der Zahl der Wellenlängen. Zum Vergleich sind die optimalen OSNR-Werte mit heuristisch erzielten Vergleichswerten hinterlegt.

5.4.2. LEISTUNGSMANAGEMENT IN OPTISCHEN NETZKNOTEN

Bei den Netzknoten soll zuerst die in Abb. 5.5b dargestellte *tune-and-select* (TAS) Knotenarchitektur untersucht werden.

Das güteoptimale Leistungsmanagement erzielt Leistungsverläufe bzw. OSNR-Werte wie in Abb. 5.7a+b gezeigt; die Variation der Kurven ist sehr viel stärker als bei einem Übertragungsabschnitt, da mehr Nebenbedingungen zu beachten sind und die Leistungsverluste u.a. von der Knotendimensionierung (Faserzahl) abhängen.

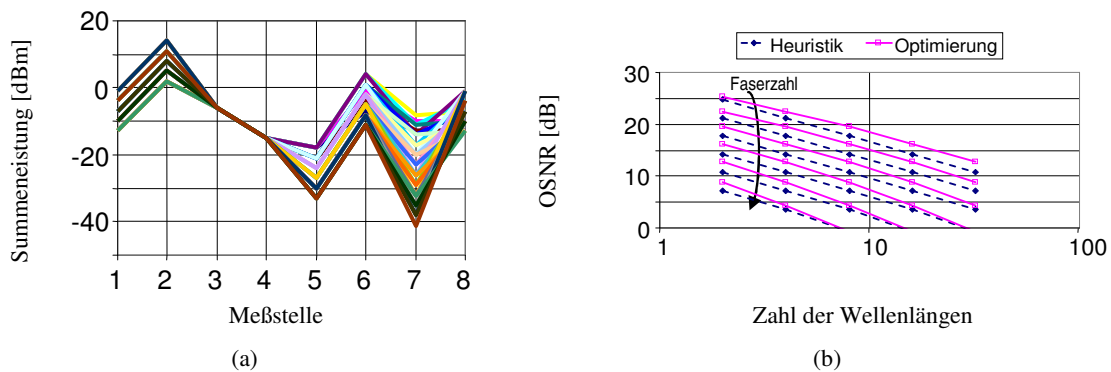


Abb. 5.7 - Leistungsmanagement bei der TAS-Knotenarchitektur: (a) Leistungsverläufe für verschiedene Zahlen von Fasern und Wellenlängen, (b) maximales OSNR als Funktion der Zahl der Wellenlängen (und Fasern). Zum Vergleich sind die optimalen OSNR-Werte mit heuristisch erzielten Vergleichswerten hinterlegt.

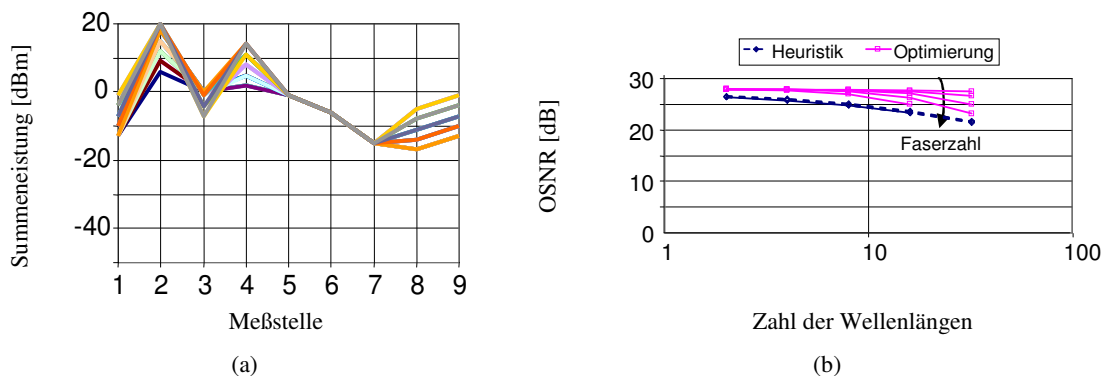


Abb. 5.8 - Leistungsmanagement bei der BAS-Knotenarchitektur: (a) Leistungsverläufe für verschiedene Zahlen von Fasern und Wellenlängen, (b) maximales OSNR als Funktion der Zahl der Wellenlängen (und Fasern). Zum Vergleich sind die optimalen OSNR-Werte mit heuristisch erzielten Vergleichswerten hinterlegt.

In diesem Beispiel ist das heuristische Leistungsmanagement um bis zu 2dB schlechter als der Optimierungsansatz (Abb. 5.7b). Der begrenzende Faktor für noch größere Optimierungsgewinne ist in diesem Fall der fest vorgegebene Eingangspegel des einstellbaren Wellenlängenkonverters (WC).

Ein ähnliches Bild ergibt sich bei der in Abb. 5.5c gezeigten *broadcast-and-select* (BAS) Knotenarchitektur. Die Leistungsverläufe in Abb. 5.8a lassen darauf schließen, daß die ersten beiden Verstärker den Löwenanteil des Gewinns liefern, und daß ihre Ausgangsleistungen die Leistungspegel am Knotenausgang z.T. weit übertreffen. Die am Knotenausgang wirksame (d.h. effektive) Rauschleistung vermindert sich dadurch im beträchtlichen Maß. Folgerichtig sind die OSNR-Werte der BAS-Knotenarchitektur auch durchweg besser als die des TAS-Knotens.

Abb. 5.8b zeigt außerdem, daß die durch den güteoptimalen Ansatz erzielten OSNR-Werte zwischen 1,5 und 5,6dB besser sind als die der Heuristik. Auch hier begrenzt der fest vorgegebene Eingangspegel des statischen Wellenlängenkonverters (WC) den Optimierungsspielraum.

5.5. ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Kapitel wurde ein neues, als nichtlineares Optimierungsproblem formuliertes Verfahren zum Leistungsmanagement in optischen Verstärkerkaskaden vorgestellt, das die durch das Verstärkerrauschen (spontane Emission) bestimmte Grundperformanz der Übertragung maximiert [F04].

Im Gegensatz zu konventionellen, heuristischen Ansätzen führt das neue Verfahren auch bei mehr als zwei Verstärkern zur optimalen Lösung. Da viele optische Knotenarchitekturen mehr als zwei Verstärker in Lichtpfade einschleifen, werden so neben den optischen Netzkanten auch die optischen Netzknoten einer automatisierten, rechnergestützten und gütemaximierenden Justierung zugänglich, die einen unnötig hohen Degradationsbeitrag durch fehljustierte Arbeitspunkte (Summenleistungspegel) ausschließt.

Nun kann im folgenden Kapitel 6 die Integration von Güteberechnung und Verkehrslenkung (Routing) stattfinden. Bisher veröffentlichte Arbeiten nehmen eine Gütebewertung der betrachteten Lichtpfade nach bzw. während des Routingvorgangs vor, in dieser Arbeit findet dagegen die Gütebewertung vor dem Routing statt. Die Ergebnisse der Gütebewertung werden in einer virtuellen Topologie festgehalten, in der prinzipiell jeder auf linearen Metriken basierende Routingalgorithmus zur Anwendung kommen kann und alle Routingergebnisse automatisch den Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte genügen.

6. ONLINE-ROUTING UNTER NEBENBEDINGUNGEN ZUR ÜBERTRAGUNGSGÜTE

6.1. ÜBERSICHT

6.1.1. PROBLEMSTELLUNG

Verkehrslenkung (*routing*) bezeichnet die Suche und Festlegung von Wegen durch ein Kommunikationsnetz, um zwischen mindestens zwei Netzknoten zu transportierende Nachrichten unter Verwendung der Ressourcen des Netzes und hinsichtlich eines vorgegebenen Kostenmodells „optimal“ zu übermitteln (Abb. 6.1).

Online-Routing findet während des Netzbetriebs statt und geht dem Verbindungsaufbau voraus. In heutigen DWDM-Transportnetzen steht für diese Aufgabe geraume Zeit zur Verfügung, da die Geschäftsprozesse der Netzbetreiber von einer ganzen Reihe arbeitsteiliger, manueller Bearbeitungsschritte geprägt sind. So sind heutige Netze durchweg für statische Lastfälle konzipiert, geplant und dimensioniert, und im Netzbetrieb werden bei Anforderung einer Verbindung durch den zukünftigen Nutzer zunächst Faxnachrichten unter den beteiligten Netzbetreibern ausgetauscht. Die Bereitstellung einer Verbindung kann so je nach Anzahl der Beteiligten Tage oder sogar Wochen dauern.

Eine Automatisierung des Netzbetriebs, wie sie zukünftig durch die Einführung von *control plane*-Technologien vorgesehen ist, läßt einen erheblichen Zuwachs an Verkehrsdynamik erwarten, weil nicht nur die Kommunikationssteuerung übers Netz verteilt wird, sondern auch den Nutzern Gelegenheit geboten wird, Dienste dynamisch in Anspruch zu nehmen.

Vorgänge der Kommunikationssteuerung werden folglich erheblich schneller als heute ablaufen müssen, was vor dem Hintergrund transparenter Netzkonzepte, die die Berechnung der Übertragungsgüte eher verlängern, kein leichtes Unterfangen ist. Dieser Zeitdruck betrifft logischerweise auch das dem Verbindungsaufbau vorgelagerte Routing.

An dieser Stelle stellt sich die Frage, warum das Online-Routing in transparenten DWDM-Netzen eine besondere Betrachtung erfordert. Die Antwort ist, daß die Problemstellung durch eine Gemengelage aus Komplexität und Nichtlinearität stark verkompliziert wird.

Schon das Grundproblem ohne weitere Nebenbedingungen ist dadurch geprägt, daß die Menge schleifenfreier Kandidatenpfade mit der Knotenzahl N des betrachteten Netzes exponentiell anwächst (Abb. 6.2), und zusammen mit der ganzzahligen Granularität der Betriebsmittel (Ressourcen) des Netzes für eine hohe Komplexität der zu lösenden Routingaufgabe sorgt.

Zwar lassen sich für etliche Unterklassen des Online-Routings Algorithmen mit polynomialer Komplexität finden, die zur optimalen Lösung führen. Dies gilt beispielsweise – entgegen der landläufigen Meinung – für alle Aufgabenstellungen mit einer oder mehreren linearen Metriken.

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

Allerdings kommen in transparenten bzw. selektiv regenerierenden DWDM-Netzen normalerweise weitere – lineare – Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz (z.B. Pfadschutz durch Parallelschaltung knotendisjunkter Pfade) sowie – lineare und nichtlineare – Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte hinzu. Erstere erfordern ‚nur‘ eine kombinatorische Betrachtungsweise, während letztere die oben erwähnten polynomialen Komplexitätsangaben definitiv entwerfen.

Es wird also ein Verfahren benötigt, das die Aufgabenstellung dieser Arbeit – das Online-Routing in transparenten bzw. selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing in DWDM networks with sparse regeneration*) – in ihrer gesamten Ausprägung und in kurzer Zeit löst.

In ihrer gesamten Ausprägung bedeutet, daß die Lösung nicht nur hinsichtlich *aller* Übertragungseffekte, die die Übertragungsgüte beeinflussen, realisierbar sein muß, sondern auch bezüglich des aktuellen Belegungszustands und ggf. weiterer Nebenbedingungen (z.B. Fehlertoleranz). In kurzer Zeit heißt, daß der Einsatz im Rahmen der Kommunikationssteuerung eine Lösung in Sekunden (bzw. –bruchteilen davon) erfordert.

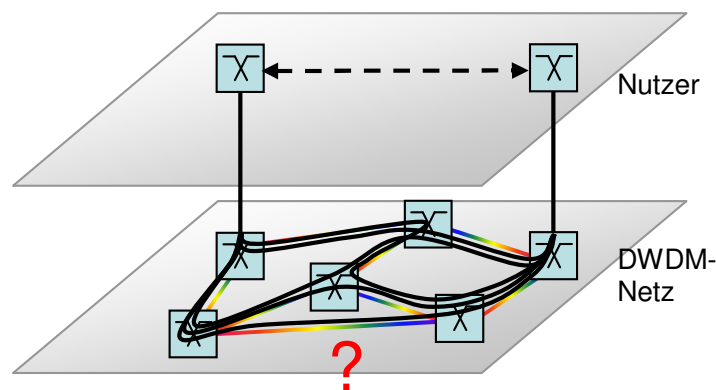


Abb. 6.1 – Online-Routing befasst sich mit der Fragestellung, welche schleifenfreien Wege – und damit welche Betriebsmittel – im laufenden Netzbetrieb zur Realisierung eines nutzerseitigen Verbindungswunsches herangezogen werden. Dabei sind sehr viele Kandidatenpfade hinsichtlich eines vorgegebenen Kostenmodells und weiterer linearer und nichtlinearer Nebenbedingungen zu bewerten – die Abbildung zeigt nur einige kleine Untermenge davon.

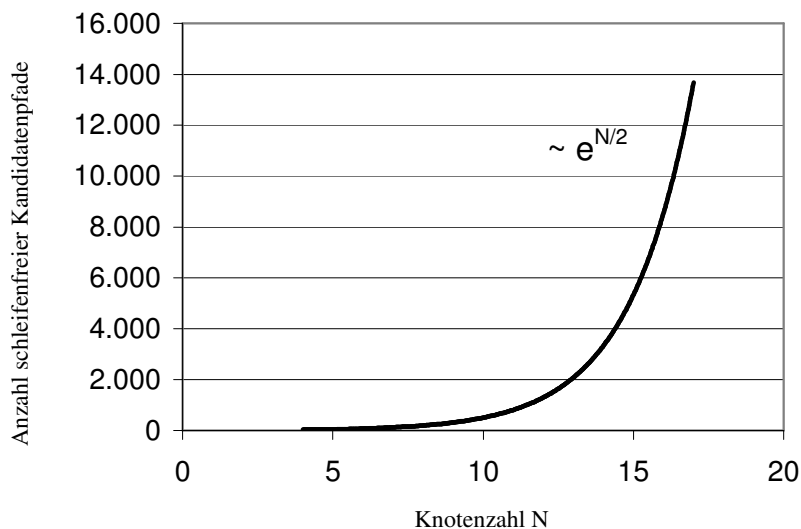


Abb. 6.2 – Zur Komplexität der Verkehrslenkung: Anzahl der schleifenfreien Kandidatenpfade als Funktion der Knotenzahl N

6.1.2. ORGANISATION DES KAPITELS

Zunächst wird untersucht, welche verschiedenen Problem- und Komplexitätsklassen sowie Lösungsansätze für den Begriff des Routings identifiziert werden können, um ein Klassifikationsgerüst für den folgenden Abschnitt zur Verfügung zu stellen (Abschnitt 6.2).

Daran schließt sich die Sichtung des Standes von Wissenschaft und Technik hinsichtlich existierender Routingverfahren an. Sie untergliedert sich in Verfahren für Unicast- sowie Multicast-Routing mit Nebenbedingungen, außerdem werden für diese beiden Fälle Verfahren zur Wellenlängenzuweisung aufgezeigt (Abschnitt 6.3).

Danach wird das neue Verfahren zum Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte präsentiert. Es handelt sich um ein zweistufiges Verfahren mit den Teilaufgaben der Gütebewertung (Bildung einer virtuellen Topologie) sowie des eigentlichen Routings in dieser virtuellen Topologie (Abschnitt 6.4).

Anwendungsbeispiele für fehlertolerantes Unicast- bzw. Multicast-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte beschließen das Kapitel.

6.2. ROUTING: KLASSIFIKATION, KOMPLEXITÄT UND LÖSUNGSMETHODEN

6.2.1. KLASSIFIKATION BEKANNTER ROUTINGVERFAHREN

Routingverfahren lassen sich zunächst grob dahingehend unterscheiden, in welcher Phase des Produktlebenszyklus sie zum Einsatz kommen, und auf welche Rufart sie abzielen.

Für die vorliegende Arbeit sind speziell die Online-Routingverfahren interessant. Sie bestehen aus einem Verkehrslenkungsschema (*routing scheme*), nach dem die Wegemengen für die Verkehrsbeziehungen festgelegt werden, und der Wegauswahl (*route selection*) aus jener Wegemenge, die durch das Verkehrslenkungsschema bestimmt wurde [ITG96].

Für beide Bestandteile lassen sich einige Klassifikationsmerkmale festlegen, die helfen, eine Reihe bekannter Online-Routingverfahren zu klassifizieren (Tabelle 6.5). Von Bedeutung sind insbesondere die starren, fest-alternativen, adaptiven sowie die link-zustandsbasierten Routingverfahren.

Tabelle 6.1 – Klassifikationskriterien hinsichtlich der Einsatzphase im Produktlebenszyklus

↪ für die Netzplanung (<i>offline</i>)	Wegesuche unter kombinatorischer Einbeziehung aller Rufe (setzt deren Kenntnis voraus).
↪ für den Netzbetrieb (<i>online, on demand</i>)	Wegesuche für Einzelverbindungen.

Tabelle 6.2 – Klassifikationskriterien hinsichtlich des Ruftyps

↪ Dialog (<i>unicast</i>)	Wegesuche für Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsbeziehungen.
↪ Gruppenruf (<i>multicast</i>)	Wegesuche für Punkt-zu-Mehrpunkt-Kommunikationsbeziehungen.

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

Tabelle 6.3 – Klassifikationskriterien hinsichtlich des Verkehrslenkungsschemas

↗	statisch (<i>static</i>)	Wegemengen sind fest bestimmt und zeitunabhängig (Änderungen erfolgen lediglich in planerischen Zeitabständen).
↘	dynamisch (<i>dynamic</i>)	Wegemengen sind veränderlich.
↗	heuristisch (<i>heuristic</i>)	Wege werden mittels Approximationsalgorithmen bestimmt (Lösung ist nicht notwendigerweise optimal).
↘	optimal (<i>optimal</i>)	Wege werden mittels Optimierungsalgorithmen bestimmt. Als Zielfunktion dienen allgemein die zu minimierenden Kosten.

Tabelle 6.4 – Klassifikationskriterien hinsichtlich der Wegauswahl

↗	zentral (<i>centralized</i>)	Wegauswahl aus der Wegemenge erfolgt in einem zentralen Netzknoten.
↘	dezentral/verteilt (<i>decentralized/distributed</i>)	Wegauswahl erfolgt im Ursprungsknoten bzw. den nachfolgenden Netzknoten.
	isoliert (<i>isolated</i>)	Wegauswahl erfolgt ausschließlich auf Basis von lokal verfügbarer oder gewonnener Information.
	sequentiell (<i>sequential</i>)	Wegemenge wird immer in gleicher Reihenfolge abgesucht (<i>greedy</i>).

Tabelle 6.5 – Klassifikation bekannter Online-Routingverfahren

Routingverfahren	Verkehrslenkungsschema	Wegauswahl	Zahl der Wege in der Wegemenge
starr (<i>fixed nonalternate</i>) Jeder Verkehrsbeziehung steht nur ein einziger, fest vorgegebener Weg zur Verfügung. Wegemenge bzw. Wegauswahl orientieren sich <i>nicht</i> am aktuellen Netzzustand.	statisch	zentral	=1
fest-alternativ (<i>fixed alternate</i>) Jeder Verkehrsbeziehung stehen mehrere verschiedene Wege zur Verfügung, die alternativ in Anspruch genommen werden können. Die Wegemenge orientiert sich <i>nicht</i> am aktuellen Netzzustand, die Wegauswahl berücksichtigt nur den Belegungszustand der vom jeweiligen Netzknoten aus weiterführenden Wege.	statisch	sequentiell	≥2
adaptiv (<i>adaptive</i>) Wegemenge bzw. Wegauswahl orientieren sich am aktuellen Netzzustand.	dynamisch	zentral	≥1
quellen-/zielgesteuert (<i>source/destination routing</i>) Quell- bzw. Zielknoten legt den gesamten Weg fest.	statisch / dynamisch	dezentral	=1
hierarchisch (<i>hierarchical</i>) Wegemenge und Reihenfolge bei der Wegauswahl orientieren sich an der hierarchischen Netzstruktur.	statisch	sequentiell	≥1
lastproportional (<i>load sharing</i>) Wegauswahl erfolgt proportional zu Lastteilungsfaktoren, die den Wegen der Wegemengen zugeordnet sind.	statisch / dynamisch	zentral / dezentral	≥2
nach kürzester Warteschlange (<i>hot potato routing</i>)	dynamisch	dezentral, isoliert	=1
Fluten (<i>flooding</i>)	statisch	dezentral, isoliert	≥0
Linkzustands-basiert (<i>link state routing</i>) z.B. OSPF, IS-IS (Dijkstra-Algorithmus)	dynamisch	dezentral	=1
Distanzvektor-basiert (<i>distance vector routing</i>) z.B. RIP (Bellman-Ford-Algorithmus)	dynamisch	dezentral	=1
Pfadvektor-basiert (<i>path vector routing</i>) z.B. BGP	dynamisch	dezentral	=1

6.2.2. KOMPLEXITÄT

Dieser Abschnitt beschäftigt sich zunächst mit der zeitlichen Komplexität der Lösung von Unicast- und Multicast-Routingproblemen, die einer oder mehreren linearen Nebenbedingungen unterliegen. Neuere, systematische Untersuchungen identifizieren etliche Unterklassen von Routingproblemen, die durch Algorithmen mit polynomialer Komplexität lösbar sind. Sie werden später zur Klassifikation der einschlägigen Vorarbeiten herangezogen.

Es wird gezeigt, daß sich das Routing unter mehreren linearen Nebenbedingungen

- im Unicast-Fall in polynomialer Zeit berechnen läßt, und
- im Multicast-Fall definitiv NP-vollständig ist.

Beaufschlagt man diese Routingprobleme mit zusätzlichen nichtlinearen Nebenbedingungen aufgrund bestimmter physikalischer Übertragungseffekte, so treffen diese Komplexitätsaussagen nicht mehr zu. Es wird eine Separation des Routingproblems in die Teilaufgaben Gütebewertung und Routing erforderlich, um mit der hohen Komplexität zurecht zu kommen. Dabei kommt es auch auf die Reihenfolge dieser Teilaufgaben an.

6.2.2.1. UNICAST-ROUTING MIT LINEAREN NEBENBEDINGUNGEN

1) ROUTING ANHAND EINER EINZIGEN METRIK

In Tabelle 6.6 werden vier Grundformen des Unicast-Routings vorgestellt, aus denen sich verschiedene Kombinationen bilden lassen. Diese Art der Klassifikation orientiert sich an der Darstellung in [CN98].

Tabelle 6.6 – Die vier Varianten des Unicast-Routings mit einer einzigen linearen Metrik

Beschränkung	Beispiel	Komplexität (Lösungsansatz)
Kantenoptimierung (<i>link-optimisation routing</i>)	Pfad mit der größten Übertragungskapazität („ <i>widest path</i> “)	polynomial (modifizierter <i>shortest path</i> -Algorithmus)
Kantenbeschränkung (<i>link-constrained routing</i>)	Pfad mit hinreichenden Pufferkapazitäten in den Knoten	polynomial (Rückführung auf Kanten-Optimierung)
Pfadoptimierung (<i>path-optimisation routing</i>)	Pfad mit den geringsten Gesamtkosten („ <i>least-cost path</i> “)	polynomial (<i>shortest path</i> -Algorithmus)
Pfadbeschränkung (<i>path-constrained routing</i>)	Pfad mit beschränkter Laufzeit („ <i>delay-constrained path</i> “)	polynomial (<i>shortest path</i> -Algorithmus)

Es gibt zwei kantenbezogene Grundformen: Das Ziel einer Kantenoptimierung ist, den Pfad zu finden, dessen kleinstes (größtes) Kantengewicht entlang des Pfades maximal (minimal) ist, während eine Kantenbeschränkung Pfade liefert, deren Kantengewichte eine vorgegebene Ober- bzw. Untergrenze einhalten. Als Metriken dienen in beiden Fällen üblicherweise freie Übertragungskapazitäten der Netzkanten bzw. freie Pufferkapazitäten der Netzknoten. Kantenbeschränkungen werden typischerweise dadurch implementiert, daß vor dem eigentlichen Routingvorgang alle Netzkanten entfernt werden, die die Kantenbeschränkung nicht einhalten.

Zudem gibt es zwei Grundformen mit Ende-zu-Ende-Bezug: Eine Pfadoptimierung zielt auf den Pfad ab, dessen Summe aller Kantengewichte maximal (minimal) ist, während eine Pfadbeschränkung Pfade ergibt, deren Summe aller Kantengewichte eine vorgegebene Ober- bzw. Untergrenze einhält. Als typische Metriken sind hier Laufzeiten, Laufzeitdifferenzen oder auch Kosten zu nennen.

II) ROUTING ANHAND MEHRERER METRIKEN

Aus den oben dargestellten Grundformen lassen sich Varianten des Unicast-Routings mit mehreren Metriken erzeugen (Tabelle 6.7). Nicht alle davon lassen sich mit polynomialem Aufwand lösen. Dies gilt auch für das kostenminimierende Routing unter mehreren linearen Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte, das der vorletzten Kategorie in Tabelle 6.7 (Pfadbeschränkung mit -optimierung) zuzurechnen ist und daher zur Klasse der NP-vollständigen Probleme gehört.

Tabelle 6.7 – Varianten des Unicast-Routings mit mehreren linearen Metriken

Kombinationen		Beispiel	Komplexität
mehrfache Kantenbeschränkung (<i>multi-link-constrained routing</i>)		Pfad mit hinreichenden Übertragungs- und Pufferkapazitäten	polynomial
Kantenbeschränkung	Kantenoptimierung	Pfad mit hinreichender Übertragungskapazität und den größten Pufferkapazitäten in den Knoten	polynomial
Kantenbeschränkung	Pfadbeschränkung	Pfad mit hinreichender Übertragungskapazität und beschränkter Laufzeit	polynomial
Kantenbeschränkung	Pfadoptimierung	Pfad mit hinreichender Übertragungskapazität und geringster Laufzeit	polynomial
Pfadbeschränkung	Kantenoptimierung	Pfad mit beschränkter Laufzeit und größter Übertragungskapazität	polynomial
Pfadbeschränkung	Pfadoptimierung	Pfad mit hinreichender Übertragungsgüte und geringsten Kosten	NP-vollständig (bzw. polynomial, s.u.)
mehrfache Pfadbeschränkung (<i>multi-path-constrained routing</i>)		Pfad mit beschränkter Laufzeit und Laufzeitdifferenz	NP-vollständig (bzw. polynomial, s.u.)

Die NP-Vollständigkeit der beiden letzten Varianten gilt jedoch nur für den Fall unabhängiger Metriken, die reellwertige oder unbeschränkt ganzzahlige Werte aufnehmen [WC96]. Sie reduziert sich in beiden Fällen auf polynomiale Komplexität,

- wenn alle Metriken von einer gemeinsamen Metrik abhängen, oder
- wenn alle Metriken bis auf eine einzige beschränkt ganzzahlig sind, oder
- wenn alle Metriken bis auf eine einzige unbeschränkt ganzzahlig aber Ende-zu-Ende-beschränkt sind.

Damit wird klar, daß sich für das kostenminimierende Unicast-Routing bei Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte durchaus Algorithmen mit polynomialer Komplexität finden lassen. Dies gilt jedoch nur, solange die Metriken linearer Natur sind, und es muß ggf. eine Abbildung reellwertiger auf ganzzahlige Werte vorgenommen werden.

6.2.2.2. MULTICAST-ROUTING MIT LINEAREN NEBENBEDINGUNGEN

I) ROUTING ANHAND EINER EINZIGEN METRIK

Auch im Multicast-Fall lassen sich vier Grundformen darstellen (Tabelle 6.8). Im Unterschied zum Unicast-Fall findet keine Optimierung oder Beschränkung von Pfaden, sondern von Bäumen statt.

Tabelle 6.8 – Die vier Varianten des Multicast-Routings mit einer einzigen linearen Metrik

Beschränkung	Beispiel	Komplexität
Kantenoptimierung (<i>link-optimisation routing</i>)	Baum mit der größten Übertragungskapazität	polynomial
Kantenbeschränkung (<i>link-constrained routing</i>)	Baum mit hinreichenden Pufferkapazitäten in den Knoten	polynomial
Baumoptimierung (<i>path-optimisation routing</i>)	Baum mit den geringsten Gesamtkosten („ <i>Steiner minimum tree</i> “)	NP-vollständig
Baumbeschränkung (<i>path-constrained routing</i>)	Baum mit beschränkten Laufzeiten („ <i>delay-constrained tree</i> “)	polynomial

II) ROUTING ANHAND MEHRERER METRIKEN

Analog zum Unicast-Fall lassen sich die Varianten des Multicast-Routings mit mehreren Metriken aus den Grundformen kombinieren (Tabelle 6.9). Auch hier zeigt sich, daß nicht alle davon mit polynomialem Aufwand zu lösen sind. Dies gilt auch für das kostenminimierende Multicast-Routing unter mehreren linearen Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte, das der vorletzten Kategorie in Tabelle 6.9 (Baumbeschränkung mit -optimierung) zuzurechnen ist und daher zur Klasse der NP-vollständigen Probleme gehört.

Tabelle 6.9 – Varianten des Multicast-Routings mit mehreren linearen Metriken

Kombinationen		Beispiel	Komplexität
mehrfache Kantenbeschränkung (<i>multi-link-constrained routing</i>)		Baum mit hinreichenden Übertragungs- und Pufferkapazitäten	polynomial
Kantenbeschränkung	Kantenoptimierung	Baum mit hinreichender Übertragungskapazität und den größten Pufferkapazitäten in den Knoten	polynomial
Kantenbeschränkung	Baumbeschränkung	Baum mit hinreichender Übertragungskapazität und beschränkter Laufzeit	polynomial
Kantenbeschränkung	Baumoptimierung	Baum mit hinreichender Übertragungskapazität und geringster Laufzeit	NP-vollständig
Baumbeschränkung	Kantenoptimierung	Baum mit beschränkten Laufzeiten und größter Übertragungskapazität	polynomial
Baumbeschränkung	Baumoptimierung	Baum mit hinreichenden Übertragungsgüten und geringsten Kosten („ <i>constrained Steiner minimum tree</i> “)	NP-vollständig
mehrfache Baumbeschränkung (<i>multi-tree-constrained routing</i>)		Baum mit beschränkten Laufzeiten und Laufzeitdifferenzen	NP-vollständig

Die Komplexitätsangabe für die letzte Variante trifft nur bei voneinander unabhängigen Metriken zu, die realzahlige oder unbeschränkt ganzzahlige Werte aufnehmen. Sie reduziert sich auf polynomiale Komplexität, wenn alle Metriken bis auf eine einzige beschränkt ganzzahlig sind.

Die NP-Vollständigkeit der beiden anderen Kombinationen ist dagegen unumstößlich – also auch für das kostenminimierende Multicast-Routing unter mehreren linearen Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte.

6.2.2.3. SEPARATION IN GÜTEBEWERTUNG, ROUTING UND WELLENLÄNGENZUWEISUNG

Jede Einschränkung des Routingproblems durch zusätzliche nichtlineare Nebenbedingungen kann die Komplexitätsaussagen der vorangegangenen Abschnitte entwerten. Ist dies der Fall, so wird eine Separation des Routingproblems in die Teilaufgaben Gütebewertung und Routing erforderlich, um wenigstens für die Routing-Teilaufgabe eine Komplexitätsaussage machen zu können.

Der richtigen Reihenfolge dieser Schritte kommt dabei große Bedeutung zu. Konventionelle Ansätze bewerkstelligen die Gütebewertung entweder nach (Routing vor Gütebewertung) oder simultan mit dem Routing (Routing mit Gütebewertung).

I) ROUTING MIT GÜTEBEWERTUNG

Der intuitive Ansatz, das Routing zusammen mit der Gütebewertung durchzuführen, umfasst Kürzeste-Pfad-Algorithmen, die nach jedem Schritt entlang einer Netzkante eine zusätzliche, auf linearen Metriken basierende Güteprüfungen vollziehen.

Nebenbedingungen aufgrund bestimmter physikalischer Übertragungseffekte, die sich nicht in lineare Metriken abbilden lassen, können so nicht in eine während des Routings durchgeführte Gütebewertung einbezogen werden: Beispielsweise gehen beim Cartaxo-Modell für die XPM-Fasernichtlinearität (s. Abschnitt 3.4.3.2.I) Streckenparameter aller optischen Übertragungsabschnitte in die Berechnung des Degradationsbeitrags des untersuchten optischen Übertragungsabschnitts ein - der Pfad durch das Netz müsste eigentlich schon während seiner Gütebewertung bekannt sein!

Eine Möglichkeit bietet sich allerdings durch Linearisierung der nichtlinearen Nebenbedingungen [DSL06]: Zunächst werden in beliebigen Fasertopologien ca. 2.000-3.000 zufällige Pfadkandidaten auf ihre Übertragungsgüte untersucht und die dabei erzielten Ergebnisse - wie in Abb. 6.3 beispielhaft dargestellt - in einen Lösungsraum eingetragen, der durch eine Reihe linearer Metriken aufgespannt wird (hier: Zahl der durchlaufenen Netzkanten/-knoten - "Hops", sowie Zahl der Faserkilometer - "Länge").

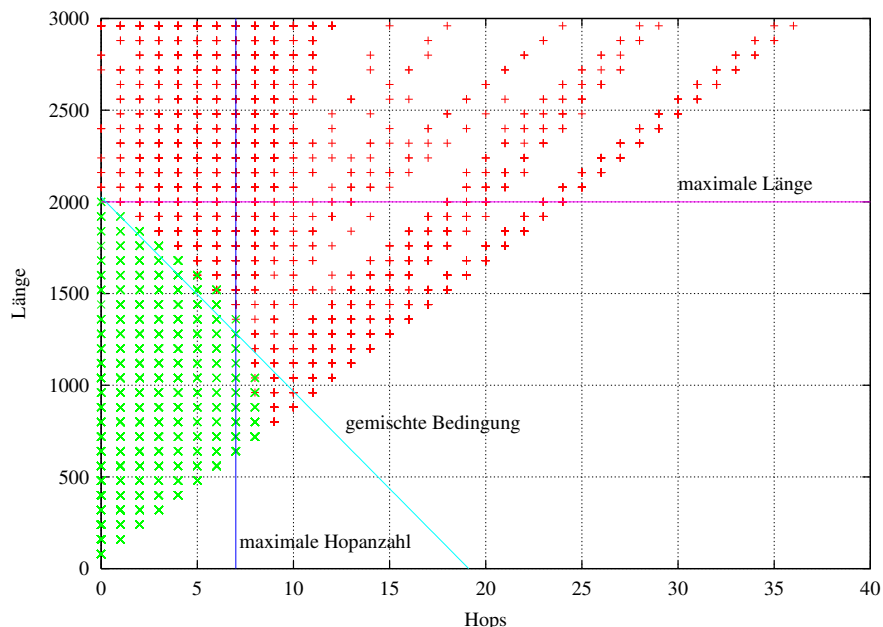


Abb. 6.3 - Beispiel zur Linearisierung der nichtlinearen Nebenbedingung zur Übertragungsgüte (nach [DSL06]). Grüne Andreaskreuze („X“) und rote Pluszeichen repräsentieren realisierbare bzw. nicht realisierbare Lichtpfade. Die linearen Metriken sind durch die Zahl der durchlaufenen Netzkanten/-knoten („Hops“) sowie die Zahl der Faserkilometer („Länge“) gegeben. In einigen Bereichen zeigen sich Überschneidungen, und eine Linearkombination der Metriken („gemischte Bedingung“) hilft, realisierbare und nicht realisierbare Bereiche besser zu trennen.

Anschließend lassen sich im Lösungsraum Grenzen ziehen, die die Bereiche realisierbarer und nicht realisierbarer Lichtpfade voneinander trennen. Diese – linearisierten – Nebenbedingungen können dabei auch aus Linearkombinationen linearer Metriken bestehen. Bereiche mit mehrdeutigen Ergebnissen, die z.B. aufgrund von Wellenlängenabhängigkeiten entstehen können, sind dabei als nicht realisierbar zu klassifizieren und ggf. mit herkömmlichen Verfahren (SSFM) genauer zu untersuchen. Alternativ dazu könnte die Wellenlänge selbst als lineare Metrik definiert werden.

Die gewonnenen linearisierten Nebenbedingungen können prinzipiell in jede Art von Routing einfließen, die Linearkombinationen der Metriken („gemischte Bedingungen“) beherrschen. Der Vorteil dieses Ansatzes ist seine polynomiale Komplexität, sein Nachteil der bei jeder Änderung von System- oder Streckenparametern erforderliche Linearisierungsschritt. Die linearen Metriken und die linearisierten Nebenbedingungen sind allerdings bei gleichen System- und Streckenparametern auf andere Fasertopologien übertragbar.

II) ROUTING VOR GÜTEBEWERTUNG

Zweifellos ebenfalls realisierbar sind Ansätze, die zuerst ein Routing und dann eine Gütebewertung vornehmen. Er wird oft bemüht, weil er sehr naheliegend und im positiven Sinne einfach und übersichtlich ist.

Im allgemeinen Fall wird eine sequentiell abzusuchende Wegemenge vorliegen. Hier zeigt sich, daß der Ansatz das Auffinden eines Lichtpfades mit hinreichender Übertragungsgüte nicht garantieren kann, sofern er prinzipiell verfügbar wäre, weil die vorausberechnete Wegemenge den Lösungsraum beschneidet [PFF04], und daß die sequentielle Güteprüfung im dynamischen Netzbetrieb Latenzprobleme erwarten läßt.

III) GÜTEBEWERTUNG VOR ROUTING

Es verbleibt der – bislang in der Fachwelt weitestgehend unbeachtete – Ansatz, die Gütebewertung vor dem Routing vorzunehmen. Zunächst werden alle schleifenfreien Pfadkandidaten, die sich in einer Fasertopologie bilden lassen, gütebewertet. Daraus wird eine virtuelle Topologie gebildet, die aus allen Lichtpfaden mit hinreichender Übertragungsgüte besteht und für genau die zugrundegelegten System- und Komponentenparameter gültig ist. Ein Vorteil dieses Ansatzes ist, daß jedes Routing in dieser virtuellen Topologie automatisch *allen* Nebenbedingung zur Übertragungsgüte genügt. Ein weiterer Vorteil ist die Entkopplung des Routings von der Gütebewertung, da die Gütebewertung inhärent technologieabhängig ist und daher am besten nicht mit der Routingaufgabe verquickt werden sollte. Nachteilig ist in großen Netzen, daß die Zahl der Pfadkandidaten exponentiell anwächst [PFF04]. Hier macht es Sinn, ggf. die Menge aller Pfadkandidaten vor der Gütebewertung auszudünnen, z.B. durch eine Längenbeschränkung auf ein Vielfaches des kürzesten Pfades, oder durch eine maximale Transceiver-Reichweite.

IV) WELLENLÄNGENZUWEISUNG

Neben der Gütebewertung und dem Routing von Verbindungen ist in DWDM-Netzen zusätzlich die Teilaufgabe der Wellenlängenzuweisung zu lösen.

In transparenten VWP-Netzen (s. Abschnitt 2.3.2) wird – analog zu heutigen opaken DWDM-Netzen – eine vollständige Entkopplung des Routings von der Wellenlängenzuweisung erreicht. Dies gilt ebenso für transparente PVWP-Netze sowie für selektiv regenerierende WP-Netze mit impliziter Wellenlängenkonversion durch digitale Regeneration, und zwar unter den Prämissen, daß im Rahmen der Netzplanung bereits eine kostenoptimale Platzierung und Dimensionierung von Wellenlängenkonverter- bzw. Regenerator-Pools vorgenommen wurde, und daß der Verkehr im Netzbetrieb nicht von den Verkehrsannahmen bei der Dimensionierung abweicht (keine Schiefasten).

Beim Unicast-Routing kann in all diesen Fällen die Wellenlängenzuweisung separat nach dem Routing erfolgen, ohne die Eigenschaft der Kostenminimalität zu verlieren. Außerdem lassen sich dafür Algorithmen einsetzen, die ursprünglich für opake DWDM-Netze entwickelt wurden.

Auch für Multicast-Routing ergibt sich das Kostenminimum, das allerdings auf das zugrundegelegte Knotenmodell bezogen ist: So läßt sich ein Verzweigungspunkt beispielsweise durch eine Leistungsteilung (*power splitting*) bilden, oder durch eine Leistungsteilung mit nachfolgender, pauschaler Signalregeneration, die die beteiligten Netzkanten voneinander entkoppelt. Diese Entkopplung vereinfacht die Wellenlängenzuweisung, belegt aber mehr Betriebsmittel (Regeneratoren) und verursacht dadurch höhere Kosten, die aber auf das zugrundegelegte Knotenmodell bezogen minimal sind. Im Rahmen der Wellenlängenzuweisung ließen sich ggf. weitere Kosteneinsparungen erzielen, z.B. durch eine heuristische Modifikation des lokalen Knotenmodells.

6.2.3. LÖSUNGSMETHODEN

Nach der Komplexitätsbetrachtung und der Separation der Problemstellung in ihre Teilaufgaben Routing bzw. Gütebewertung soll im folgenden Abschnitt dargestellt werden, wie eine Lösung erfolgen kann.

Wie bereits weiter oben motiviert stellt eine Routingaufgabe in vielen Fällen ein Optimierungsproblem dar (Kanten-, Pfad- und Baumoptimierung sowie Kombinationen davon), d.h. es wird nach der Güte der bestmöglichen Lösung aus einer Menge potentieller Lösungen (Lösungsraum) gefragt. Die Güte wird dabei durch eine Zielfunktion (*objective function*) bewertet, die der Lösung eine (meist reelle) Zahl zuordnet. Eine Lösung mit minimaler bzw. maximaler Güte wird als Optimum bezeichnet. Einen Algorithmus, der ein Optimierungsproblem löst, nennt man Optimierungsalgorithmus.

Aufgrund der vielen Kombinationsmöglichkeiten verbietet sich bei DWDM-Netzen meist der Optimierungsalgorithmus der vollständigen Enumeration (*brute-force*), der den gesamten Lösungsraum abschreitet, um das Optimum zu finden.

Kombinatorische Optimierungsalgorithmen lösen Problemstellungen mit großem Lösungsraum, indem sie den Lösungsraum sehr effizient erforschen und dadurch seine effektive Größe reduzieren.

Die Methode der dynamischen Programmierung eignet sich dagegen zur Lösung einer speziellen Klasse von Optimierungsproblemen mit optimaler Struktur.

Einen Algorithmus, der ein Optimierungsproblem näherungsweise löst, nennt man Approximationsalgorithmus. Heuristiken (methodische, zielführende Vorgehensweisen) bieten hier in vielen Fällen pragmatischen Lösungsansätze. Sofern für ein Optimierungsproblem keine zufriedenstellende Heuristik existiert, lassen sich auch Metaheuristiken (Kombinationen von Heuristiken, z.B. *simulated annealing*, *tabu search*, evolutionäre Algorithmen usw.) verwenden, auf diese wird aber im Folgenden nicht näher eingegangen.

6.2.3.1. KOMBINATORISCHE OPTIMIERUNGALGORITHMEN

Im folgenden Abschnitt werden zunächst kombinatorische Optimierungsalgorithmen für real- bzw. ganzzahlig-lineare Programme näher beleuchtet. Aus Komplexitätsgründen eignet sich dieser Lösungsansatz normalerweise für Netze mit kleiner bis moderater Größe.

Das Routingproblem mit seinen (linearen) Nebenbedingungen wird als System von Ungleichungen mathematisch formuliert, in eine rechnerlesbare Beschreibungssprache (z.B. AMPL) umgesetzt und von kommerzieller Optimierer-Software systematisch gelöst.

- **Realzahlig-lineare Programmierung** (*linear programming*, LP) bezieht sich auf Optimierungsprobleme, deren Variablen wertkontinuierlich sind und deren Zielfunktion und Nebenbedingungen linear sind (nur Linearkombination, aber z.B. keine Multiplikation/Division von Variablen).

Zur ihrer Lösung benötigt ein Optimierer tendenziell umso länger, je mehr Nebenbedingungen vorgegeben werden. Den Lösungsraum kann man sich als N -dimensionalen Raum vorstellen, der durch jede Nebenbedingung einen $(N-1)$ -dimensionalen Zuschnitt erfährt. Eine Ecke des verbleibenden, unregelmäßig geformten N -dimensionalen Körpers stellt das Optimum dar, das ausgehend von einer Anfangslösung entlang der Kanten (*simplex*-Methode) oder durch das Körperinnere (*interior point* bzw. *barrier*-Methoden) erreicht werden kann.

Im schlimmsten Fall müßte z.B. ein *simplex*-Optimierer alle Kanten des verbleibenden Lösungsraumes abschreiten, er „versteht“ jedoch die mathematische Struktur des Problems und geht entsprechend der Zielfunktion gerichtet vor.

- **Ganzzahlig-lineare Programmierung** (*integer linear programming*, ILP) beschäftigt sich mit der Lösung von Optimierungsproblemen, deren Zielfunktion und Nebenbedingungen ebenfalls linear sind, denen aber Variablen im ganzzahligen oder binären Wertebereich zugrundeliegen.

Eine Mischform zwischen LP und ILP ist die gemischt-ganzzahlig lineare Programmierung (*mixed integer linear programming* MI(L)P).

Die Lösung von MILP-Problemen geschieht durch implizite Enumeration, d.h. indem systematisch der gesamte Lösungsraum abgedeckt wird ohne jedoch alle möglichen Lösungen explizit zu betrachten. Ein beispielhafter Optimierungsalgorithmus wird durch die *branch-and-bound*-Methode repräsentiert. Sie untergliedert das zu einem wertekontinuierlichen linearen Optimierungsproblem (LP) relaxierte (M)ILP rekursiv in Subprobleme (*branching*) und ordnet den Variablen durch Lösung von LP-Subproblemen ganzzahlige Werte zu. Diese Vorgehensweise läßt sich als Abarbeitung einer Baumstruktur darstellen. Die durch die Zielfunktion ermittelbaren Kosten dieser Lösungen bilden je nach Problem Ober- bzw. Untergrenzen für das gesuchte Optimum (*bounding*), die an vielen Stellen der Baumstruktur ausschließen lassen, daß tiefere Verzweigungen zum Auffinden des Optimums führen.

Der Zeitaufwand steigt in schlimmsten Fall exponentiell mit der Netzgröße (Zahl der Netzknoten/-kanten) an. Je hilfreicher die Nebenbedingungen bei der Beschneidung des Lösungsraumes sind, desto früher lassen sich aber Teilbäume kappen (*pruning*), und tatsächlich führt die implizite Enumeration oft rasch zum Optimum.

Sollte die Rechenzeit bis zur Vorlage des optimalen Ergebnisses dennoch zu lange sein, so läßt sich durch besagte Relaxation zu einem LP ein i.A. unerreichbares Gütemaß für die zwischenzeitlich erzielte (M)ILP-Lösung ableiten, denn unabhängig davon, ob das ursprüngliche (M)ILP in Pfad- oder Flußformulierung vorliegt, ist das abgeleitete LP immer in polynomialer Zeit lösbar [SL02].

Vor allem statisches Unicast- [RS96][M96][BM97] und Multicast-RWA [SM99][M01] in wellenlängenvermittelten DWDM-Netzen fallen in die (M)ILP-Kategorie, weil Betriebsmittel (Wellenlängenkanäle, Wellenlängenkonverter, digitale Regeneratoren) in ganzen Einheiten zu dimensionieren bzw. belegen sind; die Optima statischer Multicast-RWA-Probleme sind allerdings aufgrund der Komplexität der Problems normalerweise nicht zeitnah zugänglich. Des weiteren ist die Lösung von Online-RWA-Problemen (ILPs) denkbar.

6.2.3.2. DYNAMISCHE PROGRAMMIERUNG

Dynamische Programmierung (*dynamic programming*) ist eine spezielle Lösungsmethode zum Auffinden optimaler Lösungen bei mehrstufigen Extremwertaufgaben. Anders ausgedrückt muß ein zu lösendes Problem aus vielen gleichartigen Teilproblemen bestehen (*optimal substructure*) und seine optimale Lösung sich aus optimalen Lösungen seiner Teilprobleme zusammensetzen (*overlapping subproblems*).

Zunächst werden die Optima der kleinsten Teilprobleme berechnet, und diese dann geeignet zu Lösungen der nächstgrößeren Teilprobleme zusammensetzen usw. Dabei gilt es, kostspielige

Rekursionen durch Memoisierung (*memoization*), d.h. einer Speicherung und Wiederverwendung schon berechneter Zwischenlösungen, zu vermeiden.

Beispiele für dynamische Programme beim Unicast-Routing sind die *shortest path*-Algorithmen von Bellman-Ford [B57], Dijkstra [D59] und Floyd-Warshall, die ein kostenminimales Unicast-Routing ohne weitere Nebenbedingungen vornehmen (reine Pfadoptimierung).

Sofern die zugrundeliegende lineare Metrik geographischen Distanzen oder Laufzeiten entspricht, ergeben sich tatsächlich kürzeste Pfade (*shortest path*), bei Einheits-Kantengewichten werden Pfade mit minimaler Kanten- bzw. Knotenzahl ausgegeben (*minimum hop path*).

Die Komplexität dynamischer Programme ist polynomial, und bei geeigneter Datenhaltung läßt sie sich deutlich senken. In seiner Grundform weist der Dijkstra-Algorithmus beispielsweise eine quadratische Komplexität von $O(|V|^2)$, mit V =Menge aller Netzknoten, auf. Bei zugrundeliegender Fibonacci-Heap-Datenstruktur läßt er sich aber mit einer Komplexität von $O(|V| \cdot \log |V|)$ implementieren [FT87].

6.2.3.3. APPROXIMATIONALGORITHMEN

Das (ggf. kostenminimale) Unicast-Routing unter linearen Nebenbedingungen ist hinsichtlich seiner Komplexität unkritisch (s. Abschnitt 6.2.2.2). Heuristiken kommen daher vor allem dann zum Einsatz, wenn besondere Nebenbedingungen vorliegen, z.B. bei der Berechnung mehrerer disjunkter Pfade.

shortest cycle-Algorithmen liefern hier ein knotendisjunktes Pfadpaar zwischen den vorgegebenen Endpunkten (z.B. Suurballe-Algorithmus [ST84]), während sich bei *k-shortest path*-Algorithmen eine aus k Pfaden bestehende Wegemenge ergibt (z.B. Bhandari-Algorithmus [B94]). Für das kostenminimale Multicast-Routing wurden dagegen approximierende Heuristiken wie der KMB-Algorithmus [KMB81] oder der Takahashi-Matsuyama-Algorithmus [TM80] entwickelt, da bereits das Grundproblem ohne weitere Nebenbedingungen (reine Baumoptimierung) NP-vollständig ist.

Natürlich kommen dann auch im Falle weiterer Nebenbedingungen, wie z.B. einer begrenzten Zahl von Wellenlängenkonvertern (*sparse splitting*), Heuristiken zum Zug: Entweder findet hier die nachgelagerte Modifikation (*rerouting*) jener Bereiche eines kostenminimalen Multicast-Baums statt, die aufgrund der Ressourcenbeschränkungen nicht unterstützt werden [ZWQ00][YAD01], oder ein Multicast-Baum (*light forest*) wird in mehreren Schritten aus einzelnen Teilbäumen (*light trees*) aufgebaut, die jeweils einen Teil der Empfänger abdecken [ZWQ00][SSM01][TK01].

6.3. RWA UNTER BERÜCKSICHTIGUNG VON NEBENBEDINGUNGEN: STAND VON WISSENSCHAFT UND TECHNIK

Unter dem Sammelbegriff des *constraint-based routing* (Routing unter Berücksichtigung weiterer Nebenbedingungen) fallen in der Praxis mehrere Klassen von Verfahren.

Eine erste Klassifikation kann anhand der in Abschnitt 6.2.1 dargestellten Einteilung erfolgen. Zum einen zeigt sich, daß den meisten der publizierten Routingverfahren für DWDM-Netze die Rufart des Dialogs (*unicast*) zugrundeliegt – wohl auch deshalb, weil sie den einfacheren Fall darstellt. Routingverfahren für Gruppenrufe (*multicast*) in DWDM-Netzen gibt es wenige, werden aber mit steigender Tendenz veröffentlicht. Zum anderen ist in der überwiegenden Zahl der Publikationen das Routing für den Netzbetrieb (*online routing*) Untersuchungsgegenstand, nur wenige Veröffentlichungen zielen auf das Routing für Netzplanungszwecke ab (*offline routing*).

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Ende-zu-Ende-Übertragungsgüte von Verbindungen in optischen Netzen, also mit sogenannten Pfad- bzw. Baumbeschränkungen bei gleichzeitiger

Pfad- bzw. Baumoptimierung. Manchmal werden unter dem Schlagwort *constraint-based routing* auch solche Verfahren verstanden, bei denen lediglich Kantenbeschränkungen vorliegen. Diese Verfahren werden dennoch aufgeführt, um zu zeigen, daß das Multicast-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte ein sehr spärlich untersuchtes Gebiet darstellt.

6.3.1. UNICAST-ROUTING MIT NEBENBEDINGUNGEN

Tabelle 6.10 zeigt die nachfolgend genauer erläuterten Vorarbeiten zum Unicast-Routing mit weiteren Nebenbedingungen. Das zugrundegelegte Kanalmodell umfaßt fast immer den linearen Übertragungseffekt des Verstärkerrauschens (ASE), das durch die Kompensation von Faser- sowie Einfügedämpfung diverser optischer Komponenten mittels optischer (Faser-)Verstärker bedingt ist. Anhand dieser Übersicht ist erkennbar, daß Fasernichtlinearitäten durchweg nicht in den Untersuchungen vertreten sind; die weiteren Degradationseffekte werden lückenhaft abgedeckt.

Tabelle 6.10 – Veröffentlichungen zum Unicast-Routing mit weiteren Nebenbedingungen

Arbeit	DWDM-Netztyp		Ansatz			Kanalmodell					
	mit Regeneration	mit Wellenlängenkonversion	Routing vor Gütebewertung	Gütebewertung vor Routing	Gütebewertung während Routing	Verstärkerrauschen	Komponentenbed. Kanalnebensprechen	Chromatische Dispersion	Polarisationsmoden-Dispersion	Filterkaskadierung	Fasernichtlinearitäten
Online-Unicast-RWA mit Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte											
[RDF99]			✓			✓	✓				
[HGH03]			✓			✓	✓				
[HWH03]			✓			✓	✓		✓		
[MBA04]			✓			✓		✓			
[CMS04]				✓		✓		✓			
Online-Unicast-RWA mit abschnittswisen Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte											
[RFD99]	✓	(✓)	✓			✓	✓				
[AET01]	✓	(✓)			✓				✓		
[JF01]	✓	(✓)			✓	✓					
[YR02]	✓	(✓)		✓		✓					
[JF04]	✓	(✓)			✓	✓					
Online-Unicast-RWA mit Kantenbeschränkungen											
[JA99]	✓	✓		✓							
Offline-Unicast-RWA mit Pfadbeschränkungen zur Übertragungsgüte											
[ARD99]						✓					
[SIL98]		(✓)				✓	✓				
[TVM04]		✓	✓		✓	✓	✓	✓	✓	✓	

(✓) = implizit

In vielen Fällen erfolgt der Vergleich der Routingalgorithmen nicht über Kosten, sondern es werden stattdessen unter Vorgabe einer Netztopologie, einer Zahl von Systemwellenlängen und einer Verkehrsmatrix Rufe mit statistischen Ankünften (Poisson-Verkehr) geroutet und die sich ergebende Rufblockierung gemessen. Die Dimensionierung der dabei untersuchten Netze ist zumeist willkürlich (z.B. Ein-Faser-Netz) und in keinerlei Relation zur Verkehrsvorgabe stehend, daher lassen die Ergebnissen nur qualitative Schlüsse zu.

6.3.1.1. **ONLINE-UNICAST-RWA MIT PFADBESCHRÄNKUNGEN ZUR ÜBERTRAGUNGSGÜTE**

Die ersten fünf Publikationen stellen Online-RWA-Algorithmen für ungeschützte *single hop*-Verbindungen (Lichtpfade) in transparenten WP-Netzen vor. Solche DWDM-Netze bieten weder Regenerations- noch Wellenlängenkonversionsfunktion und zerfallen in eine Schichtung topologisch identischer, aber nicht miteinander verbundener Wellenlängenebenen.

- Ramamurthy et al [RDF99] skizzieren einen zentralisierten, starren RWA-Algorithmus, der zunächst eine Pfadoptimierung ohne Berücksichtigung des momentanen Netzzustandes durchführt. Dann wird der Verbindung entweder die erstbeste bzw. eine zufällige verfügbare Wellenlänge zugewiesen (*first fit* bzw. *random fit*). Es wird also eine Wellenlängenebene gesucht, auf der der kostenminimale Pfad noch unbelegt ist.

Im Anschluß wird analysiert, ob die Übertragungsgüte hinreichend ist (Routing vor Gütebewertung). Prinzipbedingt kann daher das Auffinden eines realisierbaren Lichtpfades nicht garantiert werden, sofern er existiert.

Rufe werden blockiert, wenn kein freier Pfad verfügbar ist oder die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-12}$ überschritten wird. Tendenziell werden mit der zufälligen Wellenlängenzuweisung bessere Ergebnisse erreicht – besonders, wenn die optischen Komponenten starkes Kanalnebensprechen hervorrufen.

Die Berechnung der Übertragungsgüte basiert auf dem momentanen Netzzustand, d.h. der Aufbau zusätzlicher Verbindungen verschlechtert die Übertragungsgüte der zuvor eingerichteten Verbindungen. Die Autoren sind sich dessen bewußt und schlagen eine zusätzliche Sicherheitsreserve in Form eines strengeren BER-Schwellwerts vor.

Das Kanalmodell berücksichtigt lediglich Verstärkerrauschen und komponentenbedingtes Kanalnebensprechen (Tabelle 6.10).

- Huang et al. [HGH03] vergleichen drei zentralisierte, adaptive RWA-Algorithmen für transparente DWDM-Netze, die zunächst auf allen Wellenlängen-Ebenen unter Berücksichtigung des aktuellen Netzzustandes die kürzesten Pfadkandidaten suchen (reine Pfadoptimierung), bevor über die Wellenlängenzuweisung eine Selektion des kürzesten (*impairment-based shortest path*, IBSP), der erstbesten (*impairment-based first fit*, IBFF) oder eines zufälligen Pfadkandidaten (*impairment-based random*, IBRAND) erfolgt.

Im Anschluß erfolgt eine Gütebewertung, die sich auf ein ausschließlich aus Verstärkerrauschen und komponentenbedingtes Kanalnebensprechen bestehendes Kanalmodell stützt (Routing vor Gütebewertung). Der Ansatz bringt ggf. im Netzbetrieb signifikanten Latenzen mit sich, und er garantiert nicht, daß ein existierender realisierbarer Pfad gefunden wird. Rufe werden blockiert, wenn kein freier Pfad verfügbar ist oder die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-12}$ verletzt wird.

Die Simulationsergebnisse zeigen eine Erhöhung der Rufblockierung, wenn die Lösungen traditioneller Routingalgorithmen einer Gütebewertung standhalten müssen (zusätzliche Pfadbeschränkung). Die das vorgegebene Kanalmodell berücksichtigenden Algorithmen können sich vor allem in Netzen mit inhomogener Netzinfrastruktur auszeichnen.

Positiv zu bewerten ist die Tatsache, daß die durch Ressourcenknappheit und physikalische Nebenbedingungen zustandekommende Rufblockierung mit jener Rufblockierung verglichen wird, die ausschließlich ressourcenbedingt ist. So wird ein Eindruck vermittelt, inwiefern die RWA-Algorithmen tatsächlich hilfreich sind.

- Huang et al. [HWH03] stellen zwei zentralisierte, adaptive Algorithmen vor, die auf den voneinander separierten Wellenlängen-Ebenen eine Pfadoptimierung unter Berücksichtigung des momentanen Netzzustandes vornehmen. Die Wahl der Wellenlänge (Ebene) erfolgt jedoch unterschiedlich: Entweder wird der erstbeste (*impairment-aware first fit*, IAFF) oder der kostenminimalste Pfad (*impairment-aware best path*, IABP) mit

hinreichender Übertragungsgüte selektiert (*first fit* bzw. *cost-minimal wavelength assignment*).

Auch hier findet also das Routing vor der Gütebewertung statt. Sofern ein realisierbarer Lichtpfad existiert, läßt sich sein Auffinden also nicht garantieren.

Rufe werden blockiert, wenn kein freier Pfad verfügbar ist bzw. die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-9}$ verletzt wird. Wenig überraschend erzielt dabei die IABP-Strategie die besseren Ergebnisse.

Wegen der Berücksichtigung des momentanen Netzzustandes erzielt der IABP-Ansatz tatsächlich minimale Blockierungswahrscheinlichkeiten, die aufgrund der willkürlichen Netzdimensionierung aber nur zu qualitativen Vergleichen herangezogen werden können.

Außerdem berücksichtigt das Kanalmodell lediglich Verstärkerrauschen (ASE), komponentenbedingtes Kanalnebensprechen und Polarisationsmodendispersion (PMD) (Tabelle 6.10), während eine Reihe weiterer, praxisrelevanter Übertragungseffekte inklusive der Fasernichtlinearitäten vernachlässigt wird.

- Martins-Filho et al. [MBA04] schlagen einen zentralisierten, starren Algorithmus vor, der ebenfalls eine Pfadoptimierung ohne Berücksichtigung des momentanen Netzzustandes durchführt.

Die Wellenlängenzuweisung erfolgt in der Reihenfolge der höchsten Verstärkergewinne, die sich aus dem Gewinnspektrum des zugrundegelegten EDFA-Typs ergibt. Dies soll eine Sicherheitsreserve bilden, weil die Berechnung der Übertragungsgüte auf dem momentanen Netzzustand basiert, und nachfolgend aufgebaute Verbindungen die Verstärker tendenziell stärker sättigen. Die in realen Netzen angewandten lokalen Maßnahmen zum Ausgleich von Leistungsschwankungen lassen diese Strategie nur begrenzt sinnvoll erscheinen.

Blockiert werden Rufe, für die auf keiner Wellenlängen-Ebene der kostenminimale Pfad frei ist bzw. die die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-12}$ verletzen (Routing vor Gütebewertung). Der Ansatz bietet keine Garantie, daß ein existierender realisierbarer Lichtpfad aufgefunden wird.

Das Kanalmodell berücksichtigt zwar den dominantesten Übertragungseffekt, eignet sich aber wegen seiner Einfachheit (nur Verstärkerrauschen und GVD) nicht für den Einsatz in realen Netzszenarien.

- Carpenter et al. [CMS04] entwickelten einen zentralisierten Ansatz für optische Netze mit einer einzigen(!) Systemwellenlänge. Das Routing wird durch explizite Enumeration (*brute force*) bewerkstelligt, wobei zwei weitere Pfadbeschränkungen einzuhalten sind (Pfadoptimierung mit Pfadbeschränkungen).

Mittels vorgelagerter numerischer Linksimulation wird zunächst eine Linearisierung der Pfadbeschränkung $BER_{ref} \leq 10^{-12}$ bezüglich zweier linearer Metriken vorgenommen (Zahl der durchlaufenen Knoten bzw. Zahl der Faserkilometer).

Unter Vorgabe einer zufälligen Verkehrsmatrix werden dann sequentiell so viele Lichtpfade wie möglich aufgebaut (Gütebewertung vor Routing). Blockiert werden Rufe, für die kein freier Pfad ermittelbar ist bzw. die mindestens eine Pfadbeschränkung verletzen.

Der dargestellte Ansatz garantiert die Identifikation realisierbarer Lichtpfade, sofern diese existieren, auf Kosten einer nicht-polynomialen Komplexität des Algorithmus. Die Ergebnisse stehen jedoch unter dem Vorbehalt des einfachen Kanalmodells, in dem neben dem Verstärkerrauschen und der GVD keine weiteren Übertragungseffekte berücksichtigt sind.

6.3.1.2. ONLINE-UNICAST-RWA MIT ABSCHNITTSGÜTE PFADBESCHRÄNKUNGEN ZUR ÜBERTRAGUNGSGÜTE

Die folgenden fünf Publikationen befassen sich mit Online-RWA-Algorithmen für ungeschützte *single hop*-Verbindungen (Lichtpfade) oder *multi hop*-Verbindungen in selektiv regenerierenden WP-Netzen. Diese DWDM-Netze bieten eine Regenerations-, und damit auch eine implizite

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

Wellenlängenkonversionsfunktion. Prinzipiell lassen sich diese DWDM-Netze ebenfalls als Schichtung topologisch identischer, aber nicht miteinander verbundener Wellenlängenebenen darstellen; Ende-zu-Ende-Verbindungen setzen sich aus Abschnitten (Lichtpfaden) auf den verschiedenen Ebenen zusammen. Diese Schichtung kann aber auch zu einer einzigen Ebene aggregiert werden, die sämtliche Lichtpfade aller Wellenlängen beinhaltet (virtuelle Topologie bzw. *auxiliary graph*).

- Ramamurthy et al. [RFD99] schufen einem starren Algorithmus, bei dem zunächst eine Pfadoptimierung ohne Berücksichtigung des momentanen Netzzustandes durchgeführt wird, um anschließend die Übertragungsgüte einer single hop-Verbindung (Lichtpfad) zu berechnen (Routing vor Gütebewertung).

Bei nicht hinreichender Übertragungsgüte wird der Lichtpfad mittig in zwei Lichtpfade aufgespalten und die beiden Abschnitte in einem Zwischenknoten über ein freies Empfänger-Sender-Paar - das einer Regenerationsfunktion entspricht - gekoppelt. Im Anschluß wird den Lichtpfaden die erstbeste verfügbare Wellenlänge zugewiesen (*first fit wavelength assignment*).

Blockiert werden Rufe, für die kein Pfad frei ist bzw. die die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-12}$ nicht einhalten. Teil des Kanalmodells sind dabei ausschließlich das Verstärkerrauschen und das komponentenbedingte Kanalnebensprechen, Fasernicht-linearitäten sind nicht enthalten. Die Berücksichtigung der Verstärkersättigung macht weniger Sinn, da dieser Effekt normalerweise durch lokale Maßnahmen kompensiert wird.

Beim Vergleich von opaken, transparenten und selektiv regenerierenden Netzkonzepten hinsichtlich der Rufblockierung zeigen sich qualitativ große Vorteile von transparenten gegenüber opaken Netzen. Die zunächst geringen Vorteile selektiv regenerierender gegenüber transparenten Netzen vergrößern sich, wenn Übertragungseffekte stärker werden (z.B. größeres Nebensprechen). Das starre Routing schränkt die Optimalität der erzielten Ergebnisse ein.

- Ali et al. [AET01] modifizieren den bekannten Dijkstra-Algorithmus [D59] dergestalt, daß er zur Pfadsuche eine lineare PMD-Metrik nutzt (reine Pfadoptimierung).

Der adaptive Algorithmus läuft auf einer aggregierten Netzrepräsentation ab, in der alle Wellenlängenkanäle einer physikalischen Netzkante durch eine einzige Netzkante dargestellt werden. Netzkanten ohne belegbare Wellenlängenkanäle werden entfernt (Kantenbeschränkung).

Nach dem Routing findet auf den Netzkanten des gewählten Pfades jeweils die Zuweisung der erstbesten Wellenlänge statt (*first fit*), wobei die Beibehaltung der zuletzt zugewiesenen Wellenlänge angestrebt wird. Ist dies nicht möglich, wird versucht, einen digitalen Regenerator zu platzieren. An dieser Stelle werden Netzbetrieb und Netzplanung etwas vermengt, da Regeneratoren schon während der Netzplanung zu platzieren sind und im Netzbetrieb lediglich belegt werden können. Aufgrund der gierigen Ansatzes kann es vorkommen, daß Wellenlängenkonversion an Stellen benötigt wird, an denen keine Regeneratoren verfügbar sind.

Die erzielten Ergebnisse spiegeln einmal mehr wieder, daß zusätzliche Nebenbedingungen die mittlere Rufblockierung ansteigen lassen.

- Jukan und Franzl [JF01] entwickelten einen dezentralen Algorithmus, der auf einer kontrollierten Flutung des Netzes mit Nachrichten basiert. In der Publikation wurde dazu ein *shortest path*-Algorithmus nach Bellman-Ford adaptiert.

Vom Startpunkt (Sender) aus werden den Nachbarknoten auf jeder Wellenlänge Nachrichten zugestellt, die mehrere Pfadbeschränkungen vorgeben (z.B. Übertragungsgüte, aber auch Latenzzeiten, Verfügbarkeiten, Kosten usw.).

Die Nachrichten werden im Netz weitergereicht, wobei jede durchlaufene Regenerations- bzw. Wellenlängenkonversionsfunktion zu einer Vervielfachung der jeweiligen Nachricht führt. Aus gutem Grund beschränkt sich der Ansatz daher auf sehr wenige Wellenlängen.

Beiträge der durchlaufenen optischen Komponenten zu den linearen Metriken addieren sich auf, und bei Überschreitung der ersten Pfadbeschränkung wird die betroffene Nachricht verworfen. Damit wird sichergestellt, daß ausschließlich solche Nachrichten die Empfänger erreichen, welche realisierbare Pfade repräsentieren. Zudem schränkt sich die Flutung des Netzes weiter ein.

Gemäß der zugrundegelegten linearen Metriken zeigt sich bei mehreren bzw. verschärften Pfadbeschränkungen eine erwartungsgemäße Steigerung der Rufblockierung.

Herausragend an diesem Ansatz ist seine sehr allgemeine Eignung für unterschiedliche lineare Metriken und Nebenbedingungen, allerdings lassen sich keine Fasernichtlinearitäten erfassen. Ein eigenes Kanalmodell wurde in dieser Publikation nicht entwickelt, außerdem ließe sich gemäß Abschnitt 6.2.2.1 für solche Routingaufgaben mit mehrfacher Pfadbeschränkung ein polynomialer Algorithmus entwerfen; eine Flutung des Netzes ist also eigentlich nicht notwendig.

- Yang und Ramamurthy [YR02] zeigen einen dezentralisierten Algorithmus, der das Routing in einer virtuellen Topologie durchführt. Zur Bildung dieser virtuellen Topologie werden zunächst die kürzesten Lichtpfade der physikalischen Topologie hinsichtlich ihrer Übertragungsgüte bewertet und bei Einhaltung der (nichtlinearen) Pfadbeschränkung zur Übertragungsgüte als Netzkanten in der virtuellen Topologie eingeblendet (Gütebewertung vor Routing).

Beide vorgestellten Varianten nutzen eine Pfadoptimierung, allerdings mit unterschiedlichen Metriken und jeweils einer weiteren Pfadbeschränkung.

Beim MRHBC-Ansatz (*minimum regeneration hops with BER constraint*) wird anhand von Einheitsgewichten der Pfad mit minimaler Kanten- bzw. Knotenzahl (*minimum hop count*) berechnet, wobei die BER-Summe entlang des Pfads beschränkt wird. Sofern kein Pfad gefunden wird, muß ggf. eine Wiederholung der Berechnung unter Streichung von Netzkanten mit hohem BER-Wert erfolgen (zusätzliche Kantenbeschränkung).

Beim MBRHC-Ansatz (*minimum BER with regeneration hop constraint*) dient die BER der Netzkanten als Metrik, und die durchlaufene Kanten- bzw. Knotenzahl (Zahl der Regenerationsschritte) wird eingegrenzt. Hier werden ggf. Netzkanten mit niedriger BER entfernt und die Berechnung wiederholt (zusätzliche Kantenbeschränkung).

In beiden Fällen wird den Netzkanten die jeweils erstbeste verfügbare Wellenlänge zugewiesen (*first fit wavelength assignment*).

Für beide Algorithmen ergeben sich vergleichbare, nicht notwendigerweise minimale Rufblockierungen, da lediglich die kürzesten Lichtpfade in der virtuellen Topologie eingeblendet werden und der Lösungsraum dadurch beschnitten wird. Das Kanalmodell umfaßt ausschließlich das Verstärkerrauschen (Tabelle 6.10) und ist damit nicht für reale Netzszenarien geeignet.

- Jukan und Franzl [JF04] erweiterten ihren in [JF01] entwickelten Algorithmus zu einer adaptiven Variante, bei der die linearen Metriken nicht nur additiv sondern auch über Minimum/Maximum-Operatoren verknüpft werden können. Das heißt, daß neben Pfadbeschränkungen auch Kantenbeschränkungen möglich sind (z.B. Pfad mit Mindestzahl freier Wellenlängen). Nach Abschnitt 6.2.2.1 ist dies äquivalent zu einer Löschung aller Netzkanten der Fasertopologie, die die gestellten Anforderungen nicht erfüllen.

6.3.1.3. ONLINE-UNICAST-RWA MIT KANTENBESCHRÄNKUNGEN

Es folgt ein Online-RWA-Algorithmus für *single hop*-Verbindungen (Lichtpfade) oder *multi hop*-Verbindungen in selektiv regenerierenden (P)VWP-Netzen. Diese DWDM-Netze bieten eine Teilausstattung mit Regenerationsfunktionen. Sofern - wie im folgenden Fall - auch eine (Teil-)Ausstattung mit Wellenlängenkonversionsfunktionen vorliegt, lassen sich diese Netze als vertikal (voll-)vermaschte Schichtung von topologisch identischen Wellenlängenebenen darstellen.

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

- Jukan und van As [JA99] publizierten einen Algorithmus, der eine Gütebewertung vor dem Routing vornimmt. An diesem Beispiel zeigt sich, daß die Schlagworte *quality of service* bzw. *constraint-based routing* Sammelbecken für unterschiedliche Begrifflichkeiten darstellen: Hier ist keine Pfadbeschränkung hinsichtlich der Übertragungsgüte gemeint, sondern daß jede einzelne durchlaufene optische Komponente gewissen nutzerseitigen Mindestanforderungen entspricht (Kantenbeschränkung).

Aus der Fasertopologie werden also solche Netzknoten (Sender, Empfänger) und -kanten (Wellenlängenkonverter) entfernt, die den geforderten Dienst nicht unterstützen können.

Anschließend wird beim Routing ein Kostenmodell unterstellt, das die Belegung von Komponenten niederwertigerer Güte favorisiert (Pfadoptimierung mit Kantenbeschränkung).

Der Ansatz findet gemäß dem vorgegebenen Kostenmodell zweifelsohne den kostenminimalen Pfad, jedoch müßte aufgrund des fehlenden Kanalmodells eine nachfolgende Überprüfung auf hinreichende Übertragungsgüte erfolgen.

6.3.1.4. OFFLINE-UNICAST-RWA MIT PFADBESCHRÄNKUNGEN ZUR ÜBERTRAGUNGSGÜTE

Hinsichtlich der netzplanerischen Aufgabe der Dimensionierung von DWDM-Netzen unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte, lassen sich drei Publikationen aufzählen, die sich – analog zum Online-Routing – ein Kanalmodell zurechtlegen:

- Ali et al. [ARD99] befassen sich mit einem zentralisierten Algorithmus zur Netzdimensionierung transparenter DWDM-Netze.

Ziel ist, unter Vorgabe einer Fasertopologie, einer Zahl von Systemwellenlängen und einer statischen Verkehrsmatrix so viele Lichtpfade wie möglich zu etablieren. Wenn kein freier Pfad ermittelbar ist oder die Pfadbeschränkung von $Q_{ref} \geq 6,5$ verletzt wird, wird der entsprechende Ruf blockiert.

Auch hier stellen kürzeste Pfade den Ausgangspunkt dar (reine Pfadoptimierung), und zur Minimierung von Ressourcenkonflikten wird anschließend ein mathematisches Programm (MINLP-Problem) formuliert. Beschränkungen hinsichtlich Kapazität, Wellenlängen und Leistungsbudget stellen die Nebenbedingungen des Optimierungsproblems dar.

Aufgrund der hohen Komplexität dieses Ansatzes werden zwei Alternativen entwickelt. In beiden Fällen wird zunächst ein ILP-Optimierungsproblem formuliert, das auf Grundlage mehrerer kürzester Pfade (*k-shortest paths*) eine Kostenminimierung des Routings ohne Berücksichtigung physikalischer Randbedingungen vornimmt. Bei der ersten Alternativprozedur nimmt anschließend eine Metaheuristik aus der Klasse der genetischen Algorithmen die weitere Optimierung unter Vorgabe von Leistungsbudgets vor, während bei der anderen Alternativprozedur eine Heuristik jene Lichtpfade zuerst aufzubauen versucht, die die geringste Ende-zu-Ende-Verstärkung erfahren (*smallest gain first*, SGF). Lichtpfade werden blockiert, wenn sie die Übertragungsgüte existierender Lichtpfade im inakzeptablem Maße beeinträchtigen würden.

Das dabei zugrundeliegende Kanalmodell besteht ausschließlich aus dem Verstärkerrauschen; andere physikalische Übertragungseffekte sind nicht Teil der Untersuchungen.

Die GA-Metaheuristik erreicht in etwa die Ergebnisse des ILP, ist aber besonders bei schwach bzw. stark besetzten Verkehrsmatrizen schlechter. Außerdem benötigt sie sehr lange um zu terminieren. Die SGF-Heuristik terminiert wesentlich rascher, ihre Ergebnisse unterschreiten i.A. jedoch jene der GA-Metaheuristik hinsichtlich ihrer Qualität.

- Sabella et al [SIL98] entwickelten zentralisierte Algorithmen zur Dimensionierung transparenter DWDM-Netze, wobei zwischen den drei Fällen ohne (WP), mit (VWP) bzw. mit begrenzter (PVWP) Wellenlängenkonversion unterschieden wird.

Ziel ist, unter Vorgabe verschiedener physikalischer Topologien, einer Zahl von Systemwellenlängen und einer statischen Verkehrsmatrix so viele Wellenlängenpfade wie möglich zu etablieren. Rufe, für die kein Pfad frei ist bzw. die die Pfadbeschränkung von $BER_{ref} \leq 10^{-9}$ nicht einhalten, werden blockiert.

Das Kanalmodell besteht aus dem Verstärkerrauschen und dem komponentenbedingten Kanalnebengeräuschen; beide drücken sich im optischen Signal-Rausch-Verhältnis (OSNR) aus. Die chromatische Dispersion wird aus den Betrachtungen ausgeklammert, genauso wie PMD und die Fasernichtlinearitäten.

In allen drei Fällen wird zunächst von einem Routing entlang der kürzesten Pfade (reine Pfadoptimierung) ausgegangen. Im WP- und VWP-Fall werden nachträglich solche Pfade umgeleitet, die stark bzw. schwach ausgelastete Netzkanten passieren, um die Zahl der Systemwellenlängen bzw. Glasfasern zu minimieren.

Im PVWP-Fall werden mittels einer nicht näher ausgeführten, rekursiven Prozedur zusätzlich Wellenlängenkonverter im Netz platziert, so daß PVWP-Wellenlängenpfade, die über wenig ausgelastete Glasfasern führen, auf andere Pfade umgelegt werden können (*rerouting*) und sich hier die Zahl der Glasfasern ebenfalls reduziert.

Die VWP-Strategie erfordert volle Wellenlängenkonversion, vermindert jedoch gegenüber dem WP-Fall die Dimensionierung der OXCs nur unwesentlich. Ein geringfügiger Einsatz von Wellenlängenkonversion (PVWP-Fall) erzielt überraschenderweise – bei gleichbleibender OXC-Dimensionierung – eine geringere Blockierung als bei voller Wellenlängenkonversion (VWP-Fall). Dies ist auf die zugrundegelegte analoge Art der Wellenlängenkonversion zurückzuführen (FWM in SOAs).

An diesem Beispiel zeigt sich, daß es nicht sinnvoll ist, Technologieabhängigkeiten direkt in das Routing einfließen zu lassen. Bei Einsatz anderer Technologien würden sich womöglich ganz andere Ergebnisse zeigen, und die Routingalgorithmen wären entsprechend zu adaptieren.

Die beschriebene Gütebewertung kann nach jeder Modifikation der Wegewahl durchgeführt werden, weil sie sehr schnell vonstatten geht. Sie läßt allerdings auch einige Sachverhalte außen vor, die bei hochbitratiger Übertragung, inhomogenen Fasertypen und über große Distanzen hinweg ausschlaggebend für die Realisierbarkeit einer Verbindung sein können. Deren genauere Einbeziehung würde die Verwendbarkeit der entwickelten RWA-Algorithmen stark einschränken.

- Tomkos et al. [TVM04] stellen einen Dimensionierungsalgorithmus für transparente DWDM-Netze vor, die auch über eine (Teil-)Ausstattung mit Wellenlängenkonvertern verfügen können. Die Lösung des Algorithmus besteht also aus einer Menge von (P)VWP-Pfaden.

Für jedes Knotenpaar steht eine durch *k-shortest-path*-Algorithmen vorberechnete Wegemenge zur Verfügung, aus der die Pfadwahl erfolgt (*fixed-alternate routing*). Routing und Wellenlängenzuweisung (RWA) wird für alle Verbindungen als kombinatorisches Optimierungsproblem formuliert, das auf einer konvexen, abschnittsweise linearen Zielfunktion sowie ganzzahligen Variablen basiert.

Nach der Lösung dieses ganzzahlig-linearen Optimierungsproblems (ILP) wird überprüft, ob die zukünftigen Lichtpfade eine hinreichende Übertragungsgüte aufweisen (Routing vor Gütebewertung). Wenn nicht, dann werden die entsprechenden Pfade aus dem Wegefächer entfernt und die RWA-Berechnung erneut vorgenommen. Findet sich kein realisierbarer Pfad, so wird der Ruf blockiert. Die Komplexität des Algorithmus wird mit $O(V^4)$ angegeben.

Das zugrundeliegende Kanalmodell besteht aus linearen Metriken für das Verstärkerrauschen, die chromatische Dispersion sowie die Polarisationsmodendispersion, sowie aus dem komponentenbedingten Kanalnebengeräuschen und der Filterkaskadierung (fortgesetzte Beschneidung der Ränder des Modulationsspektrums). Der Schwellwert für die Filterkaskadierung kommt dabei durch numerische Simulationsreihen zustande.

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

Es werden effekt-spezifische Simulationsstudien durchgeführt, bei denen sich der relative Anteil neuerer Fasertypen mit geringerer Signaldegradation durch einen Faktor α einstellen läßt. Die Rufblockierung

- steigt mit zunehmender Kanalbitrate aufgrund der PMD, und sie sinkt bei Erhöhung des relativen Anteils neuerer Fasertypen.
- nimmt mit zunehmender Rauschzahl der optischen Faserverstärker zu, sie sinkt aber bei Reduktion des maximalen Verstärkergewinns, weil sich dann der Gesamtgewinn auf mehrere Verstärker(stufen) aufteilt - ein Effekt, der in realen Netzinfrastrukturen zum Einsatz mehrstufiger Verstärker führt.
- ist umso höher, je schlechter die betreffenden optischen Komponenten die spektrale Trennung der WDM-Signale durchführen.
- steigt mit zunehmendem chromatischen Dispersionsparameter des eingesetzten Fasertyps an, und ist abhängig vom Modulationsformat.
- sinkt mit zunehmender Toleranz gegenüber der Filterkaskadierung, d.h. bei Erhöhung des Schwellwertes, der zur Rufblockierung führt. Auch dies ist vom Modulationsformat abhängig.

Die Studien zeigen, daß die Rufblockierung wirksam reduziert werden kann, sofern ein Routing unter (linearen) Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte und eine geeignete Wahl von System- und Komponentenparametern stattfindet. Der Ansatz gibt keine Garantie für das Auffinden realisierbarer (P)VWP-Pfade, und aufgrund Komplexität der Gütebewertung für (P)VWP-Pfade ließe sich das Kanalmodell nicht für Weitverkehrsnetze weiterverwenden (Fasernichtlinearitäten!).

6.3.2. MULTICAST-ROUTING MIT NEBENBEDINGUNGEN

Tabelle 6.11 zeigt die nachfolgend genauer untersuchten Vorarbeiten zum Multicast-Routing mit weiteren Nebenbedingungen.

Tabelle 6.11 – Veröffentlichungen zum Multicast-Routing mit weiteren Nebenbedingungen

Arbeit	DWDM-Netztyp		Ansatz			Kanalmodell						
	mit Regeneration	mit Wellenlängenkonversion	Routing vor Gütebewertung	Gütebewertung vor Routing	Gütebewertung während Routing	Verstärkerrauschen	Komponentenbed. Kanalneben-sprechen	Chromatische Dispersion	Polarisationsmoden-Dispersion	Filterkaskadierung	Fasernichtlinearitäten	Leistungsverluste
Online-Multicast-RWA mit Baumbeschränkungen zur Übertragungsgüte												
[XR04]												✓
[WWY01]		✓										✓
Online-Multicast-RWA mit Baumbeschränkungen zur Signallaufzeit												
[L04]												
Online-Multicast-RWA mit Ressourcenbeschränkungen												
[DPT02]		✓										
[HZ02]												
Statisches Multicast-RWA mit Baumbeschränkungen zur Signallaufzeit												
[YL03]		✓										

Als „Kanalmodell“ werden - sofern überhaupt - Leistungsverluste zugrundegelegt, die sich durch Faser- sowie Einfügedämpfung diverser optischer Komponenten sowie durch die Leistungsaufteilung an Verzweigungspunkten des Multicast-Baumes ergeben. Es handelt sich dabei um Arbeiten die in realen DWDM-Netzzenarien schwer praktisch umzusetzen wären, da sie den Aufbau von Übertragungstrecken, d.h. insbesondere die Existenz eines Leistungsmanagements, außer Acht lassen.

Alle weiteren hier aufgelisteten Publikationen werden unter dem Oberbegriff *constraint-based multicast routing* geführt, ohne sich auf die Übertragungsgüte zu beziehen. Vielmehr handelt es sich bei den zusätzlich auferlegten Nebenbedingungen um zahlenmäßige oder leistungsmäßige Einschränkungen optischer Komponenten.

6.3.2.1. **ONLINE- MULTICAST-RWA MIT BAUMBESCHRÄNKUNGEN ZUR ÜBERTRAGUNGSGÜTE**

Die ersten beiden Arbeiten beschäftigen sich mit Ansätzen zum Online-Multicast-Routing unter Fairnessgesichtspunkten hinsichtlich der Ende-zu-Ende-Leistungsverluste unter den Empfängern.

- Xin und Rouskas [XR04] beschreiben einen Algorithmus zum Multicast-Routing unter beschränktem Leistungsbudget (Baumbeschränkung), der auf transparente DWDM-Netze mit Signalanzapfung (*multi drop*-Modell) anwendbar ist.

Es werden insbesondere Leistungsverluste aufgrund von Faserdämpfung, prinzipbedingter Leistungsaufteilung durch passive Splitter und der Einfügedämpfung optischer Schalter werden berücksichtigt.

Erwartungsgemäß zeigt sich, daß symmetrische, distanzgewichtete Lichtbäume die meisten Empfänger abdecken, daß deren kostenminimale Konstruktion aber NP-vollständig ist (Baumoptimierung mit Baumbeschränkung). Daher werden mehrere Heuristiken für symmetrische Lichtbäume (*balanced light trees*, BLTs) entworfen.

Alle Varianten beginnen mit einer Pfadoptimierung zwischen dem Sender und einem beliebigen Empfänger. Sie unterscheiden sich jedoch darin, über welche Pfade die restlichen Empfänger in den Baum eingebunden werden: über den *shortest path* (BLT-SP), über die geringste Leistungsaufteilung (BLT-MSR) oder anhand einer Obergrenze für den Verzweigungsgrad (BLT-D). Die algorithmische Komplexität aller Ansätze liegt bei $O(V^2)$.

- Wu et al. [WWY01] stellen einen Algorithmus zum Multicast-Routing vor, der eine faire Leistungsaufteilung zum Ziel hat (Baumoptimierung). Er eignet sich für transparente DWDM-Netze mit Signalanzapfung (*multi drop*-Modell) bei begrenzter Zahl von Splitttern und Wellenlängenkonvertern (*sparse splitting* und *conversion*) sowie unbeschränkter Zahl von Systemwellenlängen. Berücksichtigt werden bei den Leistungsverlusten die Faserdämpfung sowie die prinzipbedingte Leistungsaufteilung durch passive Splitter.

Es wird ein Lichtwald konstruiert, der zunächst ausschließlich den Sender beinhaltet, und alle Empfänger werden sukzessive über eine *shortest path*-Heuristik (Member-Only [ZWQ00]) in der Reihenfolge ihres Abstandes zum Multicast-Baum eingefügt. Ihre Anknüpfung erfolgt entweder an multicastfähige Knoten (mit Signalvervielfältigung, d.h. Splitttern) oder nicht-multicastfähige Blätter (mit Signalanzapfung) des Multicast-Baumes.

Dieser Lichtwald wird anschließend auf Lichtbäume untersucht, in denen mindestens zwei multicastfähige Netzknoten vorkommen. Derartige Kaskaden werden per Rerouting möglichst durch einen einzelnen multicastfähigen Netzknoten ersetzt, der sich möglichst nahe bei den Empfängern des Lichtbaumes befindet.

Vor dem Hintergrund, daß passive optische Splitter eine homogene Leistungsaufteilung auf ihre Ausgänge vornehmen werden die Lichtbäume dadurch symmetrischer und eine größere Fairness hinsichtlich der Ende-zu-Ende-Leistungsbudgets erreicht.

6.3.2.2. **ONLINE-MULTICAST-RWA MIT BAUMBESCHRÄNKUNGEN ZUR SIGNALLAUFZEIT**

- Liang [L04] beschäftigt sich mit kostenminimalem Multicast-RWA mit und ohne Nebenbedingungen zur Signallaufzeit (Baumoptimierung mit und ohne Baumbeschränkung), das auf transparente DWDM-Netze ohne Wellenlängenkonversion anwendbar ist. Multicast-Rufe werden hierbei durch Lichtwälder realisiert.

Es wird ein Hilfsgraph konstruiert, auf dem die RWA-Algorithmen ablaufen. Im Falle der reinen Baumoptimierung (NP-vollständig) ist dies ein Approximationsalgorithmus für den gerichteten Steiner-Minimalbaum.

Eine zusätzliche Baumbeschränkung hinsichtlich der Signallaufzeit erfolgt entweder strikt bzw. weniger strikt. In beiden Fällen werden Lösungsansätze vorgeschlagen, die auf einem Approximationsalgorithmus für den signallaufzeitbeschränkten kürzesten Pfad nach Kompella et al. [KPP93] aufsetzen. Die mathematische Darstellung der beiden Ansätze ist allerdings recht unverständlich geraten, so daß hier keine genauere Detaillierung erfolgen kann.

6.3.2.3. **ONLINE-MULTICAST-RWA MIT RESSOURCENBESCHRÄNKUNGEN**

- Ding et al. [DPT02] präsentieren einen Algorithmus für Multicast-RWA, der auf transparente DWDM-Netze mit einer Teilausstattung an Wellenlängenkonversions- und Signalvervielfältigungs-Funktionen (Splittern) abzielt. Zusätzlich sind die Ausgangsfächer der Splitter beschränkt.

Zunächst wird ein Hilfsgraph eingeführt, auf dem der RWA-Algorithmus ablaufen soll. Im Gegensatz zu anderen Hilfsgraph-Konzepten wird ein Ansatz verwendet, der auf eine (Teil-)Ausstattung der Knoten mit Wellenlängenkonvertern in *share-per-node*-Konfiguration (vgl. Abb. 2.10) spezialisiert ist. Dadurch läßt sich die Zahl der Netzknoten und -kanten des Hilfsgraphen - und damit die Rechenzeit des RWA-Algorithmus - beträchtlich senken. Die Netztopologie wird also in einen mehrschichtigen Graphen (je eine Schicht pro Wellenlänge) expandiert, dessen Netzknoten entsprechend ihrer Konversionsfähigkeiten vertikal miteinander vernetzt sind.

Im Anschluß wird das Routing zusammen mit der Wellenlängenzuweisung in einem Schritt gelöst, und zwar durch eine Kürzeste-Pfad-Heuristik mit Komplexität $O(K^2W^2V^2)$ bei Empfängerzahl K , die eine Beschränkung des Ausgangsfächers bei Verzweigungen sicherstellt (Kantenbeschränkung).

Es erfolgt eine simulative Bewertung des Algorithmus mit Poisson-Verkehr, uniform verteilten Quellen bzw. Senken, die leider ohne Angabe von Konfidenz bzw. Konfidenzintervallen bleibt. Die Ergebnisse können lediglich die (offensichtliche!) Erwartung bestätigen, daß die Rufblockierung sinkt, je mehr Wellenlängenkonversion bzw. Splitting möglich ist bzw. je mehr Systemwellenlängen vorhanden sind; die Absolutwerte der Rufblockierung sind aufgrund der willkürlichen Dimensionierung irrelevant.

- Hu und Zhang [HZ02] schlagen einen Algorithmus zum Multicast-RWA in transparenten DWDM-Netzen vor, bei dem die Menge aller Empfänger eines Gruppenrufes durch mehrere angezapfte single hop-Verbindungen abgedeckt wird (*multi drop*-Modell), die jeweils eine limitierte Zahl von Empfängern bedienen können.

Zunächst wird ein Multicast-Routing durch eine Steinerbaum-Approximation mit maximal zweifachen Kosten der optimalen Lösung durchgeführt. Anschließend findet ein „Ablaufen“ der Empfänger entlang des Multicast-Baumes statt (maximal fünffache Kosten der optimalen Lösung). Die Wellenlängenzuweisung wird durch eine sequentielle Einfärbungs-Heuristik bewerkstelligt, da diese Form der Graphenfärbung generell NP-vollständig ist. Insgesamt besteht der Ansatz aus mehreren suboptimalen Algorithmen, die jeweils ihren Teil dazu beitragen, daß das Kostenminimum beträchtlich verfehlt wird. Physikalische Effekte sind nicht Teil der Betrachtungen.

6.3.2.4. OFFLINE-MULTICAST-RWA MIT RESSOURCENBESCHRÄNKUNGEN

- Yang und Liao [YL03] stellen einen Dimensionierungsalgorithmus für transparente DWDM-Netze vor, die über eine Teilausstattung mit Wellenlängenkonvertern und Splittern verfügen.

Multicast-Verbindungen werden in dieser Publikation über kaskadierte Lichtbäume realisiert (Abb. 2.11f). Vorgegeben sind neben der Netztopologie sowie der Zahl der Transmitter- und Empfängereinheiten der jeweiligen Netzknoten auch die Gesamtzahl der Wellenlängenkonverter und Splitter im Netz. Über das kostenminimale Multicast-RWA hinaus ist also auch die Platzierung der Wellenlängenkonverter und Splitter ein Ergebnis der Berechnung.

Zur Lösung des Multicast-RWA wird ein lineares Optimierungsproblem mit gemischt-ganzzahligen Variablen (MILP) dergestalt formuliert, daß keine exponentiell mit der Netzgröße anwachsende Zahl von Variablen und Nebenbedingungen zu erwarten ist. Die Komplexität wird mit $O(|E| \times |\Lambda| \times |\Gamma|)$ für die Zahl der Variablen und $O(|V|^2 \times |\Lambda| \times |\Gamma|)$ für die Zahl der Nebenbedingungen angegeben. Die Art der Formulierung benötigt jedoch eine zusätzliche Beschränkung der Signallaufzeit, um Schleifenfreiheit und damit die Integrität der gesuchten Baumstrukturen zu sichern (Baumoptimierung mit -beschränkung). An der NP-Vollständigkeit des Algorithmus ändert sich damit zwar nichts, jedoch sind, wie die Ergebnisse zeigen, kleinere Instanzen des Multicast-RWA-Problems durchaus mit vertretbarem Zeitaufwand lösbar.

6.3.3. UNICAST-WELLENLÄNGENZUWEISUNG

In DWDM-Netzen ist nach der Gütebewertung und dem Routing die Aufgabenstellung des *physical constraint-based routing* noch nicht ganz erfüllt, weil die Wahl der Wellenlänge einen zusätzlichen Freiheitsgrad darstellt.

In transparenten WP-Netzen gilt die Randbedingung, daß Verbindungen (WP-Pfade, Lichtpfade) mangels Wellenlängenkonversionsfunktion eine durchgängige Wellenlänge aufweisen müssen (*wavelength continuity constraint*). Umgekehrt bedeutet dies, daß in transparenten (P)VWP-Netzen, deren Netzknoten über eine vollständige bzw. selektive Ausstattung mit Konverterpools verfügen, alle oder einzelne Abschnitte von Verbindungen ((P)VWP-Pfaden) bei der Wellenlängenzuweisung voneinander entkoppelt sind. In VWP-Netzen läßt sich also – analog zu heutigen opaken DWDM-Netzen – jedem durch Wellenlängenkonverter abgegrenzten Verbindungsabschnitt eine beliebige (freie) Wellenlänge zuweisen. Prinzipiell gestaltet sich eine Berechnung der Übertragungsgüte in (P)VWP-Netzen sehr aufwändig, da jede Wellenlängenkonversion die Zahl der zu überprüfenden Pfadkandidaten vervielfacht, und gleiches gilt für die vorzuhaltenden Datenmengen. Auch das DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 und die Vorschriften zur effizienten Güteberechnung aus Kapitel 4 unterstützen aus diesem Grund lediglich Lichtpfade (WP-Pfade).

Transparente, selektiv regenerierende WP-Netze, die in dieser Arbeit Untersuchungsgegenstand sind, verfügen an den Netzknoten selektiv über O/E/O-Regeneratoren oder äquivalente Transceiver. Sofern dabei abstimmbare Sender zum Einsatz kommen, läßt sich neben der 3R-Signalregeneration auch eine implizite Wellenlängenkonversion durchführen. Auch in diesem Fall kommt es zu einer Entkopplung bei der Wellenlängenzuweisung, und zwar bezogen auf die einzelnen *single-hop* Abschnitte (WP- bzw. Lichtpfade) von *multi-hop* Verbindungen. Folglich kann in transparenten, selektiv regenerierenden WP-Netzen die Wellenlängenzuweisung für *multi-hop* Verbindungen in einem weiteren Schritt stattfinden, der dem Routing nachgelagert ist. Es ist eine Aufgabe mit geringer polynomialer Komplexität, den einzelnen Abschnitten beliebige (freie) Wellenlängen zuzuordnen.

6.3.4. MULTICAST-WELLENLÄNGENZUWEISUNG

Was unter gewissen technologischen Rahmenbedingungen bei Unicast-Verbindungen mit geringem Aufwand verbunden ist, ist im Fall der Wellenlängenzuweisung bei Multicast-Verbindungen schwieriger zu regeln.

Für den Fall, daß das Routing einer einzelnen Multicast-Verbindung bereits stattgefunden hat und das Ergebnis in Form eines Multicast-Baums vorliegt, zeigen mehrere Publikationen, daß eine Wellenlängenzuweisung in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen in polynomialer Zeit lösbar ist:

Libeskind-Hadas und Melhem [LM02] präsentieren beispielsweise einen Algorithmus für kostenminimale Multicast-Wellenlängenzuweisung in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen (Baumoptimierung). Der Ansatz basiert auf dynamischer Programmierung, die anhand einer topologischen Sortierung (*topological ordering*) des vorgegebenen Multicast-Baumes von den Blättern (Empfängern) bis zur Wurzel (Sender) abläuft. Dabei lassen sich verschiedene Optimierungsziele vorgeben, z.B. Minimierung der Zahl der Regenerationsschritte (*minimum hop count*) oder einer beliebigen Linearkombination von Sende- und Empfangsvorgängen, und u.a. ist es auch möglich, im Wellenlängenmultiplex erfolgende Mehrfachübertragungen über dieselbe Netzkante zuzulassen. Es ergeben sich für alle diese Fälle minimale Rufblockierungen. Aufgrund großer Konstanten in der – linearen – Komplexitätsangabe benötigt das vorgeschlagene dynamische Programm eine nicht näher spezifizierte „längere“ Zeit zur Berechnung der optimalen Wellenlängenzuweisung.

Chen und Wang [CW01] zeigen ebenfalls einen Algorithmus für kostenminimale Multicast-Wellenlängenzuweisung in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen, der als dynamisches Programm ausgeführt ist (Baumoptimierung). Zunächst wird der Nachweis erbracht, daß in Zweigen eines Multicast-Baumes, die am Sender verwurzelt sind, eine unterschiedlich hohe Zahl von minimal notwendigen Wellenlängenkonversionen notwendig ist. Allerdings ist eine kostenminimale Wellenlängenzuweisung für interne Teilbäume nicht unbedingt auch für den Gesamtbaum kostenminimal, weil interne Knoten im Gegensatz zum Senderknoten selbst über eine Ausstattung mit Wellenlängenkonvertern verfügen können. Die kostenminimale Zahl von Wellenlängenkonversionen für interne Teilbäume läßt sich aber in einem *bottom up*-Ansatz berechnen, ohne die genaue Wellenlängenzuweisung zu kennen. Dieser Ansatz entspricht prinzipiell dem dynamischen Programm aus [LM02], auch hinsichtlich der Komplexität. Aus dem Ergebnis kann immer mindestens eine kostenminimale Wellenlängenzuweisung abgeleitet werden.

Jia et al. [JDH01] entwerfen einen Approximationsalgorithmus für kostenminimale Multicast-Wellenlängenzuweisung mit zusätzlicher Beschränkung der Signallaufzeiten in transparenten DWDM-Netzen (Baumoptimierung mit -beschränkung). Routing (Algorithmus A) und Wellenlängenzuweisung (Algorithmus B) werden zunächst separiert: Algorithmus A besteht aus einer Steiner-Minimalbaum-Approximation mit anschließendem Rerouting von Teilbäumen, die die Baumbeschränkung verletzen. Algorithmus B führt die Wellenlängenzuweisung auf eine einfache Heuristik zur sequenziellen Graphenfärbung zurück. Es folgen zwei selbstentwickelte Algorithmen C und D, die auf die Minimierung der Zahl der benötigten Wellenlängenkanäle abzielen. Algorithmus C versucht dies durch Entlastung der meistbelasteten Netzkanten (Lastverteilung), während Algorithmus D eine Umverteilung der Wellenlängenzuweisung vornimmt, um die Netzkanten mit geringster Belegung freigeben zu können. Es zeigt sich, daß eine Kombination der Algorithmen in der Form CBD (Lastverteilung, Wellenlängenzuweisung sowie -umverteilung) eine Wellenlängenzuweisung erzielen kann, deren Kosten relativ zur kostenminimalen Lösung lediglich um etwa 1/3 erhöht sind.

6.3.5. FAZIT

In den vorangegangenen Abschnitten zeigte sich, daß in transparenten bzw. selektiv regenerierenden DWDM-Netzen sinnvolle Nebenbedingungen aufgrund von Übertragungseffekten bis dato ausschließlich beim Unicast-Routing betrachtet werden.

Eine große Gruppe von Ansätzen löst das Routing gemeinsam mit der Gütebewertung, wobei die Verwendung linearer Metriken für die einzelnen Übertragungseffekte die Betrachtung von Fasernichtlinearitäten ausschließt, bzw. lediglich eine *worst case* Betrachtung zuläßt. Solche Ansätze klammern z.B. das Dispersionsmanagement heutiger Übertragungssysteme komplett aus.

Die andere große Gruppe trennt Routing und Gütebewertung voneinander und führt sie in dieser Reihenfolge nacheinander aus. Diese Beschneidung des Lösungsraumes kann dazu führen, daß realisierbare Unicast-Verbindungen nicht gefunden werden.

Lediglich eine einzige Vorarbeit führt eine auf Übertragungseffekte bezogene Gütebewertung vor dem Routing durch und hält sich so die Möglichkeit offen, das Kostenminimum zu erzielen – das allerdings auf Kosten der zeitlichen Komplexität des Ansatzes (vollständige Enumeration, *brute force*) [CMS04].

Beim Multicast-Routing beziehen sich die herangezogenen Nebenbedingungen ausschließlich auf die Knappheit von Betriebsmitteln (Kantenbeschränkungen). Auf Nebenbedingungen durch Übertragungseffekte (Pfadbeschränkungen) wird lediglich bei zwei Vorarbeiten eingegangen [XR04][WWY01], wegen des Aufbaus realer DWDM-Netze darf deren Anwendbarkeit aber angezweifelt werden.

6.4. ONLINE-ROUTING MIT VORGELAGERTER BEWERTUNG DER ÜBERTRAGUNGSGÜTE

In diesem Abschnitt wird ein neues Verfahren vorgestellt, welches das Online-Routing in transparenten und selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) in seiner gesamten Ausprägung und in kurzer Zeit löst. In seiner gesamten Ausprägung bedeutet, daß die Lösung nicht nur hinsichtlich *aller* Übertragungseffekte, die die Übertragungsgüte beeinflussen, realisierbar sein muß, sondern auch bezüglich des aktuellen Belegungszustands und ggf. weiterer Nebenbedingungen (z.B. Fehlertoleranz). In kurzer Zeit heißt, daß der Einsatz im Rahmen der Kommunikationssteuerung eine Lösung in Sekunden (bzw. –bruchteilen davon) erfordert.

Weitere Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz sind deshalb so wichtig, weil Verfügbarkeitsvorgaben normalerweise fester Vertragsbestandteil zwischen Netzbetreibern und Kunden sind, und ggf. empfindliche Vertragsstrafen bei Nichteinhaltung nach sich ziehen. Mit zunehmender Netzgröße (Weitverkehrsnetze!) kann es sogar passieren, daß eine Absicherung gegen Einfachfehler – zu jedem Zeitpunkt nur maximal ein Fehler im Netz – nicht ausreicht, und es müssen aufwändigere Planungs- bzw. Betriebskonzepte in Erwägung gezogen werden [SAF01]. Für die Zwecke dieser Arbeit sei jedoch ein Schutz gegen Einfachfehler der Netzkanten als ausreichend angenommen.

Das neue Verfahren läuft in zwei Schritten ab, die unterschiedlichen Phasen des Produktlebenszyklus zuzuordnen sind: Zuerst findet in der Netzplanungsphase einmalig eine Gütebewertung statt, deren Ergebnisse in einer virtuellen Topologie gespeichert werden, und in der Netzbetriebsphase das eigentliche Routing in dieser virtuellen Topologie. Alleinstellungsmerkmale des neuen Verfahrens sind, daß

- Gütebewertung und Routing in dieser Reihenfolge ausgeführt werden, so daß
 - neben den linearen auch die nichtlinearen Übertragungseffekte sowie das Dispersionsmanagement adäquate Berücksichtigung finden,
 - das Auffinden einer realisierbaren, kostengünstigsten Verbindung garantiert werden kann, sofern sie existiert,
- Verbindungen aus einem oder mehreren kaskadierten Lichtpfaden bestehen, und sich dadurch sowohl
 - Unicast- als auch
 - Multicast-Verbindungen bilden lassen.

6.4.1. BILDUNG DER VIRTUELLEN TOPOLOGIE

Im ersten Schritt des neuen Routingverfahrens werden mit dem DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3 und den Maßnahmen zur effizienten Implementierung der Güteberechnung aus Kapitel 4 alle (relevanten) Kandidatenpfade, die sich in der vorgegebenen Fasertopologie (physikalischen Topologie) bilden lassen, bewertet, als stünden die optischen Übertragungssysteme unter Vollast (*worst case*). Diese Vorverarbeitung der Fasertopologie kann schon in der Netzplanungsphase stattfinden, und es bildet sich eine dichter vermaschte Netzstruktur, in der neben den physikalischen Netzkanten auch alle Lichtfade mit hinreichender Übertragungsgüte als zusätzliche, logische Netzkanten eingeblendet sind (virtuelle Topologie).

Wie in der Einleitung des Kapitels bereits erwähnt, wächst die Zahl der schleifenfreien Pfade exponentiell mit der Zahl der Netzknoten N an. Für die Kernnetz-Topologie der Dt. Telekom ($N=17$) ergeben sich beispielsweise 13.641 Kandidatenpfade, die sich mit den Mitteln dieser Arbeit in etwa einem halben Tag vollständig auf ihre Übertragungsgüte untersuchen lassen. Bei großen Netzen ist es aber zweckmäßig, z.B. eine auf den kürzesten Pfad bezogene Längenbeschränkung der Kandidatenpfade vorzunehmen, so daß die Zahl der Kandidatenpfade beherrschbar bleibt. Ggf. kommt auch in Betracht, eine Reichweitenbeschränkung der Transceiver an dieser Stelle einfließen zu lassen.

Aus Skalierbarkeitsgründen, und weil Routing und Wellenlängenzuweisung in selektiv regenerierenden WP-Netzen ohne Kosteneinbußen separierbar sind, faßt man alle Lichtpfade unterschiedlicher Wellenlänge, die exakt die gleichen physikalischen Netzkanten durchlaufen, zu einer virtuellen Netzkante zusammen. Durch diese Maßnahme, die übrigens auch in [YR04] zur Anwendung kommt und dort mit dem Begriff *link bundling* bezeichnet wird, wird bei gleichbleibender Komplexität des Routingverfahrens der Lösungsraum effektiv geschrumpft.

Prinzipiell genügt jedes Routing in dieser virtuellen Topologie automatisch den Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte.

Die virtuellen Netzknoten und -kanten bleiben im Sinne von Kantenbeschränkungen nur dann in der virtuellen Topologie eingeblendet, sofern sie belegbare Betriebsmittel (Regeneratoren, Lichtpfade) aufweisen. Dadurch läßt sich der aktuelle Belegungszustand des Netzes repräsentieren, das Routing ist also adaptiv.

Für den Routingvorgang ist es wichtig, daß alle potentiellen Ressourcenkonflikte notiert werden, d.h. wenn ein Lichtpfad über mehrere physikalische Netzkanten (Fasern) führt, dann schließt seine Belegung die der entsprechenden Wellenlängenkanäle auf den physikalische Netzkanten aus und umgekehrt. Diese Ressourcenkonflikte stellen wichtige Nebenbedingungen für das Routing dar, wenn aus den Netzkanten der virtuellen Topologie *single hop-* oder *multi hop-*Verbindungen gebildet werden.

6.4.2. FORMULIERUNG VON UNICAST- UND MULTICAST-ROUTING ALS OPTIMIERUNGSPROBLEM

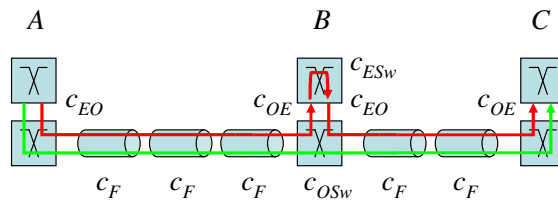
Im zweiten Schritt läuft das eigentliche Routing innerhalb dieser virtuellen Topologie ab. In der vorliegenden Arbeit wird das Routingproblem als ganzzahlig-lineares Optimierungsproblem (ILP) formuliert, da so das Auffinden einer realisierbaren, kostengünstigsten Verbindung garantiert werden kann, sofern sie existiert. Im schlimmsten Fall besitzen ILPs zwar eine exponentiell mit der Zahl der Netzknoten bzw. Netzkanten ansteigende Komplexität, jedoch zeigt die tägliche Praxis, daß sich damit sehr rasch kostenminimale bzw. nahezu kostenminimale Lösungen finden lassen. Prinzipiell könnten aber auch andere Routingverfahren mit linearen Metriken bzw. Nebenbedingungen zum Einsatz kommen, sofern sie Fehlertoleranz unterstützen.

Das Routing belegt bzw. kaskadiert die in der virtuellen Topologie eingeblendeten Netzkanten (Lichtpfade) und bildet dadurch *single hop-* oder *multi hop-*Verbindungen (Abb. 2.11b-c) zwischen den Endpunkten eines Rufes, wobei durch Rückgriff auf das Hilfsmittel der Hop-

Indizierung die Rufarten Dialog (*unicast*) und Gruppenruf (*multicast*) gleichermaßen unterstützt werden.

Das Routing erfolgt anhand einer Zielfunktion, der ein einfaches Kostenmodell zugrunde liegt: jede Belegung eines Regenerators (bzw. Empfänger-Sender-Paars) wird mit Kosten $c_{EO}+c_{OE}$ bestraft, die den Kosten einer (einstellbaren) Zahl von Faserkilometern entsprechen. Die Kosten für eine *multi hop*-Verbindung sind also immer höher als jene für eine *single hop*-Verbindung, die dem gleichen Pfad folgt.

Für das Beispiel in Abb. 6.4 wurde angenommen, daß signifikante Kosten für Vermittlungsvorgänge lediglich an den Zwischenknoten anfallen; diese können in einer vereinfachten Betrachtung aber auch gestrichen werden, da sich diese Vereinfachung höchstens zu Ungunsten der transparenten Übertragung auswirkt (elektronische Vermittlung ist vergleichsweise teurer als optische Vermittlung, der Kostenvorteil von *single-hop*-Übertragung reduziert sich also).



Multi-hop Übertragung

$$\begin{aligned}
 w(e_{AB}) &= c_{EO}+3\cdot c_F+c_{OE} \\
 &= c_{EO}+c_{OE}+3\cdot c_F \\
 w(e_{BC}) &= c_{EO}+2\cdot c_F+c_{OE} \\
 &= c_{EO}+c_{OE}+2\cdot c_F \\
 w(e_{AC}) &= w(e_{AB})+c_{ESw}+w(e_{BC}) \\
 &= 2\cdot(c_{EO}+c_{OE})+5\cdot c_F+c_{ESw} \\
 &\approx 2\cdot(c_{EO}+c_{OE})+5\cdot c_F
 \end{aligned}$$

Single-hop Übertragung

$$\begin{aligned}
 w(e_{AC}) &= c_{EO}+3\cdot c_F+c_{OSw}+2\cdot c_F+c_{OE} \\
 &= c_{EO}+c_{OE}+5\cdot c_F+c_{OSw} \\
 &\approx c_{EO}+c_{OE}+5\cdot c_F
 \end{aligned}$$

Abb. 6.4 – Beispiel zum Kostenmodell des Optimierungsproblems

Der Optimierer wird folglich so wenige Regeneratoren wie möglich belegen (*minimum hop*-Routing): Im Fall von Unicast werden bevorzugt lange Lichtpfade belegt, bei Multicast-Verbindungen werden Bäume gebildet, die sich aus möglichst langen Lichtpfaden zusammensetzen. Nicht immer wird dies möglich sein, z.B. können Reichweitenbeschränkungen durch Übertragungseffekte, die Knappheit von belegbaren Betriebsmitteln oder auch topologische Einschränkungen dazu führen, daß die Bildung von *single hop*-Verbindungen nur eingeschränkt möglich ist.

6.4.2.1. HOP-INDIZIERUNG

Im reinen Unicast-Fall darf man sich die Formulierung eines ILPs wie folgt vorstellen: Für jeden Netzknoten läßt sich die Summe der Belegungen auf allen seinen inzidenten Netzkanten bilden. Analog zum Kirchhoff-Gesetz ist die Summe ungleich Null, sofern es sich um Quelle oder Ziel handelt, und sie verschwindet für Transitknoten. Im Zusammenwirken mit der Zielfunktion ergibt sich damit ein kostengünstigster Pfad zwischen dem Sender- und dem Empfängerknoten.

Bei Multicast-Verbindungen gestaltet sich die Formulierung genau jener Nebenbedingungen an den Transitknoten schwieriger, weil Verzweigungen zulässig sind und die ausgehenden Kapazitätseinheiten daher die eingehenden übersteigen können.

Hier schafft die sogenannte Hop-Indizierung mit einem Parameter t Abhilfe, indem jeder belegten Netzkante ein Rang innerhalb des betrachteten Pfades bzw. Baumes zugewiesen wird. Für die Gewährleistung eines zusammenhängenden Pfades oder Baumes wird fortan nicht mehr die – noch immer notwendige – Belegung als Entscheidungskriterium herangezogen, sondern der vom Sender- zum jeweiligen Empfängerknoten streng monoton inkrementierte Rang der belegten Netzkanten, beginnend bei Rang 1 für jene Netzkanten, deren Quellknoten identisch mit dem Startknoten ist.

6.4.2.2. FORMULIERUNG DES OPTIMIERUNGSPROBLEMS

I) PARAMETER

Der Optimierer benötigt zur Lösung des Netzwerkproblems zunächst die Kenntnis der zugrundegelegten Netztopologie. Sie wird in Form eines Graphen $G=(V,E)$ zur Verfügung gestellt, der aus Netzknoten V und Netzkanten E besteht.

Die Netzkanten E ergeben sich aus den physikalischen Netzkanten E_{phys} sowie den logischen Netzkanten E_{log} . Letztere entstammen dem Vorverarbeitungsschritt, der alle realisierbaren Licht-/Wellenlängenzüge als zusätzliche Netzkanten in der Netztopologie einblendet und sie damit zu einer Netzstruktur verallgemeinert.

Jede Netzkante e verfügt über einen Quellknoten $s(e)$, einen Zielknoten $d(e)$, ein Kantengewicht $w(e)$ zur Verwendung in der Zielfunktion sowie über die Information $a(e, e_{phys})$, welche physikalischen Netzkanten $e_{phys} \in E_{phys}$ von einer Belegung der Kante e betroffen wären. Physikalische Netzkanten können zudem Gegenrichtungskanten $r(e_{phys})$ aufweisen, so daß auch ungerichtete Graphen diesem Ansatz zugänglich sind.

Egal, ob ein Unicast- oder Multicast-Ruf beabsichtigt ist genügt die Spezifikation eines Senderknotens S aus der Menge der Netzknoten V , und die Empfängerknoten D stellen eine echte Teilmenge aus $V \setminus S$ dar.

Als letzter Parameter wäre die maximale Hopzahl t_{max} zu erwähnen. Sie schränkt den Lösungsraum ein und sollte abhängig von der Netztopologie gewählt werden, z.B. als zweifache Hopzahl des zugehörigen kürzesten Pfades o.ä.. In der vorliegenden Arbeit werden lediglich jene Netzkanten e in den betrachteten Graphen G einblendet, deren Bitfehlerwahrscheinlichkeit $BER(e)$ den $1/t_{max}$ -Anteil der Ende-zu-Ende-Bitfehlerwahrscheinlichkeit BER_{e2e} nicht überschreitet. Sofern sehr kleine Bitfehlerwahrscheinlichkeiten betrachtet werden und die maximale Hopzahl auf t_{max} eingeschränkt wird, ist damit die Einhaltung der geforderten Ende-zu-Ende-Bitfehlerwahrscheinlichkeit BER_{e2e} gewährleistet:

$$BER(e) \leq 1/t_{max} \cdot BER_{e2e} \Rightarrow \quad \forall e \in E \quad (6-1)$$

$$\sum_e BER(e) \leq t_{max} \cdot 1/t_{max} \cdot BER_{e2e} \leq BER_{e2e} \quad \forall e \in E: \sum_t a_w(e,t) = 1 \quad (6-2)$$

Der Ausdruck in (6-2) bezieht sich auf alle Netzkanten e , die dem Arbeitspfad/-baum angehören. Analog trifft dieser Sachverhalt natürlich auch auf Ersatzpfad und -baum zu.

II) VARIABLEN

Wie schon weiter oben erläutert wird jeder belegten Netzkante ein Rang innerhalb des betrachteten Pfades bzw. Baumes zugewiesen, der vom Sender- zum jeweiligen Empfängerknoten streng monoton zu inkrementieren ist. Sowohl die Belegung als auch ihr Rang wird jeweils für Arbeits- bzw. Ersatzpfad (-baum) in zweidimensionalen binären Feldern festgehalten.

Tabelle 6.12 – Parameter des ILP

Parameter	Symbol	Definition	Vorgabewert
Menge aller Netzknoten	V	-	-
Menge der Netzkanten	E	$= E_{phys} \cup E_{log}$	-
Menge der physikal. Netzkanten	E_{phys}	-	-
Menge der logischen Netzkanten	E_{log}	-	-
Quellknoten der Netzkante e	$s(e)$	$\forall e \in E$	
Zielknoten der Netzkante e	$d(e)$	$\forall e \in E$	
Gewicht der Netzkante e	$w(e)$	$\forall e \in E$	≥ 0
Belegung physikalischer Netzkanten e_{phys} durch Netzkanten e	$a(e, e_{phys})$	$\forall e \in E,$ $\forall e_{phys} \in E_{phys}$	$= 0$
Gegenrichtungskante der physikalischen Netzkante e_{phys}	$r(e_{phys})$	$\forall e_{phys} \in E_{phys}$	
Senderknoten	S	$\in V$	-
Menge der Empfängerknoden	D	$\subset V$	-
Maximaler Rang der Netzkante e , ab Senderknoten gezählt (=maximale Hopzahl)	t_{max}	$\in \mathbb{N}$	-

Tabelle 6.13 – Variablen des ILP

Variablen	Symbol	Definition
Belegung der Netzkante e in t . Position im Arbeitspfad (bzw. -baum)	$a_w(e, t)$	$\in \{0; 1\},$ $\forall e \in E,$ $\forall t \in \mathbb{N}: t \leq t_{max}$
Belegung der Netzkante e in t . Position im Ersatzpfad (bzw. -baum)	$a_b(e, t)$	$\in \{0; 1\},$ $\forall e \in E,$ $\forall t \in \mathbb{N}: t \leq t_{max}$

III) NEBENBEDINGUNGEN ZUM PFAD-, BAUM- BZW. GERÜSTAUFBAU

Die folgenden Nebenbedingungen sorgen dafür, daß für Dialoge und Gruppenrufe jeweils zusammenhängende Pfade bzw. Bäume aufgebaut werden. Sie gruppieren sich in Nebenbedingungen für den Senderknoten, für die Empfängerknoden sowie für Transitknoden.

Zunächst soll der Senderknoten als solcher festgelegt werden. Dies ist dadurch zu bewerkstelligen, daß vom Senderknoten wegführende Netzkanten lediglich Rang 1 im Arbeitspfad (-baum) bzw. im Ersatzpfad (-baum) einnehmen dürfen, d.h. die Ränge $2 \leq t \leq t_{max}$ sind für diese Netzkanten verboten:

$$a_w(e, t) = 0 \quad (6-3)$$

$$a_b(e, t) = 0 \quad (6-4)$$

jeweils für $\forall e \in E_{log} : s(e) = S, \forall t \in \mathbb{N} : 2 \leq t \leq t_{max}$

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

Im Umkehrschluß heißt das, daß alle anderen Netzkanten nicht Rang 1 im Arbeitspfad (-baum) bzw. im Ersatzpfad (-baum) einnehmen dürfen:

$$a_w(e,1) = 0 \quad (6-5)$$

$$a_b(e,1) = 0 \quad (6-6)$$

jeweils für $\forall e \in E_{log} : s(e) \neq S$

Für die Empfängerknoten ist eine absolute Festlegung des Ranges inzidenter Netzkanten nicht sinnvoll, da sie unterschiedlich viele Hops vom Senderknoten entfernt sein können. Allerdings trifft zu, daß an jedem Empfängerknoten v genau eine der dort endenden Netzkanten e durch den Arbeitspfad (-baum) bzw. den Ersatzpfad (-baum) belegt sein muß:

$$\sum_{\substack{\forall e \in E_{log} : \\ d(e)=v}} \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_w(e,t) = 1 \quad (6-7)$$

$$\sum_{\substack{\forall e \in E_{log} : \\ d(e)=v}} \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_b(e,t) = 1 \quad (6-8)$$

jeweils für $\forall v \in D$

Zusammenhängende Pfade bzw. Bäume werden durch die folgenden Nebenbedingungen für die Transitknoten gewährleistet: Eine Netzkante e kann nämlich nur dann im Arbeitspfad (-baum) bzw. im Ersatzpfad (-baum) Rang $t+1$ einnehmen, wenn eine Vorgängerkante f auf Rang t belegt ist:

$$\sum_{\substack{\forall f \in E_{log} : \\ d(f)=s(e)}} a_w(f,t) \geq a_w(e,t+1) \quad (6-9)$$

$$\sum_{\substack{\forall f \in E_{log} : \\ d(f)=s(e)}} a_b(f,t) \geq a_b(e,t+1) \quad (6-10)$$

jeweils für $\forall e \in E_{log} : s(e) \neq S \wedge d(e) \neq S, \forall t \in \mathbb{N} : 1 \leq t \leq t_{max} - 1$

Zur Vermeidung von Schleifen soll ferner eine ungerichtete physikalische Kante, bestehend aus zwei gegengerichteten physikalischen Kanten, von jedem Baum nur in einer Richtung durchlaufen werden dürfen.

Die Terme $\sum_t a_w(f,t)$ und $\sum_t a_w(g,t)$ erfassen dabei, ob die Netzkanten f bzw. g im betrachteten Pfad oder Baum belegt sind, und die Multiplikation mit $a(f, e_{phys})$ bzw. $a(g, r(e_{phys}))$ ergibt die Belegung der physikalischen Netzkante e_{phys} durch f bzw. ihrer Gegenrichtungskante $r(e_{phys})$ durch g . Die Summenbildung über alle Netzkanten f bzw. g und die Limitierung auf 1 führt dazu, daß das Ensemble aus einer gerichteten physikalischen Netzkante und ihrer zugehörigen Gegenrichtungskante lediglich einmal belegt werden darf. Dieser Sachverhalt gilt sowohl für Arbeitspfade (-bäume) als auch analog für Ersatzpfade (-bäume):

$$\sum_{\forall f \in E_{log}} \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_w(f,t) \cdot a(f, e_{phys}) \right] + \sum_{\forall g \in E_{log}} \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_w(g,t) \cdot a(g, r(e_{phys})) \right] \leq 1 \quad (6-11)$$

$$\sum_{\forall f \in E_{log}} \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_b(f,t) \cdot a(f, e_{phys}) \right] + \sum_{\forall g \in E_{log}} \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N} : \\ 1 \leq t \leq t_{max}}} a_b(g,t) \cdot a(g, r(e_{phys})) \right] \leq 1 \quad (6-12)$$

jeweils für $\forall e_{phys} \in E_{phys} : r(e_{phys}) \in E_{phys}$

IV) NEBENBEDINGUNGEN ZUR VERMEIDUNG VON RESSOURCENKONFLIKTEN

Eine Konsequenz aus der dichteren Vermaschung der physikalischen Netztopologie durch logische Netzkanten (Lichtpfade) ist, daß Ressourcenkonflikte entstehen können. Logische Netzkanten setzen sich nämlich aus physikalischen Netzkanten zusammen, und damit kann die Belegung physikalischer Netzkanten sowohl durch die physikalische Netzkante selbst als auch durch logische Netzkanten erfolgen. Zudem kann eine Belegung nicht nur durch den Arbeits-, sondern auch durch den Ersatzpfad (-baum) bedingt sein. Der Ausschluß solcher Ressourcenkonflikte wird ähnlich wie im Fall der Schleifenvermeidung gehandhabt:

$$\sum_{\forall f \in E_{\text{log}}} \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} [a_w(f, t) + a_b(f, t)] \cdot a(f, e_{\text{phys}}) \right] \leq 1 \quad (6-13)$$

für $\forall e_{\text{phys}} \in E_{\text{phys}}$

V) NEBENBEDINGUNGEN ZU RICHTUNGS- ODER KANTENDISJUNKTEN PFADEN, BÄUMEN BZW. GERÜSTEN

Im Allgemeinen reicht zur Sicherstellung von Ausfallsicherheit die Forderung, daß eine ungerichtete physikalische Netzkante, die aus zwei gegengerichteten physikalischen Netzkanten besteht, von beiden Pfaden (Bäumen, Gerüsten) nur in unterschiedlichen Richtungen durchlaufen werden darf. Sofern eine physikalische Netzkante ausfällt, sind ihre inzidenten Netzknoten noch immer erreichbar:

$$\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_w(e_{\text{phys}}, t) + \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_b(e_{\text{phys}}, t) \leq 1 \quad (6-14)$$

für $\forall e_{\text{phys}} \in E_{\text{phys}}$

Im Zusammenwirken mit den Ausdrücken (6-11) und (6-12) läßt (6-14) lediglich noch die gleichzeitige Belegung einer physikalischen Netzkante und ihrer zugehörigen Gegenrichtungskante durch unterschiedliche Pfade (Bäume) zu (Richtungsdisjunktheit).

Alternativ dazu kann auch vollständige Kantendisjunktheit gefordert sein (*redundant multicast trees* [KDA03]). Dann darf eine ungerichtete physikalische Netzkante, die aus zwei gegengerichteten physikalischen Netzkanten besteht, von beiden Pfaden (Bäumen) nicht zugleich durchlaufen werden. Diese Forderung ist restriktiver als die vorhergehende, da sie auch die Gegenrichtungskante mit einbezieht, und führt i.A. zu höheren Kosten bzw. zu höherer Rufblockierung:

$$\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_w(e_{\text{phys}}, t) + \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_b(e_{\text{phys}}, t) + \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_w(r(e_{\text{phys}}), t) + \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_b(r(e_{\text{phys}}), t) \leq 1 \quad (6-15)$$

für $\forall e_{\text{phys}} \in E_{\text{phys}} : r(e_{\text{phys}}) \in E_{\text{phys}}$

VI) ZIELFUNKTION

Ziel der Anstrengung ist die Minimierung der Gesamtkosten, d.h. der Summenkosten der beiden Pfade (Bäume) für die Realisierung des neuen Rufs:

$$\min_e \sum_e w(e) \cdot \left[\sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_w(e, t) + \sum_{\substack{\forall t \in \mathbb{N}: \\ 1 \leq t \leq t_{\text{max}}}} a_b(e, t) \right] \quad (6-16)$$

Der potentielle Kostenvorteil liegt dabei in den Kantengewichten der logischen Netzkanten verborgen. Diese Kantengewichte bestehen aus den Kosten für die belegten physikalischen Netzkanten und Regeneratoren. Sofern das Kantengewicht einer logischen Netzkante geringer ist als die Summe der Kantengewichte der durch sie belegten physikalischen Netzkanten, dann wird die logische Netzkante bevorzugt. Eine Ausnahme wird dann gemacht, wenn die

betrachtete logische Netzkante aufgrund von Ressourcenkonflikten nicht nutzbar ist. In solchen Fällen ist immer noch der Rückfall auf die physikalischen Netzkanten möglich, jedoch erfolgt dies dann ggf. unter Kostennachteilen.

6.5. ANWENDUNGSBEISPIELE

Im folgenden werden einige Anwendungsbeispiele des zuvor formulierten ILPs diskutiert. In dem eigenentwickelten Software-Tool, das die Routing-Aufgabenstellung implementiert, kann der Nutzer durch manuelle Selektion die Vorgabe machen, welche Untermenge von Netzknoten Nachrichten austauschen soll. Je nachdem, ob dabei zwei oder mehr Netzknoten spezifiziert werden, führt ein- und dasselbe ILP ein Unicast- oder ein Multicast-Routing durch. Der erste ausgewählte Knoten repräsentiert dabei die Quelle, während die anderen Knoten Senken darstellen.

Abb. 6.5 zeigt jeweils eine beispielhafte virtuelle bzw. die ihr zugrundeliegende physikalische Topologie. Die virtuelle wurde gegenüber der physikalischen Topologie um alle Lichtpfade erweitert, für die zuvor mit dem neuen DWDM-Kanalmodell eine Übertragungsgüte von $Q \geq 16,9 \text{ dB}$ ($BER \leq 10^{-12}$) berechnet wurde. Lichtpfade mit gleicher Ressourcenbelegung aber unterschiedlicher Wellenlänge wurden aus Skalierbarkeitsgründen jeweils zu einer Netzkante zusammengefaßt, dennoch ergeben sich z.B. für die Strecke Berlin-München eine ganze Reihe realisierbarer Lichtpfade.

Allen folgenden Anwendungsbeispielen ist gemeinsam, daß die dargestellten Lösungen sämtlichen linearen und nichtlinearen Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz sowie zur Übertragungsgüte genügen, und daß die Kosten für die Lösungen unter den Gegebenheiten (Kostenmodell, zugrundegelegte Art der Signalvielfältigung bei Multicasting) minimal sind.

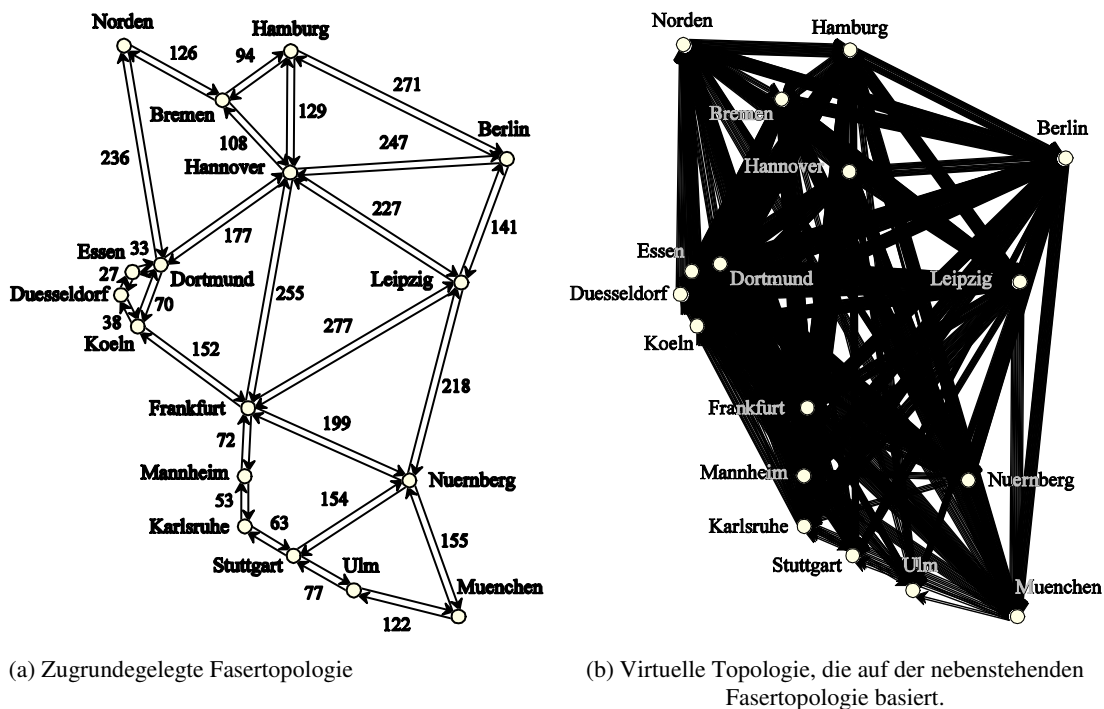


Abb. 6.5 - Beispiele für virtuelle und physikalische Topologien

6.5.1. KANTENDISJUNKTES UNICAST-ROUTING

Die Formulierung des ILP unterstützt sowohl kantendisjunktes als auch richtungsdisjunktes Routing, im Unicast-Fall ist die Anwendung von richtungsdisjunktem Routing aus Kosten-

gründen jedoch nur in extremen Belegungszuständen des Netzes vorstellbar. Daher wird im Folgenden lediglich ein Beispiel für kantendisjunktes Routing dargestellt.

Sehr schön zeigt sich durch den Vergleich von virtueller (Abb. 6.6a) und physikalischer Topologie (Abb. 6.6b), daß das ILP regen Gebrauch von verketteten Lichtpfaden macht; einer davon verläuft sogar Ende-zu-Ende (der Knoten „Nürnberg“ liegt nur zufällig genau auf dem in Luftlinie eingezeichneten Lichtpfad; eine Terminierung wird durch Pfeilenden angezeigt).

6.5.2. RICHTUNGSDISJUNKTES MULTICAST-ROUTING

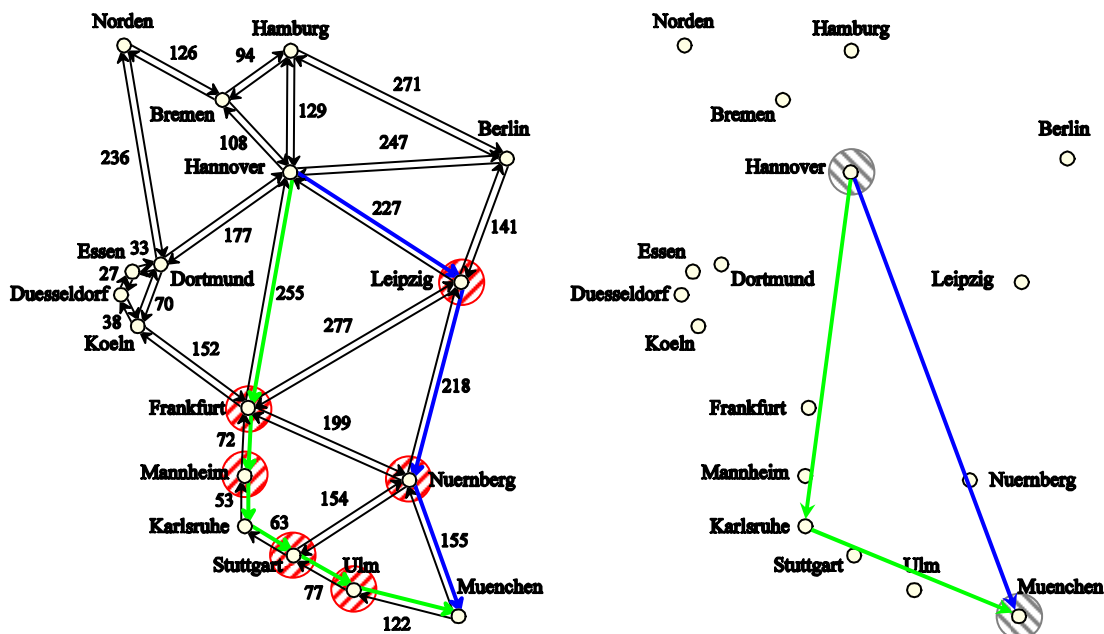
Das richtungsdisjunkte Multicast-Routing stellt das tragfähigere der beiden betrachteten Multicast-Routingverfahren dar, da es die größeren Freiheitsgrade besitzt und daher öfter Lösungen liefert. Diese sind dann auch kostengünstiger, werden aber mit längerer Rechenzeit „erkaufte“.

Abb. 6.7a+b zeigen, daß der Ansatz z.T. dazu neigt, Ringstrukturen ins Maschennetz zu legen, die in beiden Richtungen durchlaufen werden. Sofern nämlich kein (Teil-)Baum aufgebaut wird, stellen Ringe die zweitbeste Möglichkeit dar, möglichst viele Empfängerknoten über möglichst geringe Übertragungsdistanz zu verbinden.

6.5.3. KANTENDISJUNKTES MULTICAST-ROUTING

Das kantendisjunkte Multicast-Routing, dessen restriktivere Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz die Belegung ein- und derselben Netzkante in gegenläufiger Richtung durch die zwei Multicast-Bäume verbietet, führt i.A. zu teureren kostenminimalen Lösungen als im richtungsdisjunkten Fall.

Aus Abb. 6.8a+b ist ersichtlich, daß für die gleiche Multicast-Gruppe nun die eingebetteten Ringstrukturen entfallen. Stattdessen werden tatsächlich zwei Multicast-Bäume aufgebaut, die das Netz kantendisjunkt in Richtung der Empfänger durchstreifen.

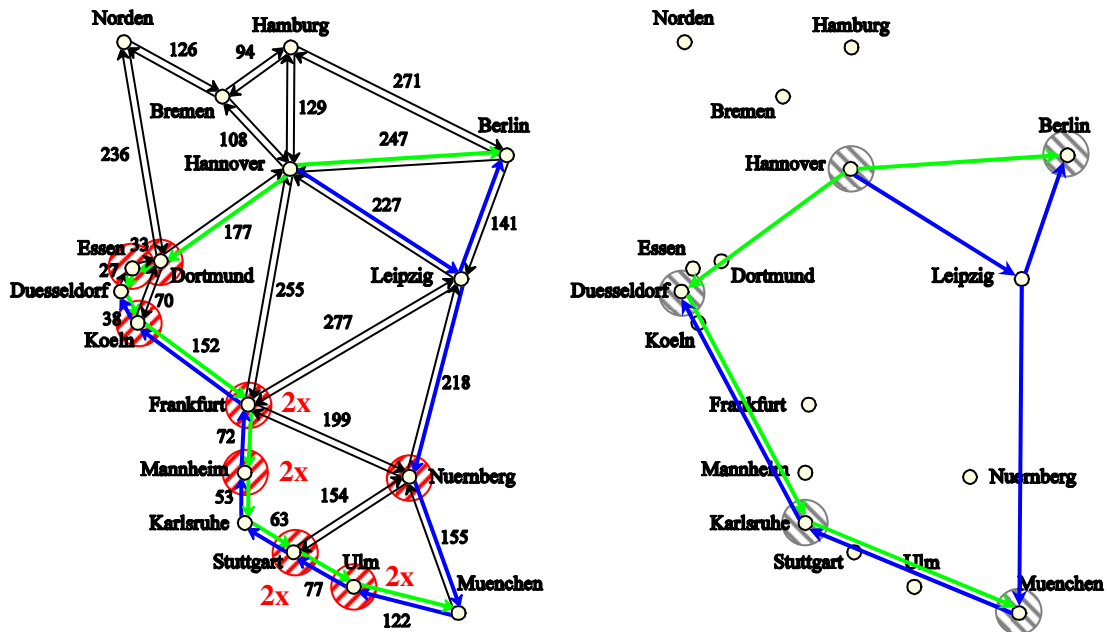


(a) Belegung in der Fasertopologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten stehen für eingesparte Regeneratoren.

(b) Belegung in der virtuellen Topologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten bezeichnen Verbindungsendpunkte. Wegen besserer Übersichtlichkeit wurden alle nicht belegten Lichtpfade ausgeblendet.

Abb. 6.6 – Beispiel für kantendisjunktes Unicast-Routing

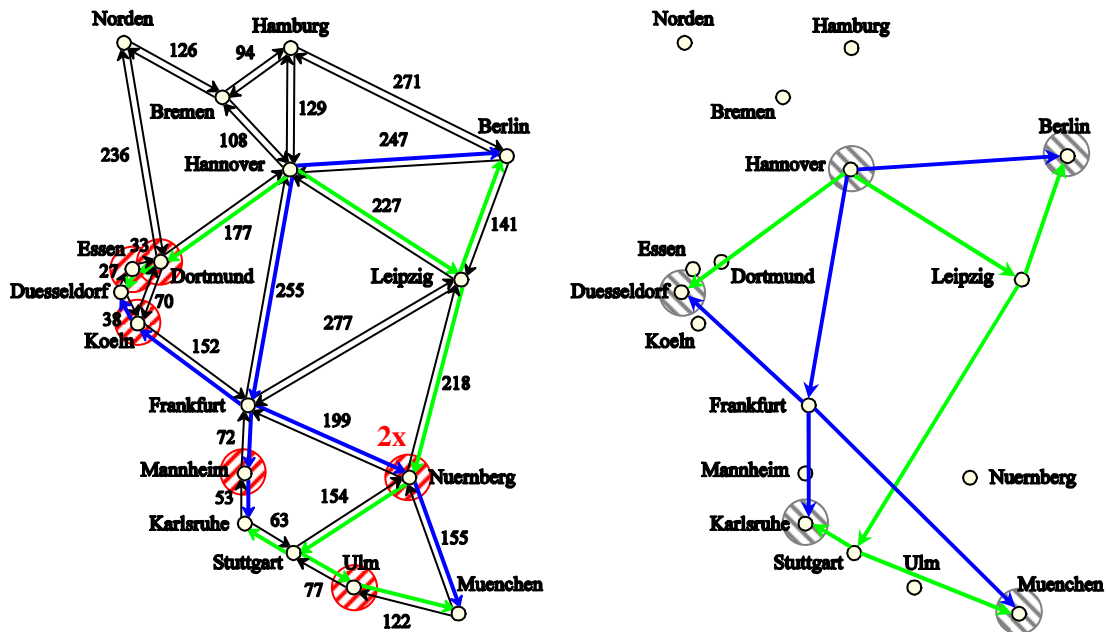
6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte



(a) Belegung in der Fasertopologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten stehen für eingesparte Regeneratoren. Je zwei Regeneratoren werden in den Knoten Ulm, Stuttgart, Mannheim und Karlsruhe eingespart, und jeweils einer in Dortmund, Essen, Köln und Nürnberg.

(b) Belegung in der virtuellen Topologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten bezeichnen Verbindungsendpunkte, Quelle bzw. Wurzel ist der Knoten Hannover. Wegen besserer Übersichtlichkeit wurden alle nicht belegten Lichtpfade ausgeblendet.

Abb. 6.7 - Beispiel für richtungsdisjunktes Multicast-Routing



(a) Belegung in der Fasertopologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten stehen für eingesparte Regeneratoren. Zwei Regeneratoren werden im Knoten Nürnberg eingespart, und jeweils einer in Dortmund, Essen, Köln, Mannheim und Ulm.

(b) Belegung in der virtuellen Topologie - Mit Schraffur hinterlegte Knoten bezeichnen Verbindungsendpunkte, Quelle bzw. Wurzel ist der Knoten Hannover. Wegen besserer Übersichtlichkeit wurden alle nicht belegten Lichtpfade ausgeblendet.

Abb. 6.8 - Beispiel für kantendisjunktes Multicast-Routing

6.5.4. KOMPLEXITÄTSUNTERSUCHUNG

Im Einführungs-Abschnitt dieser Arbeit wurde ein sehr schnelles Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) motiviert. Insbesondere war davon die Rede, für einen nutzerseitig veranlassten Ruf binnen Sekundenbruchteilen die kostengünstigste netzseitige Realisierung zu identifizieren, die hinsichtlich des Belegungszustandes des Netzes, der Übertragungsgüte und ggf. weiterer Nebenbedingungen (z.B. Fehlertoleranzanforderungen) realisierbar ist. Dieser Anspruch soll nun, da alle benötigten Verfahren dargelegt wurden und zusammenwirken können, überprüft werden.

Zu diesem Zweck werden 500 Rufe zwischen zwei (Unicast) bis maximal zehn (Multicast) zufällig ausgewählten Knoten durch entsprechende Verbindungen realisiert. Als Fasertopologie dient das 17-Knoten-Netz der Dt. Telekom, dessen Kanten als Einzelfasern dimensioniert wurden. Die Verbindungen bestehen jeweils aus einem Arbeitspfad bzw. -baum, der durch einen richtungsdisjunkten Ersatzpfad/-baum geschützt wird.

Als Zielfunktion wird das Kostenmodell aus Abschnitt 6.4.2 eingesetzt, das für jeden Faserkilometer eine Kosteneinheit unterstellt und jede Belegung eines Regenerators (bzw. Empfänger-Sender-Paars) mit Zusatzkosten bestraft, die einer bestimmten Zahl von Faserkilometern entsprechen (hier: *100 km*, d.h. *100* Kosteneinheiten). Die Kosten für eine *multi hop*-Verbindung sind also immer höher als jene für eine *single hop*-Verbindung, die dem gleichen Pfad folgt.

Zunächst soll darauf hingewiesen werden, daß es im zugrundegelegten 17-Knoten-Netz für einige der 500 Rufe keine Lösung gab. Abb. 6.9 zeigt, daß die Fälle bis zu vier Empfängern immer lösbar waren, bei höherer Empfängerzahl kommt es aber beim Online-Routing zu einer topologiebedingten Ruffblockierung. Aus Abb. 6.10 ist ersichtlich, daß diese im Schnitt bereits nach etwa einer Sekunde feststeht, und daß deren Feststellung maximal bis zu ca. vier Sekunden dauert.

Abb. 6.11 zeigt den Bedarf an Rechenzeit zur Erlangung des optimalen (=kostenminimalen) Routingergebnisses. Im günstigsten Fall liegt dabei das optimale Routingergebnis innerhalb von Sekundenbruchteilen vor, im Schnitt nach 1-2 Sekunden. Die Kurve für die maximale Rechenzeit liegt z.T. deutlich darüber. Hier spielt natürlich auch der Belegungszustand des Netzes eine Rolle: ist das Netz stark belegt, schränkt sich der Suchraum des ILPs ein, während dies bei „leerem“ Netz – wie in den dargestellten Fällen – nicht der Fall ist.

Dennoch soll an dieser Stelle nicht unterschlagen werden, daß eine Aussage über die maximale Rechenzeit i.A. nicht möglich ist, weil dies eine inhärente Eigenschaft NP-vollständiger Aufgabenstellungen ist. Empirisch stellt man zwar fest, daß sich die Rechenzeit je Verbindung sehr wohl in engen Grenzen bewegt, daß es aber auch einzelne Ausreißer gibt, die im Extremfall durch eine Begrenzung der Rechenzeit und die Verwendung der besten bis dahin erzielten suboptimalen Lösung abgefangen werden müssten. In der Stichprobe mit den 500 Rufen kam dies zwar nicht vor, aber die Möglichkeit dazu ist strukturell nicht auszuschließen.

Schließlich werden in Abb. 6.12 die Kosten je Verbindung (obere Kurvenschar) bzw. die Kosten je Verbindung und Empfänger (untere Kurvenschar) ausgewertet. Erfreulicherweise pendeln sich bei optimaler Lösung des Online-Routingproblems die durchschnittlichen Kosten je Verbindung und Empfänger asymptotisch auf einen konstanten Wert ein, dem sich auch die Kurven für maximale bzw. minimale Kosten annähern. Für die Bepreisung der Rufe gegenüber dem Kunden lassen sich aus den Algorithmen des Netzbetriebs also recht genaue Vorgaben ableiten, die mit ansteigender Empfängerzahl noch an Präzision gewinnen.

6. Online-Routing unter Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte

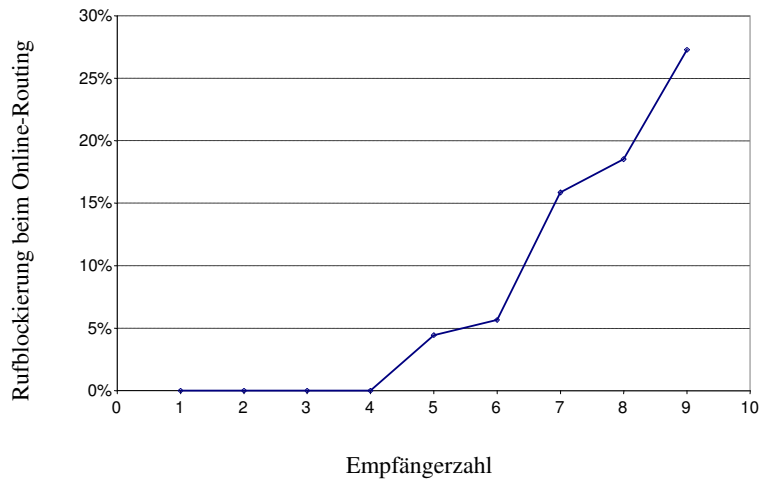


Abb. 6.9 – Topologiebedingte, mit der Empfängerzahl zunehmende Rufblockierung beim Online-Routing

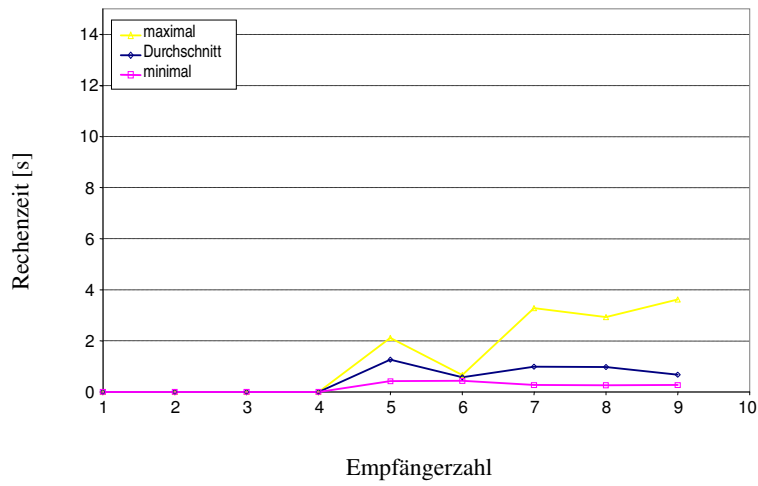


Abb. 6.10 – Rechenzeit zur Feststellung der Rufblockierung beim Online-Routing

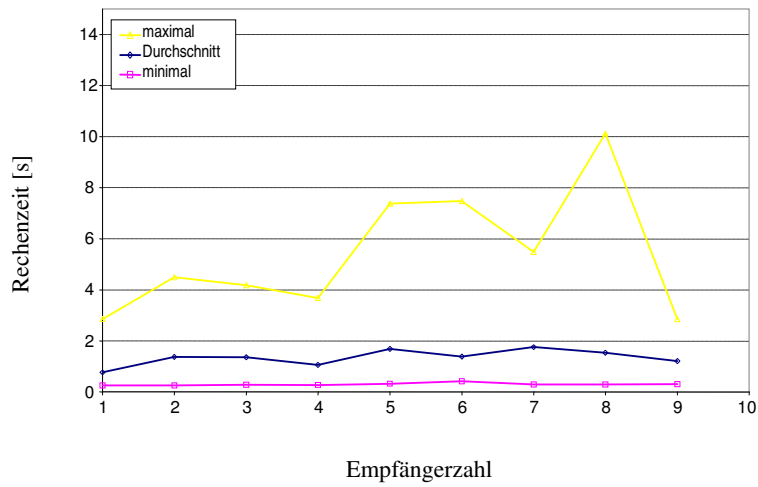


Abb. 6.11 – Rechenzeit zur Feststellung des optimalen Routings je Verbindung

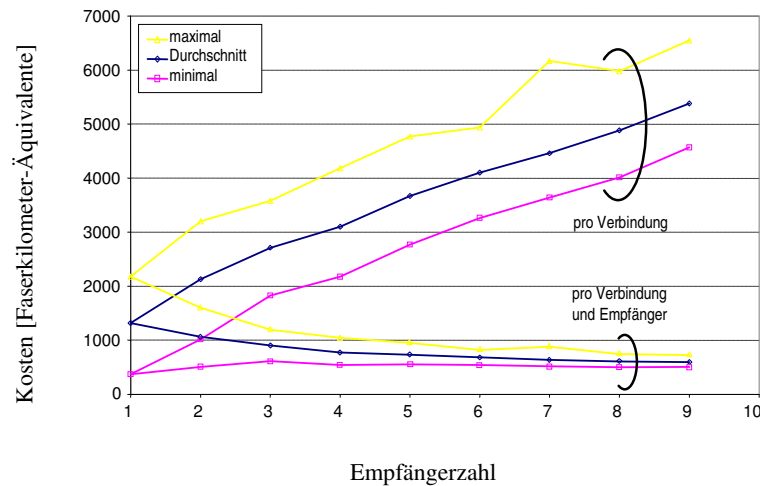


Abb. 6.12 – Kosten des optimalen Routings

6.6. ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Kapitel wurde ein neues, zweistufiges Verfahren zum Online-Routing in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) entwickelt.

Basierend auf dem Netzmodell aus Kapitel 2, dem DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3, dem Verfahren zur effizienten Berechnung der Übertragungsgüte aus Kapitel 4 sowie dem Verfahren zum Leistungsmanagement aus Kapitel 5 wird zunächst in der Netzplanungsphase die Gütebewertung einer vorgegebenen Fasertopologie (physikalischen Topologie) vorgenommen. Das Ziel dieses ersten Schritts ist die Erweiterung der physikalischen Topologie zu einer Netzstruktur, die zusätzlich alle Lichtpfade (oder eine relevante Untermenge) enthält, die eine hinreichende Übertragungsgüte aufweisen (virtuelle Topologie). Prinzipiell genügt jedes Routing in dieser Netzstruktur automatisch allen linearen und nichtlinearen Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte.

In einem zweiten Schritt findet während des Netzbetriebs das eigentliche Routing anhand linearer Metriken und Nebenbedingungen in dieser virtuellen Topologie statt. Sofern keine *single hop*-Verbindung (Direktweg) belegbar ist, werden *multi hop*-Verbindungen durch kaskadierte, über O/E/O-Regeneratoren verknüpfte Lichtpfade realisiert.

Alleinstellungsmerkmale des neuen Verfahrens sind, daß sich über kaskadierte Lichtpfade neben Unicast- auch Multicast-Verbindungen bilden lassen. Außerdem erlaubt die sequentielle Ausführung von Gütebewertung und Routing in dieser Reihenfolge, neben den linearen auch die nichtlinearen Übertragungseffekte zu berücksichtigen, inklusive eines Dispersionsmanagements. Sofern eine realisierbare, kostengünstigste Verbindung existiert, kann ihr Auffinden garantiert werden, weil das Routing mit der Nichtlinearität der Übertragung nicht in Berührung kommt.

Das in dieser Arbeit als ganzzahlig-lineares Optimierungsproblem formulierte Online-Routingverfahren minimiert die Belegungskosten für die neue Verbindung und berücksichtigt weitere Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz.

Erstmals läßt sich also sowohl für den Unicast- als auch den Multicast-Fall das jeweils kostengünstigste Routing unter Berücksichtigung aller linearer und nichtlinearer Übertragungseffekte sowie weiterer Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz innerhalb von Sekunden (bzw. -bruchteilen) berechnen.

7. ZUSAMMENFASSUNG

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte – einer wichtigen Aufgabenstellung des Netzbetriebs in selektiv regenerierenden DWDM-Kernnetzen mit automatisierter Kommunikationssteuerung, da das Online-Routing in solchen Netzen mit der Prüfung, ob eine hinreichende Übertragungsgüte erbracht werden kann, auch die Funktion einer Netzzugangskontrolle (*connection admission control*, CAC) übernimmt.

Im ersten Kapitel dieser Arbeit wird motiviert, warum in zukünftigen DWDM-Kernnetzen die Konzepte der selektiven Regeneration und der automatisierten Kommunikationssteuerung zum Einsatz kommen werden, und warum es in diesem Zusammenhang erforderlich ist, sich mit dem Online-Routing unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) zu befassen.

Es wird gezeigt, daß es sich um Konzepte zur Senkung der Investitionskosten (CAPEX) und der laufenden Betriebskosten (OPEX) in Transportnetzen handelt – eine Kostendegression, die für die Netzbetreiber vor dem Hintergrund von Überkapazitäten aus der Zeit der *new economy* und eines harten, seit Jahren andauernden Wettbewerbs unter den Dienstbringern dringend notwendig ist.

Allerdings wird auch ersichtlich, daß die beiden Konzepte in einem anderen Punkt gegenläufig wirken: Vorgänge der Kommunikationssteuerung wie die Netzzugangskontrolle müssen einerseits erheblich schneller ablaufen, andererseits fallen dafür erheblich längere Rechenzeiten an.

Diesem offenen Widerspruch entspringt die Forderung nach einem Online-Routing, das eine sehr viel effizientere Bewertung der Übertragungsgüte vornimmt als dies mit heutigen Standardverfahren möglich ist.

Im zweiten Kapitel werden jene Systemgrundlagen eingeführt, die zum Verständnis des Aufbaus und der Funktion selektiv regenerierender DWDM-Kernnetze notwendig sind. Sie erlauben es, die netzweit verlaufenden Lichtpfade in optische Netzkanten und -knoten und weiter in elementare Funktionen der optischen Signalübertragung und -vermittlung aufzuschlüsseln, die sich jeweils durch spezielle optische Komponenten realisieren lassen.

Den einzelnen optischen Komponenten lassen sich in Kapitel 3 spezifische Degradationseffekte und analytische Modelle zuordnen, die einen quantitativen Bezug zwischen den System-/Streckenparametern und den resultierenden Degradationsbeiträgen – und damit der Übertragungsgüte – im Form eines DWDM-Kanalmodells herstellen. Zudem kann in Kapitel 4 eine auf dem skizzierten modularen Netzaufbau basierende, rechnertaugliche Darstellung von Lichtpfaden eingeführt werden, die zur effizienten Berechnung der Übertragungsgüte dient.

Im dritten Kapitel wurde ein DWDM-Kanalmodell für Lichtpfade bei terrestrischer Übertragung über sehr große Distanzen entwickelt, das die einzelnen Übertragungseffekte voneinander separiert und deren Degradationsbeiträge analytisch beschreibt. Bei diesem Ansatz gehen zwar

eventuelle Wechselbeziehungen der in der NLSE zusammenwirkenden Degradationseffekte verloren, andererseits können Aussagen über eine hinreichende Übertragungsgüte um drei bis vier Größenordnungen schneller erfolgen, als dies im Zuge der Netzplanung mittels numerischer Standardverfahren wie der Split-Step Fourier-Methode (SSFM) oder während des Netzbetriebs mit empfängerseitiger Messung möglich wäre.

Das neue Kanalmodell integriert eine Reihe anerkannter analytischer Modelle für Einkanal- und Mehrkanal-Degradationseffekte und setzt die System- und Streckenparameter in eine wellenlängenabhängige Übertragungsgüte um. Die mathematische Darstellung und Nomenklatur der einzelnen Degradationseffekte stammt aus unterschiedlichen Quellen, wurde vereinheitlicht sowie in einigen Fällen für inhomogene Faserinfrastruktur (Faserabschnitte unterschiedlichen Typs bzw. unregelmäßiger Länge) verallgemeinert. Alle getroffenen Annahmen und Vereinfachungen, die die Gültigkeit der Modelle einschränken, sind aus der Herleitung der analytischen Modelle ersichtlich.

Die Grundperformanz eines Lichtpfads ist auf den dominierenden Degradationseffekt des Verstärkerrauschens zurückzuführen. Dieser Teil seiner Übertragungsgüte wird durch das Gütemaß des Q-Faktors ausgedrückt. Die analytischen Modelle der anderen Übertragungseffekte liefern Degradationsbeiträge, die sich zunächst in anderen Gütemaßen äußern. Diese Degradationsbeiträge werden in Abschläge (Strafterme) auf den Q-Faktor umgesetzt und lassen sich dadurch erstmals ohne starre Budgetierung zu einem einzigen Gütemaß integrieren. Die Übertragungsgüte eines Lichtpfads wird also durch eine einzige Zahl repräsentiert, die für Zwecke der Netzplanung und des Netzbetriebs (z.B. Routing) zur Verfügung steht.

Im vierten Kapitel werden einige Maßnahmen getroffen, die zu einer effizienten Implementierung der Güteberechnung von Lichtpfaden in realen Netzen führen:

Erstens wird eine Datenhaltung eingeführt, die auf das Netzmodell aus Kapitel 2 und die Formelsätze des DWDM-Kanalmodells in Kapitel 3 zugeschnitten ist sowie flexibel alle von einem Lichtpfad durchlaufenen optischen Netzkanten im Rechner abbilden kann. Dies ist erforderlich, weil sie sich in Anzahl, Aufbau und den Streckenparametern ihrer optischen Übertragungsabschnitte stark unterscheiden können.

Zweitens werden auch die optischen Netzknoten in diese Datenhaltung – und damit auch in die Bestimmung der Übertragungsgüte – integriert, weil Lichtpfade gerade dadurch gekennzeichnet sind, daß sie einen oder mehrere optische Netzknoten durchlaufen. Diese stellen aufgrund ihrer internen Verschaltung selbst ein Netz dar und werden vereinfacht modelliert, ohne die Knotendimensionierung und die Querbeziehungen zwischen den knoteninternen Signalpfaden zu verlieren – also jene Informationen, die signifikanten Einfluß auf das komponentenbedingte Kanalnebengeräusch sowie auf das Verstärkerrauschen (spontane Emission) haben. Dieser Ansatz läßt sich auch vortrefflich zur Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse homogener optischer Knotenarchitekturen nutzen [F04+].

Drittens wird die Methode der dynamischen Programmierung eingesetzt, um die Effizienz der Berechnung stark zu erhöhen. Es zeigt sich nämlich, daß bei Nutzung des DWDM-Kanalmodells in der – dem Stand der Technik entsprechenden – Darstellung aus Kapitel 3 der Berechnungsfortschritt entlang eines untersuchten Lichtpfades stark abbremst und fast zum Erliegen kommt, wenn die Mehrkanaleffekte FWM, XPM und SRS mitberechnet werden, weil einige akkumulierte Streckenparameter wiederholt berechnet werden.

Das Resultat ist eine Berechnungsvorschrift, mit der sich die Übertragungsgüte aller Wellenlängenkanäle eines Kandidatenpfades gleichzeitig berechnen läßt, und die Ergebnisse liegen bei definierter Genauigkeit um Größenordnungen schneller vor als beim numerischen Standardverfahren (SSFM). Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für einen Netzbetrieb in transparenten und selektiv regenerierenden DWDM-Netzen mit dynamischem Verkehr, bzw. für eine zu Planungszwecken vorgenommene Gütebewertung von vielen tausend Kandidatenpfaden.

Im fünften Kapitel wird ein neues, als nichtlineares Optimierungsproblem formuliertes Verfahren zum Leistungsmanagement in optischen Verstärkerkaskaden vorgestellt, das die durch das Verstärkerrauschen (spontane Emission) bestimmte Grundperformanz der Übertragung maximiert [F04].

Die Arbeitspunkte der optischen Faserverstärker (Verstärkergewinn und Summenausgangsleistung) müssen in gewachsenen DWDM-Netzen ggf. individuell eingestellt werden, weil die Übertragungsabschnitte durch unterschiedliche Faser- und Verstärkertypen sowie unregelmäßige Faserlängen (d.h. Dämpfungsverluste) gekennzeichnet sind. Die Übertragungsgüte von Lichtpfaden hängt sehr wesentlich von der Arbeitspunkteinstellung ab.

Gewöhnliche optische Übertragungsabschnitte und auch sogenannte Referenz-/Normsektionen verteilen die Gesamtverstärkung auf bis zu zwei Einzelverstärker. In solchen Anordnungen läßt sich die Grundperformanz der Übertragung durch konventionelle, heuristische Ansätze maximieren. Sobald aber mehr als zwei Verstärker im Spiel sind, stellt sich mit der Aufteilung der Gesamtverstärkung auf mehrere Einzelverstärker die Frage, welcher Verstärker welchen Anteil an der Gesamtverstärkung übernimmt. Dieser zusätzliche Freiheitsgrad entzieht sich den bisher üblichen Berechnungsansätzen, und jede Fehljustierung kann sich in signifikanten Einbußen bei der Übertragungsgüte ausdrücken.

Im Gegensatz zu konventionellen, heuristischen Ansätzen führt das neue Verfahren auch bei mehr als zwei Verstärkern zur optimalen Lösung. Da viele optische Knotenarchitekturen mehr als zwei Verstärker in Lichtpfade einschleifen, werden so neben den optischen Netzkanten auch die optischen Netzknoten einer automatisierten, rechnergestützten und gütemaximierenden Justierung zugänglich, die einen unnötig hohen Degradationsbeitrag durch fehljustierte Arbeitspunkte ausschließt.

Im sechsten Kapitel wird ein neues, zweistufiges Verfahren zum Online-Routing in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing*) vorgestellt.

Bisher veröffentlichte Arbeiten nehmen eine Gütebewertung der betrachteten Lichtpfade nach bzw. während des Routingvorgangs vor. In dieser Arbeit findet dagegen die Gütebewertung vor dem Routing statt.

Basierend auf dem Netzmodell aus Kapitel 2, dem DWDM-Kanalmodell aus Kapitel 3, dem Verfahren zur effizienten Berechnung der Übertragungsgüte aus Kapitel 4 sowie dem Verfahren zum Leistungsmanagement aus Kapitel 5 wird zunächst in der Netzplanungsphase die Gütebewertung einer vorgegebenen Fasertopologie (physikalischen Topologie) vorgenommen. Das Ziel dieses ersten Schritts ist die Erweiterung der physikalischen Topologie zu einer virtuellen Topologie, die zusätzlich alle Lichtpfade (oder eine relevante Untermenge) mit hinreichender Übertragungsgüte aufnimmt – prinzipbedingt genügt dann jedes Routingergebnis automatisch allen linearen und nichtlinearen Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte.

In einem zweiten Schritt findet während des Netzbetriebs das eigentliche Online-Routing anhand linearer Metriken und Nebenbedingungen in dieser virtuellen Topologie statt.

Schon das Grundproblem ohne weitere Nebenbedingungen ist dadurch geprägt, daß die Menge schleifenfreier Kandidatenpfade mit der Knotenzahl N des betrachteten Netzes exponentiell anwächst, und zusammen mit der ganzzahligen Granularität der Betriebsmittel (Ressourcen) des Netzes für eine hohe Komplexität der optimal zu lösenden Routingaufgabe sorgt. Zwar lassen sich für etliche Unterklassen des Online-Routings Algorithmen mit polynomialer Komplexität finden, die zur optimalen Lösung führen. Dies gilt beispielsweise – entgegen der landläufigen Meinung – für alle Aufgabenstellungen mit einer oder mehreren linearen Nebenbedingungen (bzw. Metriken).

Allerdings kommen in transparenten bzw. selektiv regenerierenden DWDM-Netzen normalerweise weitere – lineare – Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz (z.B. Pfadschutz durch Parallelschaltung knotendisjunkter Pfade) sowie – lineare und nichtlineare – Nebenbedingungen zur Übertragungsgüte zum Tragen.

7. Zusammenfassung

Das in dieser Arbeit als ganzzahlig-lineares Optimierungsproblem formulierte Online-Routingverfahren minimiert die Belegungskosten für die neue Verbindung. Sofern keine *single hop*-Verbindung (Direktweg) belegbar ist, werden *multi hop*-Verbindungen durch kaskadierte, über O/E/O-Regeneratoren verknüpfte Lichtpfade realisiert.

Das neue Verfahren ist aufgrund seines Ansatzes, Lichtpfade zu kaskadieren, gleichermaßen auf die Rufarten Dialog (*unicast*) und Gruppenruf (*multicast*) anwendbar. Die sequentielle Ausführung von Gütebewertung und Routing in dieser Reihenfolge erlaubt es, neben weiteren Nebenbedingungen zur Fehlertoleranz *alle* linearen nichtlinearen Übertragungseffekte zu berücksichtigen. Sofern eine realisierbare, kostengünstigste Verbindung existiert, kann ihr Auffinden garantiert werden, weil das Routing mit der Nichtlinearität der Übertragung nicht in Berührung kommt.

Die gezeigten kurzen Rechenzeiten unterstreichen die Eignung den neuen Verfahrens für das Online-Routing in selektiv regenerierenden DWDM-Netzen unter Berücksichtigung der Übertragungsgüte (*physical constraint-based online routing in DWDM networks with sparse regeneration*) im Rahmen der Kommunikationssteuerung.

LITERATURVERZEICHNIS

- [A01] G.P. Agrawal: *Nonlinear fiber optics*. Academic Press, New York, USA, 2001.
- [A02] M. Ali: *Optimization of splitting node placement in wavelength-routed optical networks*. IEEE J. Selected Areas in Comm., Bd. 20(8), S. 1571-1579, Aug. 2002.
- [A97] G.P. Agrawal: *Fiber-optic communication systems*. John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1997.
- [ABT02] N. Antoniadis, A. Boskovic, I. Tomkos, N. Madamopoulos, M. Lee, I. Roudas, D. Pastel, M. Sharma, M.J. Yadlowsky: *Performance engineering and topological design of metro WDM optical networks using computer simulation*. IEEE J. Selected Areas in Comm., Bd. 20(1), S. 149-165, Jan. 2002.
- [ACE02] M. Ali, G. Chiruvolu, D. Elie-Dit-Cosaque, L. Tancevski: *QoS -based routing in optical networks*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. (TuP3-)100-102, 2002.
- [AD00a] M. Ali, J.S. Deogun: *Cost-effective implementation of multicasting in wavelength-routed networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 18(12), S. 1628-1638, Dez. 2000.
- [AD00b] M. Ali, J.S. Deogun: *Power-efficient design of multicast wavelength-routed networks*. IEEE J. Selected Areas in Comm., Bd. 18(10), S. 1852-1862, 2000.
- [AET01] M. Ali, D. Elie-Dit-Cosaque, L. Tancevski: *Enhancements to multi-protocol lambda switching to accommodate transmission impairments*. Proc. IEEE Global Comm. Conf. (GLOBECOM), Bd.1, S.70-75, 2001.
- [AH02] H.R. van As, N. Hanik: *Photonische Kommunikationsnetze*. In E. Voges (Hrsg.), K. Petermann (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*. Springer Verlag, Berlin/Heidelberg, S. 828-868, 2002.
- [AKR03] C.T. Allen, P.K. Kondamuri, D.L. Richards, D.C. Hague: *Measured temporal and spectral PMD characteristics and their implications for network-level mitigation approaches*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 21(1), S. 79-86, 2003.
- [Ar97] V. Arya: *Analysis, design and performance evaluation of optical fiber spectrum-sliced WDM systems*. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, VA, USA, 1997.
- [ARD99] M. Ali, B. Ramamurthy, J. Degoun: *Routing and wavelength assignment with power considerations in optical networks*. Proc. IEEE Global Comm. Conf. (GLOBECOM), S. 27-31, 1999.
- [AS00] A.S. Arora, S. Subramaniam: *Converter placement in wavelength routing mesh topologies*. Proc. IEEE Intl. Conf. Comm. (ICC), Bd. 3, S. 1282-1288, 2000.

- [B02] E. Brinkmeyer: *Optische Fasern: Grundlagen*. In E. Voges (Hrsg.), K. Petermann (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*, S. 56-79. Springer Verlag, Berlin/Heidelberg, 2002.
- [B03] R. Bach: *Standardization of the Q-factor method*. Whitepaper, Acterna/JDSU, www.jdsu.com, 2003.
- [B57] R.E. Bellman, *Dynamic programming*. Princeton University Press, Princeton, USA, 1957.
- [B94] R. Bhandari: *Optimal diverse routing in telecommunication fiber networks*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 3, S. (11c.3.)1-11, 1994.
- [BEH97] E.J. Bachus, M. Eiselt, K. Habel, K.D. Langer, E.U. Scheuing, F.C. Tischer: *Photonic network design based on reference circuits*. Proc. IFIP TC6 Working Conf. Optical Network Design and Modeling (ONDM), S. 56-69, 1997.
- [BEL95] GR-253-CORE: *SONET transport systems: Common criteria - generic requirements*. Bellcore/Telcordia, 1995.
- [BM97] D. Banerjee, B. Mukherjee: *Wavelength-routed optical networks: Linear formulation, resource budgeting tradeoffs, and a reconfiguration study*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), S. 269-276, Apr. 1997.
- [BPS03] H. Buchta, E. Patzak, J. Saniter: *Maximal and effective throughput of optical switching nodes for optical burst switching*. Proc. ITG Workshop on Photonic Networks, Leipzig, Apr. 2003.
- [BV02] A. Bononi, A. Vannucci: *Is there life beyond the principal states of polarization?*. Elsevier Optical Fiber Technology, Bd. 8(4), S. 257-294, 2002.
- [BVF98] G. Bellotti, M. Varani, C. Francia, A. Bononi: *Intensity distortion induced by cross-phase modulation and chromatic dispersion in optical fiber transmissions with dispersion compensation*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 10(12), S. 1745-1747, 1998.
- [C04] Rayane Chahine: *A business case for ASON*. Master thesis, Institute of Communication Networks (LKN), Technische Universität München (TUM), 2004.
- [C90] A.R. Chraplyvy: *Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities*. IEEE J. Quantum Electronics, Bd. 8(10), S. 1548-1557, 1990.
- [C98] A. Cartaxo: *Impact of modulation frequency on cross-phase modulation effect in intensity modulation—direct detection WDM systems*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 10(9), S. 1268–1270, 1998.
- [C99] A. Cartaxo: *Cross-phase modulation effect in intensity modulation—direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 17(2), S. 178–190, 1999.
- [Ca99] A. Cartaxo (1999). *Cross-phase modulation effect in intensity modulation—direct detection WDM systems with multiple optical amplifiers and dispersion compensators*. IEEE J. Lightwave Technol., Bd.17(2), S.178–190.
- [CB05] X. Chu, B. Li: *Dynamic routing and wavelength assignment in the presence of wavelength conversion for all-optical networks*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 13(3), S. 704-715, 2005.
- [CFG93] J. Chung-Sheng, F. Fuk-Kay, C.J. Georgiou: *Crosstalk penalty in all-optical network using static wavelength routers*. Proc. IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS) Annual Meeting, S. 414-415, 1993.

- [CGK90] I. Chlamtac, A. Ganz, G. Karmi: *Lightnet: lightpath based solutions for wide bandwidth WANS*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM). Bd. 3, S. 1014-1021, 1990.
- [CH84] D. Cotter, A.M. Hill: *Stimulated Raman crosstalk in optical transmission: Effects of group velocity dispersion*. IEEE/IET Electron. Lett., Bd. 20, S. 185-187, 1984.
- [Ch99] C.-J. Chen: *System impairment due to polarization mode dispersion*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. 77-79, WE2-1, 1999.
- [CHM03] J. Crowcroft, S. Hand, R. Mortier, T. Roscoe, A. Warfield: *QoS's downfall: at the bottom, or not at all!*. Proc. ACM SIGCOMM Workshop on Revisiting IP QoS, Karlsruhe, 2003.
- [CKM96] T. K. Chiang, N. Kagi, M. E. Marhic, L. G. Kazovsky: *Cross-phase modulation in fiber links with multiple optical amplifiers and dispersion compensators*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 14, S. 249-259, 1996.
- [CLR90] T. Cormen, C. Leiserson, R. Rivest: *Introduction to Algorithms*. MIT Press, Cambridge, MA, USA, 1990.
- [CLZ03] X. Chu, B. Li, Z. Zhang: *A dynamic RWA algorithm in a wavelength-routed all-optical network with wavelength converters*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 3, S. 1795-1804, 2003.
- [CMS04] T.J. Carpenter, R.C. Menendez, D.F. Shallcross, J.W. Gannett, J. Jackel, A.C. Von Lehmen: *Cost-conscious impairment-aware routing*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), Bd. 1, 2004
- [CN98] S. Chen, K. Nahrstedt: *An overview of quality of service routing for next-generation high-speed networks: problems and solutions*. IEEE Network, Bd. 12(6), S. 64-79, 1998.
- [CW01] B. Chen, J. Wang: *Constrained wavelength assignment for multicast in WDM networks*. Proc. Int'l Conf. on Computer Comm. and Networks, S. 388-394, Oct. 2001.
- [D05] J.D. Downie. *Relationship of Q penalty to eye-closure penalty for NRZ and RZ signals with signal-dependent noise*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 23(6), S. 2031-2038, 2005.
- [D13] IST Project Next generation optical network for broadband European leadership (NOBEL), Deliverable D13, 2005.
- [D16] IST Project Next generation optical network for broadband European leadership (NOBEL), Deliverable D16, 2005.
- [D19] IST Project Next generation optical network for broadband European leadership (NOBEL), Deliverable D19, 2005.
- [D26] IST Project Next generation optical network for broadband European leadership (NOBEL), Deliverable D26, 2005.
- [D59] E.W. Dijkstra: *A note on two problems in connexion with graphs*. Numerische Mathematik, Bd. 1, S. 269-271, 1959.
- [D94] E. Desurvire: *Erbium-doped fiber amplifiers*. John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1994.
- [DFG02] K. Dolzer, T. Fischer, C. Gauger, M. Jäger, M. Maier, E. Patzak, M. Schlosser, D.A. Schupke, F.J. Westphal, H. Woesner: *Vergleich von Architekturen für das zukünftige optische Internet*. Proc. ITG Workshop on Photonic Networks, Leipzig, Apr. 2002.

- [DLM04] Y. Dong, Z. Li, J. Mo, Y. Wang, C. Lu, T.H. Cheng: *Pulsewidth-tunable CS-RZ signal format with better tolerance to dispersion and nonlinear degradation in optical transmission system*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 16(5), S. 1409-1411, 2004.
- [DPT02] A. Ding, G.-S. Poo, S.-T. Tan: *An expanded graph model for MCRWA problem in WDM networks*. Proc. IEEE Conf. on Local Computer Networks (LCN), S. 557-564, Nov. 2002.
- [DS03] I.B. Djordjevic, A. Stavdas: *Analytical modeling of stimulated Raman scattering in WDM systems with dispersion compensated links*. Schiele & Schön J. Opt. Commun., Bd. 24(2), S. 54-60, 2003.
- [DSB87] E. Desurvire, J.R. Simpson, P.C. Becker : *High-gain Erbium-doped travelling-wave fiber amplifier*. OSA Optics Lett., Bd. 12(11), S. 888-890, 1987.
- [DSL06] S. Duhovnikov, D.A. Schupke, G. Lehmann, T. Fischer, F. Rambach: *Dynamic RWA for all optical networks using linear constraints for optical path feasibility assessment*. Proc. European Conf. on Optical Commun. (ECOC), Cannes, F, Sep. 2006.
- [E06] J. Eberspächer: *Trends in Telecommunication Networking*. In E.-M. Kern (Hrsg.), H.-G. Hegering (Hrsg.), B. Brügge (Hrsg.): *Managing development and application of digital technologies*. Springer, Berlin/Heidelberg/New York, S. 179-194, 2006.
- [EFS00] J.-P. Elbers, A. Färbert, C. Scheerer, C. Glingener, G. Fischer: *Reduced model to describe SPM-limited fiber transmission in dispersion-managed lightwave systems*. IEEE J. Selected Topics Quantum Electron., Bd. 6(2), S. 276-281, 2000.
- [ENG02] A. Ehrhardt, N. Hanik, A. Gladisch, F. Rumpf: *Field demonstration of a transparent optical 10 Gbit/s-WDM-network based on normalized transmission sections*, Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. (TuH2-)42-43, 2002.
- [EST98] M. Eiselt, M. Shtauf, R.W. Tkach: *Cross-phase modulation distortions in multi-span WDM systems*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. (ThC5-)1-3, 1998.
- [EWA88] A.F. Elrefaie, R.E. Wagner, D.A. Atlas, D.G. Daut: *Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 6(5), S. 704-709, 1988.
- [F04] T. Fischer: *An OSNR-optimal photonic network model with dispersive and nonlinear constraints*. Proc. Intl. Conf. on Software, Telecomm. and Computer Networks (SOFTCOM), Split, HR, Oct. 2004.
- [F04+] T. Fischer: *Analysis of maximum scalability and cascadability of arbitrary photonic node architectures*. Proc. Intl. Conf. on Optoelectronics, Fiber Optics and Photonics (PHOTONICS), Cochin, IN, Dec. 2004.
- [F44] H.T. Friis: *Noise figure of radio receivers*. Proc. IRE (IEEE), Bd. 32, S. 419-422, 1944.
- [FPS02] H. Feng, E. Patzak, J. Saniter: *Physikalische Grenzen von Broadcast and Select-Schaltknoten für Optical Burst Switching*. Proc. ITG Workshop on Photonic Networks, 2002.
- [FT87] M.L. Fredman, R.E. Tarjan: *Fibonacci heaps and their uses in improved network optimization algorithms*. J. ACM, Bd. 34(3), 1987.
- [G.7715] G.7715: *Architecture and requirements for routing in the automatically switched*

- optical networks*. ITU-T Recommendation, 2002
- [G.807] G.807: *Requirements for automatic switched transport networks*. ITU-T Recommendation, 2001.
- [G.8080] G.8080 : *Architecture for the automatic switched optical network*. ITU-T Draft Recommendation, Version 1.0, 2001.
- [G02] A. Gladisch: *Netze mit Wellenlängenmultiplex*. In E. Voges (Hrsg.), K. Petermann (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*. Springer, Berlin / Heidelberg, S. 922-942, 2002.
- [GJH03] S. Gao, X. Jia, C. Huang, D.-Z. Du: *An optimization model for placement of wavelength converters to minimize blocking probability in WDM networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 21(3), S. 684-694, 2003.
- [GPB00] E.A. Golovchenko, A.N. Pilipetskii, N.S. Bergano, C.R. Davidson, F.I. Khatri, R.M. Kimball, V.J. Mazurczyk: *Modeling of transoceanic fiber-optic WDM communication systems*. IEEE J. Selected Areas in Comm., Bd. 6(2), S. 337-347, Mär./Apr. 2000.
- [H71] S.L. Hakimi: *Steiner's problem in graphs and its implications*. IEEE Network, Bd. 1(2), S.113-133, 1971.
- [H90] I. Hawker: *Future trends in digital telecommunication transmission networks*. IEE Electronics & Commun. Engineering J., Bd. 2(6), S. 251-260, 1990.
- [H99] H. Halbritter: *Cross-phase modulation in wavelength division multiplexed optical transmission systems*. Master thesis, University of Central England in Birmingham, UK, in collaboration with Siemens AG, GER, 1999.
- [HDA99] R. Hui, K. Demaster, C. Allen: *Cross-phase modulation in multi-span WDM optical fiber systems*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd.17(8), S.1018-1026, 1999.
- [HEG04] N. Hanik, A. Ehrhardt, A. Gladisch, C. Peucheret, P. Jeppesen, L. Molle, R. Freund, C. Caspar: *Extension of all-optical network-transparent domains based on normalized transmission sections*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 22(6), S. 1439-1453, 2004.
- [HGH03] Y. Huang, A. Gencata, J.P. Heritage, B. Mukherjee. *Routing and wavelength assignment with quality-of-signal constraints in WDM networks*. Proc. European Conf. on Optical Commun. (ECOC), Bd. 3, S. 1-2, Sept. 2002.
- [HGL98] N. Hanik, A. Gladisch, G. Lehr: *An effective method to design transparent optical WDM networks*. Proc. European Conf. on Networks and Optical Commun. (NOC), S.190-197, 1998.
- [HMM97] H. Harai, M. Murata, H. Miyahara: *Allocation of wavelength convertible nodes and routing in all-optical networks*. Proc. SPIE, Bd. 3230, S. 277-287, 1997.
- [Ho00] K.-P. Ho: *Statistical properties of stimulated raman crosstalk in WDM systems*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 18(7), S. 915-921, 2000.
- [HWH03] Y. Huang, W. Wen, J.P. Heritage, B. Mukherjee: *Signal-quality consideration for dynamic connection provisioning in all-optical wavelength-routed networks*. Proc. SPIE Optical Networking and Communications Conference (OptiComm), Okt. 2003.
- [HZ02] X.-D. Hu, M.-H. Zhang. *Multicast routing and wavelength assignment under multi-drop model in WDM networks*. Proc. IEEE Region 10 Conf. on Computers, Commun., Control and Power Engineering (TENCON), Bd. 2, S. 1201-1204, Okt. 2002.

- [HZ98] W.S. Hu, Q.J. Zeng: *Multicasting optical cross connects employing splitter-and-delivery switch*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd.10 (7), S.970-972, 1998.
- [IMG93] E. Iannone, F. Matera, A. Galtarossa, G. Gianello, M. Schiano: *Effect of polarization dispersion on the performance in IM-DD communication systems*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd.5, S.1247-1249, 1993.
- [INO94] K. Inoue, K. Nakanishi, K. Oda, H. Toba: *Crosstalk and power penalty due to fiber four-wave mixing in multichannel transmissions*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 12(8), S. 1423-1439, 1994.
- [IO98] G. Ishikawa, H. Ooi: *Polarization mode dispersion sensitivity and monitoring in 40 Gbit/s OTDM and 10 Gbit/s NRZ transmission experiments*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. 117–119, WC5, 1998.
- [IT95] K. Inoue, H. Toba: *Fiber Four-Wave Mixing in Multi-Amplifier Systems with Nonuniform Chromatic Dispersion*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 13(1), S. 88-93, 1995.
- [ITG04] ITG-Fachausschuß 5.3 / Optische Nachrichtentechnik: *Forschungsschwerpunkte 2005+ für Photonik und Festnetz*. VDE/ITG-Positionspapier, 2004.
- [ITG96] ITG-Fachausschuß 5.2 / Fachgruppe Systemtechnik: *VDE/ITG-Empfehlung Architekturen und Verfahren der Vermittlungstechnik*. ITG 5.2-01, 1996, ISBN 3-8007-2365-4.
- [ITG97] Fachausschuß 5.2 / Fachgruppe Kommunikationsnetze und Systeme: *Nachrichtenverkehrstheorie*. VDE/ITG-Empfehlung ITG 5.2-03, 1997, ISBN 3-8007-2367-0.
- [ITU00] G.691: *Optical interfaces for single channel STM-64, STM-256 systems and other SDH systems with optical amplifiers*. ITU-T Recommendation, 2000.
- [JA99] A. Jukan, H.R. van As: *Resource allocation strategies with QoS-routing in optical networks*. IEEE Intl. Conf. Commun. (ICC), Bd. 1, S. 2048-2054, Jun. 1999.
- [JDH01] X. Jia, D. Du, X. Hu, M. Lee, J. Gu : *Optimization of wavelength assignment for QoS multicast in WDM networks*. IEEE Trans. Commun., Bd. 49(2), S.341-350, 2001.
- [JF01] A. Jukan, G. Franzl: *Distributed provisioning with QoS in WDM networks with selective electronic regeneration*. Proc. European Conf. on Optical Commun. (ECOC), Bd. 3, S. 262-263, 2001.
- [JF04] A. Jukan, G. Franzl: *Path selection methods with multiple constraints in service-guaranteed WDM networks*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 12(1), S. 59-72, 2004.
- [KDA03] L. Kong, J. Deogun, M. Ali: *Preplanned recovery with redundant multicast trees in optical networks*. Proc. SPIE, Bd. 5285, S.419-423, 2003.
- [KGK02] P. Krummrich, E. Gottwald, K. Kotten, H. Geiger, C. Glingener, C. Scheerer, G. Fischer: *Übertragungstrecken im Wellenlängenmultiplexbetrieb*. In E. Voges (Hrsg.), K. Petermann (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*, S. 898-921. Springer, Berlin/Heidelberg, 2002.
- [KGV03] J. Kissing, T. Gravemann, E. Voges: *Analytical probability density function for the Q factor due to pmd and noise*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 15(4), S. 611-613, 2003.
- [KK97] I.P. Kaminow, T. Koch (Hrsg.): *Optical fiber telecommunications*, Bd. IIIA, Academic Press/Elsevier, 1997.

- [KMB81] L. Kou, G. Markowsky, L. Berman: *A fast algorithm for Steiner trees*. Acta Informatica, Bd. 15, S. 141-145, 1981.
- [KPP93] V.P. Kompella, J.C. Pasquale, G.C. Polyzos: *Multicast routing for multimedia communication*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 1, S. 286-292, 1993.
- [L01] D. Levandovsky: *Wavelength routing based on physical impairments*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), Bd. 2, S. (TuG7-)1-3, 2001.
- [L04] W. Liang: *Constructing multiple light multicast trees in WDM optical networks*. Proc. Intl. Symposium on Parallel Architectures, Algorithms and Networks, S. 482-488, 2004.
- [L06] J. Leibrich: *Modeling and simulation of limiting impairments on next generation's transparent optical WDM transmission systems with advanced modulation formats*. Dissertation, Universität Kiel, 2006.
- [LL93] K.C. Lee, O.K. Li: *A wavelength-convertible optical network*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 11(3), S. 962-970, 1993.
- [LM02] R. Libeskind-Hadas, R. Melhem: *Multicast routing and wavelength assignment in multihop optical networks*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 10(5), S.621-629, 2002.
- [M01] M.Mellia, A.Nucci, A.Grosso, E.Leonardi, M. Ajmone Marsan: *Optimal design of logical topologies in wavelength-routed optical networks with multicast traffic*. Proc. IEEE Global Comm. Conf. (GLOBECOM), S. 1520-1525, 2001.
- [M90] D. Marcuse: *Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 8(12), S. 1816-1823, 1990.
- [M96] B. Mukherjee, D. Banerjee, S. Ramamurthy, A. Mukherjee: *Some principles for designing a wide-area WDM optical network*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 4(5), S. 684-695, 1996.
- [MA95] A. Mokhtar, M. Azizoglu: *Dynamic route selection and wavelength assignment in all-optical networks*. Proc. IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS) Annual Meeting, Bd. 1, S. 220-221, 1995.
- [MBA04] J.F. Martins-Filho, C.J.A. Bastos-Filho, E.A.J. Arantes, S.C. Oliveira, F.D. Nunes, R.G. Dante, E. Fontana: *Impact of device characteristics on network performance from a physical-impairment-based routing algorithm*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), Bd. 1, 2004.
- [MLH04] M. Malach, H. Louchet, A. Hodzic, K. Petermann: *Transmission of 10 Gb/s WDM-channels along variable line infrastructures*. Proc. Intl. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON), Bd. 1, S. 186-189, 2004.
- [MNS02] D. Mitra, C. Nuzman, I. Saniee, P. Whiting: *Optical crossconnect with shared wavelength conversion under dynamic loading*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. 160-162, 2002.
- [MRJ87] R.J. Mears, L. Reekie, I.M. Jauncey, D.N. Payne: *Low-noise Erbium-doped fiber amplifier operating at 1,54um*. IEEE/IET Electron. Lett., Bd. 23(19), S. 1026-1028, 1987.
- [MZQ98] R. Malli, X. Zhang, C. Qiao: *Benefits of multicasting in all-optical networks*. Proc. SPIE, Bd. 3531, S. 209-220, 1998.
- [N01] L.E. Nelson: *Optical fiber properties for long-haul transmission*. Proc. European Conf. on Optical Commun. (ECOC), S. 346-349, 2001.
- [OAI99] H. Ooi, Y. Akiyama, G. Ishikawa: *Automatic polarization-mode dispersion*

- compensation in 40 Gbit/s transmission*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), S. 86–88, WE5-1, 1999.
- [P73] S.D. Personick: *Receiver design for digital fiber-optic communication systems*. Bell Systems Technical J., Bd. 52(6), S. 843-875, 1973.
- [PFF04] B. Peeters, D. Forbes, R. Friskney, J. Shields: *Optimal routing in hybrid networks by decoupling the route calculation from the assessment of optical route viability*. Proc. European Conf. on Networks and Optical Commun. (NOC), 2004.
- [PHF00] C. Peucheret, N. Hanik, R. Freund, L. Molle, P. Jeppesen: *Optimization of pre- and post-dispersion compensation schemes for 10-Gbits/s NRZ links using standard and dispersion compensating fibers*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 12(8), S. 992-994, 2000.
- [PP02] D. Papadimitriou, D. Penninckx: *Physical routing impairments in wavelength-switched optical networks*. In *Business Briefing: Global Optical Communications 2002*, 2. Ausgabe, S.1-9 (Referenzabschnitt). Business Briefings Ltd., London, UK, 2002.
- [PSR03] S. Pachnicke, S. Spälter, J. Reichert, E. Voges: *Analytical assessment of the Q-factor due to cross-phase modulation (XPM) in multispan WDM transmission systems*. Proc. SPIE, Bd. 5247, S.61-70, 2003.
- [PTC91] C.D. Poole, R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy, D.A. Fishman: *Fading in lightwave systems due to polarization mode dispersion*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 3(1), S. 68–70, 1991.
- [R01] C.J. Rasmussen: *Simple and fast method for step size determination in computations of signal propagation through nonlinear fibres*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), Bd. 3, S. (WDD29-)1-3, 2001.
- [RAO02] I. Roudas, N. Antoniadis, T. Otani, T.E. Stern, R.E. Wagner, D.Q. Chowdhury: *Accurate modeling of optical multiplexer/demultiplexer concatenation in transparent optical networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 20(6), S. 921-936, 2002.
- [RDF99] B. Ramamurthy, D. Datta, H. Feng, J.P. Heritage, B. Mukherjee: *Impact of transmission impairments on the teletraffic performance of wavelength-routed optical networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 17(10) S. 1713-1723, 1999
- [RFC3471] RFC 3471: *Generalized multi-protocol label switching signaling functional description*. IETF Request for Comments, 2003
- [RFC3945] RFC 3945: *Generalized multi-protocol label switching architecture*. IETF Request for Comments, 2004.
- [RFC3946] RFC 3946: *Generalized multi-protocol label switching extensions for SONET and SDH Control*. IETF Request for Comments, 2004.
- [RFD99] B. Ramamurthy, H. Feng, D. Datta, J.P. Heritage, B. Mukherjee: *Transparent vs. opaque vs. translucent wavelength-routed optical networks*. Tech. Digest IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), Bd. 1, S. 59-61, 1999.
- [RS00] R. Ramaswami, K.N. Sivarajan: *Optical networks: A practical perspective*. Morgan Kaufmann, San Francisco, CA, USA, 2000.
- [RS96] R. Ramaswami, K.N. Sivarajan: *Design of logical topologies for wavelength-routed optical networks*. IEEE J. Selected Areas in Commun., Bd. 14(6), S. 840-851, 1996.

- [RUE02] H. Renner, R. Ulrich, J.-P. Elbers, C. Glingener: *Einmodenfasern*. In E. Voges (Hrsg.), K. Petermann (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*, S. 80-213. Springer, Berlin/Heidelberg, 2002.
- [S04] M. Scheffel: *Establishing all-optical transparency domains in WDM networks*. Proc. 10th Open European Summer School and IFIP WG 6.3 Workshop on the Advances in Fixed and Mobile Networks (EUNICE), 2004.
- [S05] M. Scheffel: *Regenerator allocation strategies for optical transparency domains considering transmission limitations*. Proc. IEEE Intl. Conf. Commun. (ICC), 2005.
- [S91] D.G. Schadt: *Effect of amplifier spacing on four-wave mixing in multichannel coherent communications*. IEEE/IET Electron. Lett., Bd. 27(20), S. 1805-1807, 1991.
- [S98] A.A.M. Saleh: *Islands of transparency – an emerging reality in multiwave optical networking*. Proc. IEEE/LEOS Summer Topical Meeting on Broadband Optical Networks and Technologies, S. 36, 1998.
- [SAF01] D.A. Schupke, A. Autenrieth, T. Fischer: *Survivability of Multiple Fiber Duct Failures*. Proc. Intl. Workshop on the Design of Reliable Commun. Networks (DRCN), S. 213-219, 2001.
- [SBW87] N. Shibata, R.P. Braun, R.G. Waarts: *Phase-mismatch dependence of efficiency of wave generation through four-wave mixing in a single-mode fiber*. IEEE J. Quantum Electronics, Bd. 23(7), S. 1205-1210, 1987.
- [SCT01] J. Strand, A.L. Chiu, R. Tkach: *Issues for Routing in the Optical Layer*. IEEE Commun. Mag., Bd. 39(2), S. 81-87, 2001.
- [SDF06] D.A. Schupke, S. Duhovnikov, T. Fischer, G. Lehmann, F. Rambach, M. Schuster: *Highly dynamic lightpath routing including physical restrictions*. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), 2006.
- [SE98] M. Shtaif, M. Eiselt: *Analysis of intensity interference caused by cross-phase modulation in dispersive fibers*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd.10(7), S.979-981, 1998.
- [SFA01] D.A. Schupke, T. Fischer, A. Autenrieth, H. Feng, V. Kravcenko, E. Patzak, J. Saniter, M. Jäger, F.J. Westphal, F.H.P. Fitzek, H. Woesner, K. Dolzer, L. Finsterle, C. Gauger: *TransiNet - Innovative Transport Networks for the Broadband Internet*. Proc. VDE-ITG Workshop on Photonic Networks, 2001.
- [SG03] G. Shen, W.D. Grover: *Extending the p-cycle concept to path-segment protection for span and node failure recovery*. IEEE J. Selected Areas in Commun., Bd. 21(8), S. 1306-1319, 2003.
- [SIL98] R. Sabella, E. Iannone, M. Listanti, M. Berdusco, S. Binetti: *Impact of transmission performance on path routing in all-optical transport networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 16 (11), S. 1965-1972, 1998
- [SL02] M.E.M. Saad, Z.-Q. Luo: *A Lagrangean decomposition approach for the routing and wavelength assignment in multifiber WDM networks*. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), Bd. 3, S. 2818- 2822, 2002.
- [SM99] L.H. Sahasrabudde, B. Mukherjee: *Light trees: optical multicasting for improved performance in wavelength routed networks*. IEEE Commun. Mag., Bd. 37(2), S. 67-73, 1999.
- [SS03] S. Sankaranarayanan, S. Subramaniam: *Comprehensive performance modeling and analysis of multicasting in optical networks*. IEEE J. Selected Areas in Commun., Bd. 21(9), S. 1399-1413, Nov. 2003.

- [SSM01] N. Sreenath, C. Siva Ram Murthy, G. Mohan: *Virtual source based multicast routing in WDM optical networks*. Kluwer Photonic Network Comm., Bd. 3(3), S. 213-226, 2001.
- [ST84] J.W. Suurballe, R.E. Tarjan: *A quick method for finding shortest pairs of disjoint paths*. Wiley Networks, Bd. 14, 1984.
- [TK01] W.-Y. Tseng, S.-Y. Kuo: *All-optical multicasting on wavelength-routed WDM networks with partial replication*. Proc. Intl. Conf. on Information Networking (ICOIN), S. 813-818, 2001.
- [TM80] H. Takahashi, A. Matsuyama: *An approximate solution for the Steiner tree problem in graphs*. Mathematica Japonica, 1980.
- [TS99] S. Thiagarajan, A.K. Somani: *An efficient algorithm for optimal wavelength converter placement on wavelength-routed networks with arbitrary topologies*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 2, S. 916-923, 1999.
- [TVM04] I. Tomkos, D. Vogiatzis, C. Mas, I. Zacharopoulos, A. Tzanakaki, E. Varvarigos: *Performance engineering of metropolitan area optical networks through impairment constraint routing*. IEEE Commun. Mag., Bd. 42(8), S. 40-47, 2004.
- [TZ99] R.S. Tucker, W.D. Zhong: *Photonic packet switching: An overview*. IEICE Trans. Commun., Bd. E82-B(2), S. 254-264, 1999.
- [VLJ96] A.M. Vengsarkar, P.J. Lemaire, J.B. Judkins, V. Bhatia, T. Erdogan, J.E. Sipe: *Long-period fiber gratings as band-rejection filters*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 14 (1), S. 58-65, 1996.
- [VTM03] M. Vasilyev, I. Tomkos, M. Mehendale, J.-K. Rhee, A. Kobayakov, M. Ajgaonkar, S. Tsuda, M. Sharma: *Transparent ultra-long-haul DWDM networks with "broadcast-and-select" OADM/OXC architecture*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 21(11), S. 2661-2672, 2003.
- [WC96] Z. Wang, J. Crowcroft: *Quality-of-service routing for supporting multimedia applications*. IEEE J. Selected Areas in Commun., Bd. 14, S. 1228-1234, 1996.
- [WP92] J. Wang, K. Petermann: *Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 10(1), S. 96-100, 1992.
- [WSZ98] J. Wang, X. Sun, M. Zhang: *Effect of group velocity dispersion on stimulated Raman crosstalk in multichannel transmission systems*. IEEE Photon. Technol. Lett., Bd. 10(4), S. 540-542, 1998.
- [WWY01] K.-D. Wu, J.-C. Wu, C.-S. Yang: *Multicast routing with power consideration in sparse splitting networks*. Proc. IEEE Intl. Conf. Commun. (ICC), Bd. 2, S. 513-517, 2001.
- [WZ99] R. Wittmann, M. Zitterbart: *Multicast: Protokolle und Anwendungen*. dpunkt, Heidelberg, 1999.
- [XR04] Y. Xin, G.N. Rouskas: *Multicast routing under optical layer constraints*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 4, S. 2731-2742, 2004.
- [YAD01] S. Yan, M. Ali, J. Deogun: *Route optimization of multicast sessions in sparse light-splitting optical networks*. Proc. IEEE Global Comm. Conf. (GLOBECOM), pp. 2134-38, 2001.
- [YL03] D.-N. Yang, W. Liao: *Design of light-tree based logical topologies for multicast streams in wavelength routed optical networks*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 1, S. 32-41, 2003.
- [YR02] X. Yang, B. Ramamurthy: *Dynamic Routing in Translucent WDM Optical Networks*. Proc. IEEE Intl. Conf. Commun. (ICC), Bd. 5, S. 2796-2802, 2002.

- [YR04] W. Yao, B. Ramamurthy: *Constrained dynamic traffic grooming in WDM mesh networks with link bundled auxiliary graph model*. Proc. Workshop on High Performance Switching and Routing (HPSR), S. 287-291, 2004.
- [YWQ00] Y. Yang, J. Wang, C. Qiao: *Nonblocking WDM multicast switching networks*. IEEE Trans. Parallel Distrib. Syst., Bd. 11(12), S. 1274-1287, 2000.
- [ZDB96] W. Zeiler, F. Di Pasquale, P. Bayvel, J.E. Midwinter: *Modeling of four-wave mixing and gain peaking in amplified WDM optical communication systems and networks*. IEEE/OSA J. Lightwave Technol., Bd. 14(9), S. 1933-1942, 1996.
- [ZLS06] Y.R. Zhou, A. Lord, S. Santoni, D. Setti, T. Fischer, G. Lehmann, H. Bülow, H. Haunstein, A. Schinabeck: *PMD rules for physical constraint-based routing in all optical networks*. Proc. IEEE/OSA Opt. Fiber Comm. Conf. and Exhibit (OFC), JThB17, 2006.
- [ZWQ00] X. Zhang, J. Wei, C. Qiao: *Constrained multicast routing in WDM networks with sparse light splitting*. Proc. IEEE Intl. Conf. Computer Comm. (INFOCOM), Bd. 3, S. 1781-1790, 2000.

ABKÜRZUNGEN

ASE	Amplifier Spontaneous Emission
ASON	Automatically Switched Optical Network
ASTN	Automatically Switched Transport Network
BER	Bit Error Ratio
BEP	Bit Error Probability
CAPEX	Capital Expenditure
DCF	Dispersion Compensating Fiber
DCM	Dispersion Compensation Module
DEMUX	Demultiplex(er)
DUCS	Distributed Undercompensation Scheme
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
ECP	Eye Closure Penalty
EOP	Eye Opening Penalty
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FOCS	Final Optimization Compensation Scheme
GFP	Generic Framing Procedure
GMPLS	Generalized Multiprotocol Label Switching
GNLSE	Generalized Nonlinear Schrödinger Equation
GTC	Gain Tilt Correction
GVD	Group-Velocity Dispersion
IL	Insertion Loss
ILP	Integer Linear Program(ming)
IP	Internet Protocol
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU-T	International Telecommunication Union, Telecommunication Standardisation Sector
LP	Linear Program(ming)
MI(L)P	Mixed-Integer (Linear) Program(ming)
MPLS	Multi-Protocol Label Switching
MUX	Multiplex(er)
NLSE	Nonlinear Schrödinger Equation
NRZ	Non-Return to Zero
OPEX	Operational Expenditure
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio

PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy
PSP	Principal States of Polarisation
PDL	Polarisation-Dependent Loss
POS	Packet over SONET/SDH
PVWP	Partial Virtual Wavelength Path
RZ	Return to Zero
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SDM	Space Division Multiplexing
SNR	Electrical Signal-to-Noise Ratio
SSFM	Split-Step Fourier Method
SSMF	Standard Single-Mode Fiber
STDM	Synchronous Time Division Multiplex
TDM	Time Division Multiplexing
VWP	Virtual Wavelength Path
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WP	Wavelength Path

ANHANG A - NOTATION

Im Rahmen dieser Arbeit mußte eine Vereinheitlichung der mathematischen Notation herbeigeführt werden, da die im Kapitel 3 zusammengestellten analytischen Modelle der Feder unterschiedlicher Autoren entstammen. Dieser kurze Abschnitt stellt also eine Liste der wesentlichen mathematische Größen mit Symbol, kurzer Erklärung und - falls zutreffend - Einheit zur Verfügung.

A.1 KONSTANTEN

$c \hat{=}$ Phasengeschwindigkeit [m/s]

$h \hat{=}$ Planck'sches Wirkungsquantum [Js]

$\epsilon_0 \hat{=}$ Permittivität bzw. Dielektrizitätskonstante/-zahl des Freiraums [$\frac{As}{Vm}$]

A.2 FELDRÖSSEN UND -EIGENSCHAFTEN

$\Omega \hat{=}$ Kreisfrequenz [rad/s] im Basisband

$\omega \hat{=}$ Kreisfrequenz [rad/s] im Übertragungsband

$\omega_0 \hat{=}$ Kreisfrequenz [rad/s] des Trägers im Übertragungsband

$f \hat{=}$ Frequenz [Hz] im Übertragungsband

$f_i \hat{=}$ Frequenz [Hz] des Trägers im i . Wellenlängenkanal im Übertragungsband

$\lambda_i \hat{=}$ Wellenlänge [m] des Trägers im i . Wellenlängenkanal

$A, E \hat{=}$ elektrisches Feld [\sqrt{W}]

A.3 GÜTEPARAMETER

$P_i(z) \hat{=}$ mittlere optische Leistung [W] des Signals im i . Wellenlängenkanal nach der Distanz z

$P_{rec\ i} \hat{=}$ mittlere optische Leistung [W] am Empfänger im i . Wellenlängenkanal

$Q \hat{=}$ Q-Faktor

$QP \hat{=}$ Q-Faktor-Einbuße / -Abschlag / -Strafterm (*penalty*)

$EOP / ECP \hat{=}$ Augenschließung (*eye opening/closure penalty*)

A.4 SYSTEMPARAMETER

- $B \hat{=}$ Kanalbitrate [Hz]
- $T_b \hat{=}$ Bitperiode [s]
- $W \hat{=}$ Zahl der Systemwellenlängen (DWDM-Kanäle)
- $F \hat{=}$ Anzahl der kaskadierten Faserstücke
- $A \hat{=}$ Anzahl der kaskadierten Verstärkerabschnitte

A.5 FASERPARAMETER

- $\alpha(\omega) \hat{=}$ Faserdämpfungskoeffizient [1/m]
- $\beta(\omega) \hat{=}$ Ausbreitungskonstante [1/m]
- β_0 -"-
- $\beta_1 \hat{=}$ Ausbreitungskoeffizient erster Ordnung [s/m]
- $\beta_2 \hat{=}$ Ausbreitungskoeffizient zweiter Ordnung [s²/m]
- $\beta_3 \hat{=}$ Ausbreitungskoeffizient dritter Ordnung [s³/m]
- $\chi(\omega) \hat{=}$ Suszeptibilität
- $n(\omega) \hat{=}$ Brechzahl
- $\gamma \hat{=}$ nichtlineare Ausbreitungskonstante [1/Wm]
- $L \hat{=}$ Faserlänge [m]

A.6 EMPFÄNGERPARAMETER

- $B_o \hat{=}$ Bandbreite des optischen Empfängerfilters [Hz]
- $B_e \hat{=}$ Bandbreite des elektrischen Tiefpaßfilters [Hz]
- $R \hat{=}$ Empfängerempfindlichkeit [A/W]

A.7 WEITERE SYMBOLE

- $i, j, k, l \hat{=}$ lfd. Nummer von Wellenlängenkanälen
- $z \hat{=}$ entlang des Wellenleiters (Faser) zurückgelegte Distanz

ANHANG B - STRECKENPARAMETER

B.1 FASERPARAMETER

Table 7-1 – Basisparameter des Glasfasertyps SSMF

Faserdämpfung	α	0.23	dB/km
Spleißverluste		0.1	dB
Spleißabstand		6.0	km
Modenfläche, effektiv	A_{eff}	80.0	μm^2
GVD-Referenzwellenlänge	λ_0	1314.5	nm
GVD-Anstieg @ λ_0	S_{λ_0}	0.0909	ps/(nm ² ·km)
GVD-Parameter @ λ_0	D_{λ_0}	0.0	ps/(nm ² ·km)
GVD-Parameter 2. Ordnung	S	$S_{\lambda_0}/4 \cdot (1 + 3(\lambda_0/\lambda)^4)$	ps/(nm ² ·km)
GVD-Parameter 1. Ordnung	D	$S_{\lambda_0}/4 \cdot (\lambda - \lambda_0^4/\lambda^3)$	ps/(nm·km)
PMD-Parameter 1. Ordnung	D_{PMD}	0.1	ps/ $\sqrt{\text{km}}$
Nichtlinearer Brechzahlkoeffizient	n_2	2.6e-8	$\mu\text{m}^2/\text{W}$
Raman-Gewinnanstieg	g_R'	4.9e-27	m/(W·Hz)

Table 7-2 – Abgeleitete Parameter des Glasfasertyps SSMF

Faserdämpfung	α	0.246	dB/km
GVD-Parameter 2. Ordnung @ 1550nm	S_{1550}	0.085	ps/(nm ² ·km)
GVD-Parameter 1. Ordnung @ 1550nm	D_{1550}	17.0	ps/(nm·km)
Nichtlinearer Ausbreitungskoeffizient	γ_{1550}	1.32	1/(W·km)

Table 7-3 – Basisparameter des Glasfasertyps DCF

Faserdämpfung	α	0.5	dB/km
Spleißverluste		0.1	dB
Spleißabstand		6.0	km
Modenfläche, effektiv	A_{eff}	80.0	μm^2
GVD-Referenzwellenlänge	λ_0	1550.0	nm
GVD-Anstieg @ λ_0	S_{λ_0}	-0.32	ps/(nm ² ·km)
GVD-Parameter @ λ_0	D_{λ_0}	-85.0	ps/(nm·km)

<i>GVD-Parameter 2. Ordnung</i>	S	S_{λ_0}	$ps/(nm^2 \cdot km)$
<i>GVD-Parameter 2. Ordnung</i>	D	$S_{\lambda_0} \cdot (\lambda - \lambda_0) - D_{\lambda_0}$	$ps/(nm \cdot km)$
<i>PMD-Parameter 1. Ordnung</i>	D_{PMD}	0.1	ps/\sqrt{km}
<i>Nichtlinearer Brechzahlkoeffizient</i>	n_2	$2.6e-8$	$\mu m^2/W$
<i>Raman-Gewinnanstieg</i>	g_R'	$9.5e-27$	$m/(W \cdot Hz)$

Table 7-4 – Abgeleitete Parameter des Glasfasertyps SSMF

<i>Faserdämpfung</i>	α	0.516	dB/km
<i>GVD-Parameter 2. Ordnung @ 1550nm</i>	S_{1550}	-0.32	$ps/(nm^2 \cdot km)$
<i>GVD-Parameter 2. Ordnung @ 1550nm</i>	D_{1550}	-85.0	$ps/(nm \cdot km)$
<i>Nichtlinearer Ausbreitungskoeffizient</i>	γ_{1550}	5.27	$1/(W \cdot km)$

B.2 KOMPONENTENPARAMETER

Table 7-5 – Basisparameter der optischen Faserverstärker (EDFAs)

<i>Populationsinversionsfaktor</i>	n_{sp}	1.58	(=5dB)
<i>Eingangsleistung maximal</i>	$P(0)_{max}$	5.0	dBm
<i>Ausgangsleistung maximal</i>	$P(L)_{max}$	20.0	dBm

Table 7-6 – Basisparameter der optischen Halbleiterverstärker (SOAs) vom Typ Fabry-Perot

<i>Populationsinversionsfaktor</i>	n_{sp}	6.3	(=11dB)
<i>Eingangsleistung maximal</i>	$P(0)_{max}$	0.0	dBm
<i>Ausgangsleistung maximal</i>	$P(L)_{max}$	15.0	dBm
<i>Auslöschungsverhältnis^{*)}</i>	r	40.0	dB

^{*)} im Betrieb als Gate-Schalter. Dabei lassen sich o.a. Gewinnwerte i.A. nicht erzielen.

Table 7-7 – Parameter der passiven Koppler vom Typ M:N, M:1 (Combiner) bzw. 1:N (Splitter)

<i>Einfügedämpfungsverluste</i>	IL	3.0	dB
<i>Aufteilungsverluste M:1</i>	SL_{in}	$10 \cdot \log_{10} M$	dB
<i>Aufteilungsverluste 1:N</i>	SL_{out}	$10 \cdot \log_{10} N$	dB

Table 7-8 – Parameter der der optischen Filter sowie der DWDM-Filter vom Typ 1:N (Demultiplexer) bzw. M:1 (Multiplexer)

<i>Einfügedämpfungsverluste</i>	IL	5.0	dB
<i>Nebensprechen</i>	ϵ	-40.0	dB

ANHANG C - WELLENAUSBREITUNG IN GLASFASER

In diesem Abschnitt werden zunächst die relevanten elektrischen und magnetischen Feldgrößen eingeführt. Auf die Rolle der dielektrischen Polarisation bei der nichtlinearen Wellenausbreitung wird speziell hingewiesen.

Anschließend werden die Maxwellgleichungen als fundamentale Grundlage der Elektrodynamik vorgestellt und anschaulich erklärt.

Geeignetes Einsetzen dieser Gleichungen ineinander führt zur Beschreibung der Wellenausbreitung in der Form allgemeiner vektorieller Wellengleichungen. Mittels geeigneter Annahmen bezüglich der elektrischen Feldstärke gelangt man letztlich zur nichtlinearen Schrödinger-Gleichung (NLSE), die in dieser Arbeit den Ausgangspunkt zahlreicher Betrachtungen im Bereich der Fasernichtlinearitäten bildet.

C.1 ELEKTRISCHE UND MAGNETISCHE FELDGRÖSSEN

Zunächst sollen die relevanten elektrischen und magnetischen Feldgrößen eingeführt werden: Das elektrische Feld \vec{E} bzw. das magnetische Feld \vec{H} geht jeweils mit der zugehörigen elektrischen Flußdichte \vec{D} respektive der magnetischen Flußdichte \vec{B} einher. Diese Flußdichten sind Maße für die Dichte der Feldlinien. Im Vakuum entsprechen die Flußdichten ihren jeweiligen Feldern, die – wegen des Einheitensystems mit der Permittivität ϵ_0 bzw. der Permeabilität μ_0 beaufschlagt werden:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (7-1)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (7-2)$$

Zusätzlich können das elektrische Feld \vec{E} bzw. das magnetische Feld \vec{H} in geeigneten Medien Polarisation hervorrufen. In dielektrischen Medien führt dies zur molekularen elektrischen Ladungstrennung (dielektrischen Polarisation) gemäß der Richtung der elektrischen Feldlinien, beschrieben mit der Suszeptibilität χ . In magnetischen Medien erfolgt eine molekulare Ausrichtung bzw. Orientierung der Elementarmagnete gemäß der magnetischen Feldlinien, ausgedrückt durch die magnetische Suszeptibilität χ_m :

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi \vec{E} \quad (7-3)$$

$$\vec{M} = \epsilon_0 \chi_m \vec{H}$$

C.2 NICHTLINEARE DIELEKTRISCHE POLARISATION

Speziell in DWDM-Übertragungssystemen können bisweilen hohe optische Summenleistungen auftreten. Die beteiligten elektrischen Felder führen zu einem nichtlinearen Ansprechverhalten in dielektrischen Übertragungsmedien, der nichtlinearen dielektrischen Polarisation. Im folgenden Abschnitt sollen ihre Ursache sowie ihre Auswirkungen auf die Wellenausbreitung näher bestimmt werden.

Eine Detailbetrachtung des Zusammenhangs zwischen elektrischem Feld und der dielektrischen Polarisation führt über die Entwicklung von Gleichung (7-3) in eine Volterra-Reihe nach Potenzen des elektrischen Feldes \vec{E} . Überlegungen u.a. zur Molekülsymmetrie legen nahe, daß die Suszeptibilität 3. Ordnung $\chi^{(3)}$ alleiniger Urheber der nichtlinearen dielektrischen Polarisation ist.

$$\begin{aligned}\vec{P} &= \epsilon_0 \chi \vec{E} \\ &\approx \epsilon_0 \left(\chi^{(1)} |\vec{E}| + \underbrace{\chi^{(2)} |\vec{E}|^2}_{\approx 0} + \chi^{(3)} |\vec{E}|^3 + \dots \right) \cdot \vec{E} / |\vec{E}| \\ &= \left(\underbrace{\epsilon_0 \chi^{(1)} |\vec{E}|}_{P_L} + \underbrace{\epsilon_0 \chi^{(3)} |\vec{E}|^3}_{P_{NL}} \right) \cdot \vec{E} / |\vec{E}|\end{aligned}$$

Im Vorgriff auf eine detailliertere Betrachtung sei an dieser Stelle erwähnt, daß der lineare Term der dielektrischen Polarisation für Doppelbrechung (*birefringence*) und Dispersion verantwortlich ist, während der nichtlineare Term die Wechselwirkung des Mediums mit Elektronen (Kerr-Effekt) sowie Molekülen (Raman-Streuung) darstellt.

Übernimmt man diese Erkenntnis beispielsweise in ein Einkanal-Übertragungssystem mit elektrischem Feld $E(z,t) = E \cdot \cos(\omega_0 t - \beta_0 z)$, so ergibt sich eine nichtlineare Antwort, die u.a. neue Frequenzkomponenten – hier bei $3\omega_0$ – enthält.

$$\begin{aligned}P_{NL}(z,t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} \cdot E^3(z,t) \\ &= \epsilon_0 \chi^{(3)} |E|^3 \cdot \cos^3(\omega_0 t - \beta_0 z) \\ &= \epsilon_0 \chi^{(3)} |E|^3 \cdot \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_0 t - \beta_0 z) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 t - 3\beta_0 z) \right) \\ &\approx \epsilon_0 \cdot \frac{3}{4} \chi^{(3)} |E|^2 \cdot E(z,t)\end{aligned}$$

Diese neue Frequenzkomponente kann unter gewissen Voraussetzungen (Präsenz chromatischer Dispersion) stark reduziert werden.

Die nichtlineare dielektrische Polarisation verändert vor allem die Rahmenbedingungen für die Wellenausbreitung, hier repräsentiert durch Brechzahl n und Ausbreitungskonstante β .

$$\begin{aligned}n(\omega) &= \sqrt{1 + \chi} \\ &= \sqrt{1 + \chi^{(1)} + \frac{3}{4} \chi^{(3)} |E|^2} \\ &\approx \underbrace{\sqrt{1 + \chi^{(1)}}}_{n_{eff}} + \underbrace{\frac{3}{8 n_{eff}} \chi^{(3)} |E|^2}_{n_2'}\end{aligned}\tag{7-4}$$

$$\begin{aligned}
 \beta(\omega) &= n(\omega) \frac{\omega}{c} \\
 &= \underbrace{n_{eff} \frac{\omega}{c}}_{\beta} + n_2' \frac{\omega}{c} |E|^2
 \end{aligned} \tag{7-5}$$

Die neu eingeführte Größe n_2' verkörpert dabei die – feldstärkenbezogene – nichtlineare Brechzahl.

In optischen Übertragungssystemen dienen üblicherweise optische Leistungen anstatt elektrischer Feldstärken als Berechnungsgrundlage. Gleichungen (7-4) und (7-5) lassen sich zweckmäßigerweise über eine Intensitätsbetrachtung von der Feldstärke auf die optische Leistung zurückführen.

In den für optische Übertragungszwecke üblicherweise vorausgesetzten, schwach führenden Glasfasern (*weakly guiding assumption*) treten nahezu einheitlich linear polarisierte (LP) Moden auf. Die im folgenden zugrundegelegten LP₀₁-Grundmoden weisen eine rotationssymmetrische, transversal nahezu exponentiell abnehmende Feldstärkeverteilung auf. Wird diese durch ein Gauß-Profil mit Radius w_0 approximiert, so ergibt sich eine effektive Modenfläche A_{eff} mit gleichverteilter optischer Leistung:

$$\begin{aligned}
 A_{eff} &= w_0^2 \pi \\
 I &= \frac{n_{eff}}{2 Z_0} |E|^2 \approx P / A_{eff}
 \end{aligned} \tag{7-6}$$

Gleichung (7-6) verknüpft also unter Zuhilfenahme des Vakuum-Wellenwiderstandes $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ und der neu eingeführten effektiven Modenfläche A_{eff} die elektrische Feldstärke mit der optischen Leistung.

Für Brechzahl n und Ausbreitungskonstante β ergibt sich damit eine Schreibweise mit zwei neuen Größen. n_2 stellt den – intensitätsbezogenen – nichtlinearen Brechzahlkoeffizienten dar, während γ den nichtlinearen (Ausbreitungs-) Koeffizienten repräsentiert:

$$\begin{aligned}
 n(\omega) &= n_{eff} + n_2' |E|^2 \\
 &= n_{eff} + \underbrace{\frac{2 Z_0}{n_{eff}}}_{n_2} n_2' \frac{P}{A_{eff}}
 \end{aligned} \tag{7-7}$$

$$\begin{aligned}
 \beta(\omega) &= n(\omega) \frac{\omega}{c} \\
 &= \beta + \underbrace{\frac{\omega}{c} n_2'}_{\gamma} \frac{P}{A_{eff}}
 \end{aligned} \tag{7-8}$$

Diese Zusammenhänge zeigen, daß die Ausbreitungsbedingungen elektromagnetischer Wellen in dielektrischen Übertragungsmedien wie Glasfaser von hohen optischen Leistungen beeinflusst werden.

C.3 MAXWELL-GLEICHUNGEN

Nachdem nun die relevanten Feldgrößen untersucht wurden, findet in diesem Abschnitt eine nähere Betrachtung der Ursachen, Aus- und Wechselwirkungen und der zeitlichen Abhängigkeit dieser Felder statt.

Die Maxwell'schen Gleichungen bieten eine erschöpfende Beschreibung dieser Zusammenhänge; sie bilden somit die Grundlage der Elektrodynamik und der theoretischen Elektrotechnik. Die nachfolgend angegebene differentielle Schreibweise der Maxwell'schen Gleichungen läßt sich mit den Integralsätzen von Gauß bzw. Stokes in eine integrale Schreibweise umformen.

Die ersten beiden Maxwellgleichungen beschreiben, wie sich das elektrische Feld \vec{E} und das magnetische Feld \vec{H} einer elektromagnetischen Welle gegenseitig bedingen. Diese beiden Komponenten einer elektromagnetischen Welle stehen lateral zur Ausbreitungsrichtung senkrecht aufeinander, so daß das elektrische (bzw. magnetische) Feld vom magnetischen (bzw. elektrischen) Feld „umwirbelt“ wird. Jede Rotation $\text{rot } \vec{f}$ eines Vektorfeldes \vec{f} deutet auf Änderung der „Verwirbelung“ des Vektorfeldes hin.

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \quad (7-9)$$

Anschaulich besagt Gleichung (7-9), daß jedes zeitlich veränderliche magnetische Feld von einem elektrischen Feld mit geschlossenen Kraftlinien (= Wirbelfeld) umgeben ist.

Bei elektromagnetischen Wellen führt dieser Zusammenhang dazu, daß eine zunehmende magnetische Flußdichte \vec{B} das elektrische Feld \vec{E} derselben Welle in Ausbreitungsrichtung „vor“ sich verstärkt und „hinter“ sich schwächt. Anders betrachtet wird das elektrische Feld also vom magnetischen Feld als „roter Teppich“ benutzt, der „vorne“ kontinuierlich aus- und „hinten“ wieder eingerollt wird.

$$\text{rot } \vec{H} = \frac{\partial}{\partial t} \vec{D} + \vec{J} \quad (7-10)$$

Ähnlich zu obiger Darstellung bedeutet Gleichung (7-10), daß jedes zeitlich veränderliche elektrische Feld von einem magnetischen Feld mit geschlossenen Kraftlinien (= Wirbelfeld) umgeben ist.

Außerdem bewirkt eine zunehmende elektrische Flußdichte \vec{D} , daß das magnetische Feld \vec{H} „vor“ einer Welle verstärkt und „hinter“ ihr geschwächt wird. Der Vergleich mit dem „roten Teppich“ paßt also auch hier.

Allgemein kann, wie Gleichung (7-10) zeigt, auch die Präsenz einer elektrischen Stromdichte \vec{J} das magnetische Feld \vec{H} beeinflussen. Als anschauliches Beispiel dient hier die Rechte-Hand-Regel, bei der der Daumen entlang eines Leiters in die technische Stromrichtung zeigt und sich um den Leiter herum ein magnetisches Wirbelfeld ausbildet. Wie im folgenden Abschnitt erläutert wird, spielen elektrische Stromdichten bei der Beschreibung elektromagnetischer Wellen aber keine Rolle.

Die nächsten beiden Maxwellgleichungen beschreiben, wodurch und wo Feldlinien entstehen bzw. enden. Jede Divergenz $\text{div } \vec{f}$ eines Vektorfeldes \vec{f} deutet hierbei auf Quellen bzw. Senken des Vektorfeldes hin.

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (7-11)$$

Elektrische Feldlinien beginnen bzw. enden an elektrischen Ladungen (Monopolen). Eine abrupte Änderung der elektrischen Flußdichte \vec{D} weist auf die Präsenz einer elektrischen Ladungsdichte ρ hin.

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (7-12)$$

Magnetische Feldlinien beginnen bzw. enden an magnetischen Dipolen und sind in sich geschlossen. Es gibt keine magnetischen Monopole, die eine abrupte Änderung der magnetischen Flußdichte \vec{B} herbeiführen könnten.

Es verbleiben die beiden folgenden Materialgleichungen, die die Flußdichten mit den Feldern verknüpfen. Die elektrische Flußdichte \vec{D} vereint die Beiträge des elektrischen Feldes \vec{E} sowie

der dielektrischen Polarisation des Mediums. Analog verknüpft die magnetische Flußdichte \vec{B} die Beiträge des magnetischen Feldes \vec{H} sowie der magnetischen Polarisation des Mediums. Es findet also eine Verallgemeinerung der Gleichungen (7-1) und (7-2) für alle Medien statt:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (7-13)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} \quad (7-14)$$

C.4 WELLENGLEICHUNGEN

Aus den Maxwellgleichungen kann man im ladungsfreien Raum ($\rho=0, \vec{J}=0$) die sogenannten Wellengleichungen ableiten, deren Lösungen – sogenannte elektromagnetische Wellen – sich mit Lichtgeschwindigkeit fortpflanzen. Stellvertretend wird im folgenden die Wellengleichung für das elektrische Feld hergeleitet.

Zunächst eliminiert man die Flußdichten aus den Gleichungen (7-9) - (7-10).

$$\text{rot } \vec{E} + \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \vec{0} \quad (7-15)$$

$$\text{rot } \vec{H} - \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} = \vec{0} \quad (7-16)$$

Anschließend setzt man die Gleichung (7-15) in die Beziehung $\text{rot } \vec{0} = \vec{0}$ ein:

$$\text{rot} \left(\text{rot } \vec{E} + \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) = \vec{0}$$

$$\text{rot rot } \vec{E} + \mu_0 \text{rot} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \vec{0}$$

$$\text{rot rot } \vec{E} + \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \vec{H} = \vec{0}$$

Einsetzen von Gleichung (7-16) ergibt:

$$\text{rot rot } \vec{E} + \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} \right) = \vec{0}$$

$$\text{rot rot } \vec{E} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}}{\partial t^2} = \vec{0}$$

In homogenen Medien vereinfacht sich der erste Term zu:

$$\text{rot rot } \vec{E} = \underbrace{\text{div div } \vec{E}}_{=0} - \nabla^2 \vec{E} = -\nabla^2 \vec{E}$$

Unter Nutzung des Laplace-Operators ∇^2 sowie der Vakuum-Lichtgeschwindigkeit $c = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ folgt damit die Wellengleichung für das elektrische Feld:

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}}{\partial t^2} \quad (7-17)$$

Mittels Fourier-Transformation ($\partial/\partial t \vec{F} = -j\omega \vec{F}$) erhält man schließlich noch die Wellengleichung für das elektrische Feld im Frequenzbereich:

$$\nabla^2 \tilde{\vec{E}} = - \frac{1}{c^2} \omega^2 \tilde{\vec{E}} - \mu_0 \omega^2 \tilde{\vec{P}} \quad (7-18)$$

C.5 NICHTLINEARE SCHRÖDINGERGLEICHUNG

Speziell in DWDM-Übertragungssystemen mit ihren vielen Trägerfrequenzen besteht also die Gefahr, daß sich die Ausbreitungsgegebenheiten bei hohen Feldstärken bzw. hohen optischen Leistungen spürbar verändern. Welche Konsequenzen dies hat, wird mittels der nichtlinearen Schrödingergleichung ersichtlich. Sie wird aus der Wellengleichung (7-18) abgeleitet und konkretisiert die Wellenausbreitung basierend auf Materialparametern des Übertragungsmediums.

C.5.1 EINKANAL-ÜBERTRAGUNG

Für die Herleitung der verallgemeinerten nichtlinearen Schrödingergleichung (GNLSE), die auch Polarisationsabhängigkeiten berücksichtigt, setzt sich das elektrische Feld aus zwei überlagerten LP₀₁-Moden zusammen, deren Einhüllenden A_1 und A_2 als langsam veränderlich angenommen werden.

$$\vec{E}(z, t) = \frac{1}{2} \cdot \left[A_1(z, t) \cdot e^{j(\omega_0 t - \beta_{01} z)} + c.c. \right] + \frac{1}{2} \cdot \left[A_2(z, t) \cdot e^{j(\omega_0 t - \beta_{02} z)} + c.c. \right] \quad (7-19)$$

Ausbreitungsrichtung ist die z-Achse, und die Terme $\beta_{0i} z$ weisen darauf hin, daß sich Referenzrahmen mit den Einhüllenden mitbewegen. Die konjugiert komplexen Terme („c.c.“) wurden der Einfachheit halber ausgespart.

Die benötigten Faserparameter umfassen die effektive Modenfläche A_{eff} , den Dämpfungskoeffizienten α und den nichtlinearen Koeffizienten γ . Zusätzlich werden die Taylor-Koeffizienten $\beta_i^{(j)}$ der Ausbreitungsconstanten an der Trägerfrequenz ω_0 abgeleitet:

$$\beta_i(\omega) = \sum_{j=0}^{\infty} \beta_{ji} (\omega - \omega_0)^j \quad \text{mit} \quad \beta_{ji} = \left. \frac{\partial^j}{\partial \omega^j} \beta_i(\omega) \right|_{\omega=\omega_0} \quad (7-20)$$

$$\approx \beta_{0i} + \beta_{1i}(\omega - \omega_0) + \frac{\beta_{2i}}{2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{\beta_{3i}}{6}(\omega - \omega_0)^3 + \dots$$

Die GNLSE ergibt sich dann, wenn (7-19) und (7-20) in die Wellengleichung (7-18) eingesetzt werden. Sie ist für Pulsdauern $\geq 20 fs$ (bis $50 THz$) gültig, aber nur schwer rechnerisch zu handhaben da sie u.a. eine Faltungsdarstellung der Raman-Gewinnfunktion enthält.

Eine vereinfachende Darstellung wird möglich, wenn die Pulsdauern $\geq 100 fs$ (bis $10 THz$) angesetzt werden. Dann kann besagte Raman-Gewinnfunktion in der GNLSE als Gerade $g_R(\Delta\omega) = g_R \cdot \Delta\omega$ angenähert werden. Das führt zu einer einfacheren Darstellung mit Hilfe der Raman-Zeitkonstante T_R . Es entfallen sämtliche linearen polarisationsabhängigen Effekte wie die Polarisationsmodendispersion, Doppelbrechung und Modenkopplung:

$$\frac{\partial}{\partial z} A = \underbrace{-\frac{\alpha}{2} A}_{\text{Faserdämpfung}} + \underbrace{\frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} A + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} A}_{\text{chromatische Dispersion erster und zweiter Ordnung}} + \underbrace{-j\gamma |A|^2 A}_{\text{Kerr-effekt}} + \underbrace{j\gamma T_R \cdot \frac{\partial}{\partial t} (|A|^2) A}_{\text{Raman-streuung}} - \underbrace{\frac{\gamma}{\omega_0} \frac{\partial}{\partial t} (|A|^2 A)}_{\text{Selbstversteilerung der Pulsflanken}} \quad (7-21)$$

$$T_R = \frac{g_R(\Delta\omega)}{2\gamma \Delta\omega A_{eff}} \approx 5 fs$$

Für Pulsdauern $\geq 1.000 \text{ fs}$ (bis 1 THz) können zudem die zeitlichen Ableitungen der nichtlinearen Terme weggelassen werden, da sie dann gegenüber dem Kerr-Effekt vernachlässigbar klein sind. Diese Form der Wellengleichung wird als nichtlineare Schrödingergleichung (NLSE) bezeichnet.

$$\frac{\partial}{\partial z} A = \underbrace{-\frac{\alpha}{2} A}_{\text{Faserdämpfung}} + \underbrace{\frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} A + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} A}_{\text{chromatische Dispersion erster und zweiter Ordnung}} - \underbrace{j\gamma |A|^2 A}_{\text{Kerr-effekt}} \quad (7-22)$$

C.5.2 MEHRKANAL-ÜBERTRAGUNG

Bisher wurden Einkanal-Übertragungssysteme betrachtet. Die Verallgemeinerung auf Mehrkanalsysteme ergibt ein System aus nichtlinear gekoppelten Differentialgleichungen, die jeweils einen Einzelkanal beschreiben.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial z} A_i = & \underbrace{-\frac{\alpha}{2} A_i}_{\text{Faserdämpfung}} - \underbrace{(\beta_{1i} - \beta_{1ref}) \frac{\partial^2}{\partial t^2} A_i}_{\text{Gruppenlaufzeitdifferenz}} + \underbrace{\frac{j}{2} \beta_{2i} \frac{\partial^2}{\partial t^2} A_i + \frac{1}{6} \beta_{3i} \frac{\partial^3}{\partial t^3} A_i}_{\text{chromatische Dispersion erster und zweiter Ordnung}} \\ & - \underbrace{j\gamma \xi_{pol} |A_i|^2 \cdot A_i}_{\text{Selbstphasenmodulation}} - \underbrace{j\gamma_i \xi_{pol} \sum_{j=1; j \neq i}^W (|A_j|^2) \cdot A_i}_{\text{Kreuzphasenmodulation}} - \underbrace{j\gamma_i \sum_{j+k-l=i; j, k \neq l} (A_j \cdot A_k \cdot A_l^* \cdot e^{-j\Delta\beta z})}_{\text{Vierwellenmischung}} \\ & - \underbrace{\sum_{j=1}^{i-1} \left(\frac{\omega_i}{\omega_j} \xi_{pol} g_{Rji} |A_j|^2 \right) + \sum_{j=i+1}^W \left(\xi_{pol} g_{Rji} |A_j|^2 \right)}_{\text{Raman-Streuung}} \end{aligned} \quad (7-23)$$

In Gleichung (7-23) neu hinzugekommen ist der Term für die Gruppenlaufzeitdifferenz, da die Moden der Einzelkanäle relative Laufzeitunterschiede erfahren. Der Term des Kerr-Effekts in Gleichung (7-22) manifestiert sich nun in Einzeltermen für Selbstphasenmodulation, Kreuzphasenmodulation sowie Vierwellenmischung. Außerdem werden alle Beiträge zur Raman-Streuung dies- und jenseits des betrachteten Kanals in zwei entsprechenden Summen zusammengefaßt.

Alternativ können die linearen und nichtlinearen Beiträge sämtlicher Wellenlängen auch in einer einzigen NLSE zusammengefaßt werden; dies ist bei signifikanter Kanalinteraktion vorteilhaft.

ANHANG D - OPTISCHE KNOTEN-ARCHITEKTUREN

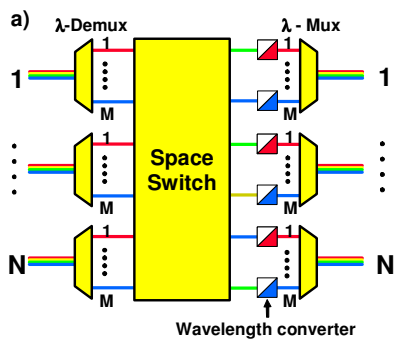


Abb. 7.1 - Optische Knotenarchitektur auf Basis einer Raumschaltstufe [D16]. Fest eingestellte Wellenlängenkonversion an den Ausgängen führt zu struktureller Blockierungsfreiheit.

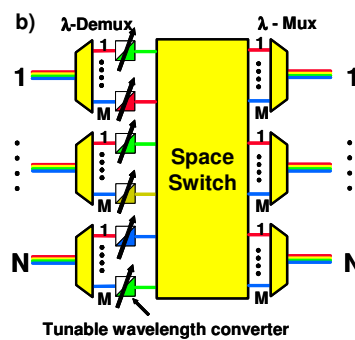


Abb. 7.2 - Optische Knotenarchitektur auf Basis einer Raumschaltstufe [D16]. Einstellbare Wellenlängenkonversion an den Eingängen führt zu struktureller Blockierungsfreiheit.

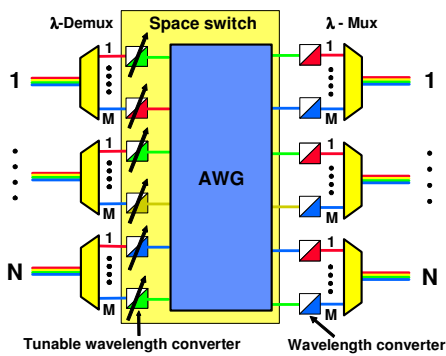


Abb. 7.3 - Optische Knotenarchitektur auf Basis eines zyklischen $MN \times MN$ AWG-Routers [D16]. Wellenlängenkonversion an Ein- und Ausgängen führt zu struktureller Blockierungsfreiheit.

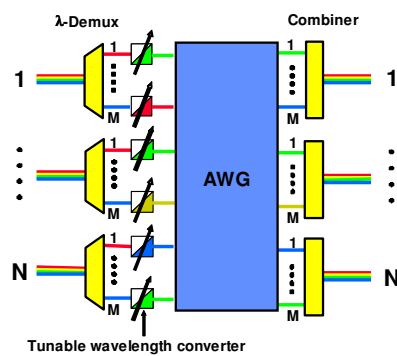


Abb. 7.4 - Optische Knotenarchitektur auf Basis eines zyklischen $MN \times MN$ AWG-Routers [D16]. Fehlende Wellenlängenkonversion an den Ausgängen führt zu innerer Blockierung.

Anhang D - Optische Knotenarchitekturen

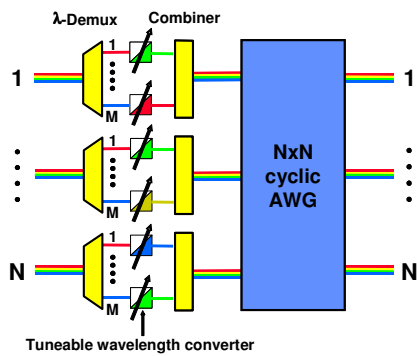


Abb. 7.5 - Optische Knotenarchitektur auf Basis eines zyklischen $N \times N$ AWG-Routers [D16]. Fehlende Wellenlängenkonversion an den Ausgängen führt zu innerer Blockierung.

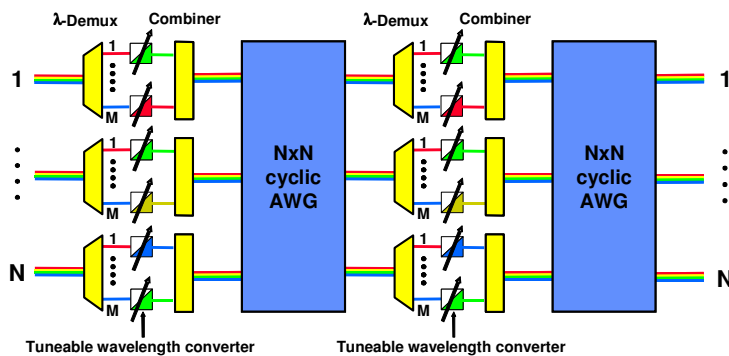


Abb. 7.6 - Optische Knotenarchitektur auf Basis zweier zyklischer $N \times N$ AWG-Router [D16]. Die zusätzliche Wellenlängenkonversion zwischen den Stufen macht die Anordnung umkonfigurierbar blockierungsfrei (bezüglich der Fasern).

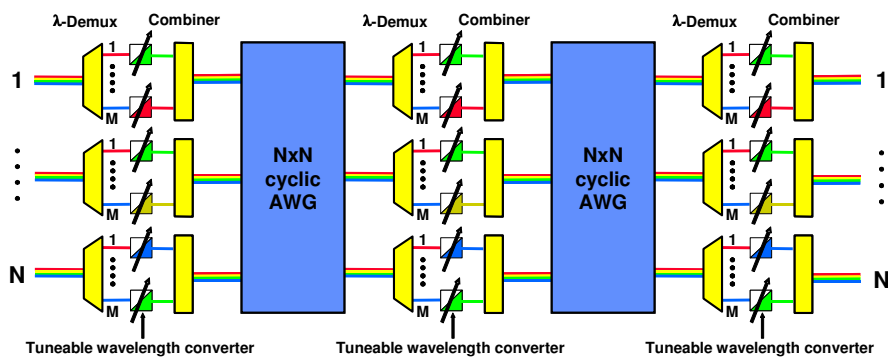


Abb. 7.7 - Optische Knotenarchitektur auf Basis zweier zyklischer $N \times N$ AWG-Router [D16]. Die zusätzlichen Wellenlängenkonversionen zwischen den Stufen und an den Ausgängen macht die Anordnung umkonfigurierbar blockierungsfrei (bezüglich der Wellenlängen).

ANHANG E - KANALNEBENSPRECHEN IN OPTISCHEN KNOTENARCHITEK- TUREN

In diesem Abschnitt werden weitere Ergebnisse zur Skalierbarkeit und Kaskadierbarkeit optischer Knotenarchitekturen diskutiert, die in Abschnitt 4.4.2.2 aus Platzgründen entfallen mußten.

E.1 OPTISCHE KNOTENARCHITEKTUREN MIT RAUMSCHALTSTUFE

Die erste betrachtete optische Knotenarchitektur basiert auf einer Raumschaltstufe [D16] (Abb. 7.1). Wellenlängenkonversion an den Ausgängen macht sie strukturell blockierungsfrei. Wenn das Nebensprechen der Raumschaltstufe mit -40dB veranschlagt wird, dann zeigt sich eine Variation der zugehörigen Q-Faktor-Abschläge, die sehr stark durch die Zahl der Wellenlängen und nur im sehr geringen Ausmaß durch die Zahl der Fasern geprägt ist (Abb. 7.8 und Abb. 7.9). Die Abhängigkeit von der Zahl der Fasern verstärkt sich, wenn das Nebensprechen der Raumschaltstufe auf -30dB erhöht wird (Abb. 7.10 und Abb. 7.11). Es bleibt zu bemerken, daß in dieser Knotenarchitektur durchaus DWDM-Multiplexer mit relativ hohem Nebensprechen eingesetzt werden dürfen. Dies ist deshalb der Fall, weil Wellenlängenkonverter das Außerband-Nebensprechen eliminieren, bevor es durch den DWDM-Multiplexer zu Inband-Nebensprechen konvertiert wird. Bei der Wellenlängenkonversion ist zu beachten, daß sie Signaldegradation realisiert, sofern elektronische 3R-Regeneration eingesetzt wird. Bei optischer Wellenlängenkonversion bestünde ggf. die Möglichkeit zur gleichzeitigen 2R-Regeneration - sie wurde in dieser Arbeit jedoch nicht modelliert.

Die zweite optische Knotenarchitektur auf Basis einer Raumschaltstufe [D16] (Abb. 7.2) verschiebt den Punkt der Wellenlängenumsetzung an die Eingänge; einstellbare Wellenlängenkonverter sorgen dort für strukturelle Blockierungsfreiheit der Anordnung. Es können wiederum DWDM-Multiplexer mit relativ hohem Nebensprechen eingesetzt werden; zudem wird auch das Nebensprechen der Raumstufe irrelevant für die Signaldegradation (Abb. 7.12 und Abb. 7.13).

E.2 OPTISCHE KNOTENARCHITEKTUREN MIT ZYKLISCHEN $MN \times MN$ AWG-ROUTERN

Die erste AWG-basierte optische Knotenarchitektur [D16] in Abb. 7.3 weist eine große Ähnlichkeit zu der raumstufen-basierten Knotenarchitektur in Abb. 7.1 auf. In der Tat ist lediglich die Raumstufe durch einen zyklischen $MN \times MN$ AWG-Router zu ersetzen; die vorgeschaltete Wellenlängenkonversion macht das statische Wellenlängenrouting des AWG dynamisch einstellbar. Es läßt sich beobachten, daß die Signaldegradation in beiden

Anordnungen grundsätzlich vergleichbar ist, die vorgeschaltete Wellenlängenkonversion unterdrückt jedoch im Fall der AWG-basierten Knotenarchitektur die Abhängigkeit von der Faserzahl (Abb. 7.14 und Abb. 7.15). Falls das Nebensprechen der AWGs auf -30dB ansteigt, ergeben sich entsprechende Beobachtungen (Abb. 7.16 und Abb. 7.17). An dieser Stelle soll aber auch darauf hingewiesen werden, daß bereits Werte von -30dB für das Nebensprechen von AWGs recht optimistisch sind.

Die optische Knotenarchitektur [D16] in Abb. 7.4 ist ebenfalls auf Basis eines zyklischen $MN \times MN$ AWG-Routers ausgeführt, im Gegensatz zur Anordnung in Abb. 7.3 wurden aber sowohl die DWDM-Multiplexer als auch die ihnen vorgeschalteten Wellenlängenkonverter durch passive Koppler ersetzt. Die fehlende Wellenlängenkonversion an den Ausgängen führt dabei zu innerer Blockierung, wobei sich die Blockierung durch eine Variation der passiven Kopplung reduzieren läßt [D16]. Die Signaldegradation dieser Anordnung ist vergleichbar mit jener in Abb. 7.2, da die dem AWG-Router vorgeschaltete Wellenlängenkonversion die Abhängigkeit von der Faserzahl unterdrückt (Abb. 7.18 und Abb. 7.19). Die passiven Koppler lassen sich analog zu Abb. 7.2 als DWDM-Multiplexer mit höchstem Nebensprechen (d.h. fehlender spektraler Filterung) auffassen.

E.3 OPTISCHE KNOTENARCHITEKTUREN MIT ZYKLISCHEN $N \times N$ AWG-ROUTERN

Im Gegensatz zu den bisher untersuchten AWG-basierten Knotenarchitekturen werden in den folgenden AWG-Anordnungen sehr viel kleinere AWG-Router eingesetzt. Dies ist insbesondere deshalb vorteilhaft, weil diese optischen Komponenten nicht beliebig skalieren. Es wird ausgenutzt, daß AWGs verschiedene Wellenlängen auf einem Eingang in der Tat voneinander trennen und unterschiedlich weitervermitteln können, wenngleich dieser Vermittlungsvorgang von statischer Natur ist. Leider wird durch die Zufuhr von DWDM-Signalen anstatt von Einzelsignalen aber auch das Kanalnebensprechen sehr viel stärker.

Die erste optische Knotenarchitektur auf Basis eines zyklischen $N \times N$ AWG-Routers [D16] in Abb. 7.5 bündelt mittels passiver Koppler die konvertierten Wellenlängen und führt sie dem AWG-Router zu. Fehlende Wellenlängenkonversion an den Ausgängen führt zu innerer Blockierung. Sehr deutlich drückt sich der Multiwellenlängenbetrieb des AWG in der Signaldegradation aus (Abb. 7.20 und Abb. 7.21). Schon bei kleiner Dimensionierung eines solchen Knotens müssen hohe Abschlüsse auf den Q-Faktor vorgenommen werden. Bei Erhöhung des Nebensprechens auf -30dB verstärkt sich die Signaldegradation entsprechend (Abb. 7.22 und Abb. 7.23).

Die in Abb. 7.6 gezeigte optische Knotenarchitektur [D16] ist eine zweistufige Anordnung, die aus kaskadierten Knoten des zuvor betrachteten Typs besteht (Abb. 7.5). Erwartungsgemäß werden dadurch Skalierbarkeit und Kaskadierbarkeit verringert (Abb. 7.24 und Abb. 7.25), aber die zusätzliche Wellenlängenkonversion zwischen den Stufen macht die Anordnung - zumindest auf der Faserebene - umkonfigurierbar blockierungsfrei. Erhöhtes Nebensprechen führt zu weiterer Abwertung bezüglich der Signaldegradation (Abb. 7.26 und Abb. 7.27).

Um diese optische Knotenarchitektur auch bezüglich der Wellenlängen umkonfigurierbar blockierungsfrei zu stellen, muß noch eine zusätzliche Wellenlängenkonversion an den Ausgängen der Anordnung vorgenommen werden. Die resultierende optische Knotenarchitektur [D16] in Abb. 7.7 zeigt eine weiter Verschlechterung bezüglich der Übertragungsgüte (Abb. 7.28 und Abb. 7.29), insbesondere bei realistischeren Werten für das Nebensprechen der AWGs (Abb. 7.30 und Abb. 7.31).

In Anbetracht der Tatsache, daß für das Nebensprechen von AWGs eher Werte größer als -30dB anzusetzen sind, erscheint ein Einsatz dieser mehrfach kaskadierten AWG-Knotenarchitekturen nicht mehr besonders realistisch. Die Bereitstellung dieser quantitativen Entscheidungsgrundlage war ein Ziel dieser Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsuntersuchungen.

E.4 OPTISCHE KNOTENARCHITEKTUREN MIT PASSIVEN KOPPLERN UND SOA-SCHALTERN

Diese Art optischer Knotenarchitekturen wird in Abschnitt 4.4.2.2 untersucht.

E.5 SKALIERBARKEITS- UND KASKADIERBARKEITSANALYSE OPTISCHER KNOTENARCHITEKTUREN

Beispielhaft seien folgende Rahmenbedingungen für das Systemdesign eines kritischen Pfades durch ein transparentes DWDM-Kernnetz angegeben:

- Optische Knoten haben einen Knotengrad von vier, d.h. $F=4$ eingehende als auch ausgehende Fasern.
- Die Zahl der Systemwellenlängen sei $W=16$.
- Ein Q-Faktor-Abschlag (QP) von höchstens 3dB aufgrund von Inband-Nebensprechen sei vertretbar.
- Die optischen Signale durchlaufen entlang des betrachteten transparenten Pfades $N=8$ der besagten optischen Knoten.

Entsprechend dieser Vorgaben und der Stützpunkte bei der zuvor durchgeführten Analyse ($W=2, 4, 8, 20, 30, \dots, 200$) kann dann eine Auswertung der o.a. Kurvenscharen vorgenommen werden, die einfacher zu interpretieren ist als die o.a. Strafterm-Kurven. Für den Fall des Inband-Nebensprechens ist sie in Tabelle E.1 angegeben, für das Außerband-Übersprechen in Tabelle E.2. Für den oben skizzierten Fall kann jeder optische Knoten realisiert werden, dessen Tabelleneintrag die geforderte Zahl der Systemwellenlängen nicht unterschreitet (grau hinterlegte Zellen). Es wurde jedoch gefordert, daß nach acht Knoten ein Q-Faktor-Abschlag von höchstens 3dB aufgrund des Inband-Nebensprechens zu Buche steht.

Beim Betrachten von Tabelle E.1 wird sehr schnell klar, daß keine der Architekturen gut genug ist. Tatsächlich muß entweder die Zahl der kaskadierten Knoten auf $N=2$ heruntergeschraubt, oder der Q-Faktor-Abschlag auf $QP=4\text{dB}$ erhöht werden, oder beides zugleich. Die sich aus dem Außerband-Nebensprechen ergebenden Beschränkungen sind vergleichsweise noch eine Stufe restriktiver.

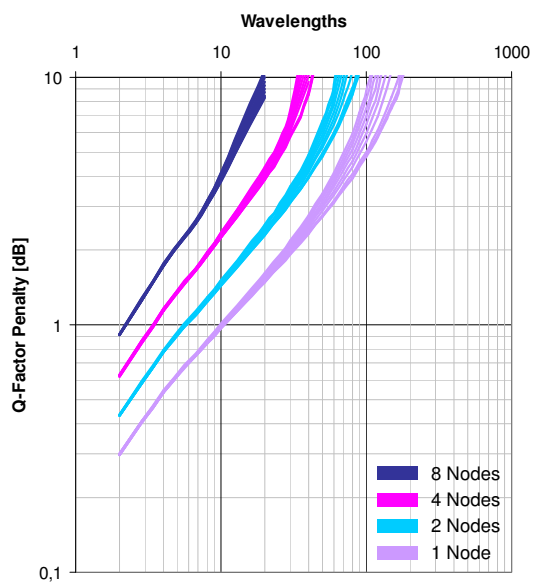


Abb. 7.8 - Inband-Nebenschichten der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.1 bei einem Nebenschichten von -40dB .

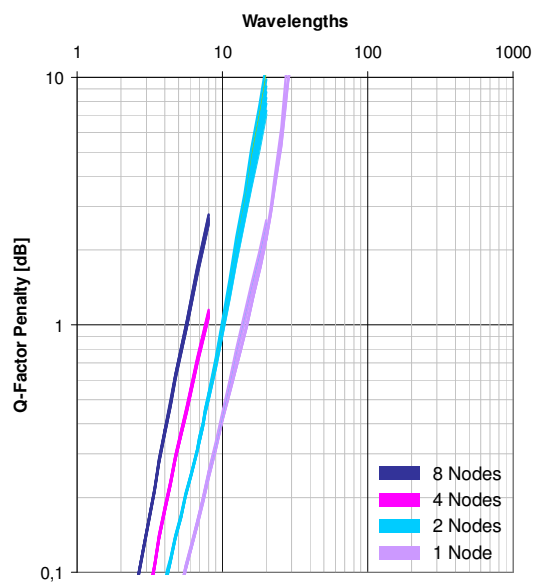


Abb. 7.9 - Außerband-Nebenschichten der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.1 bei einem Nebenschichten von -40dB .

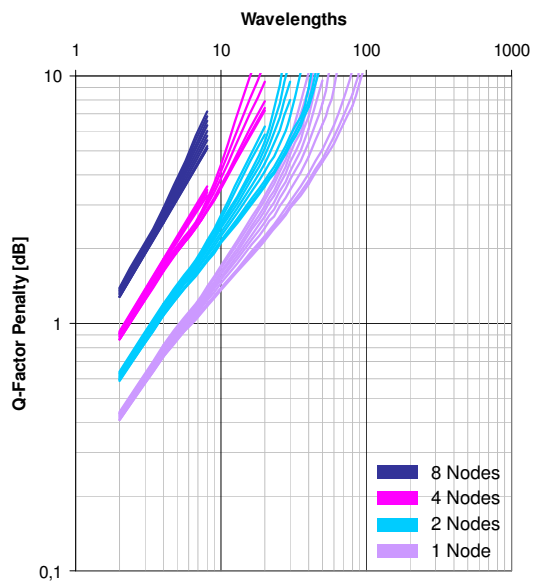


Abb. 7.10 - Inband-Nebenschichten der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.1 bei einem Nebenschichten von -30dB .

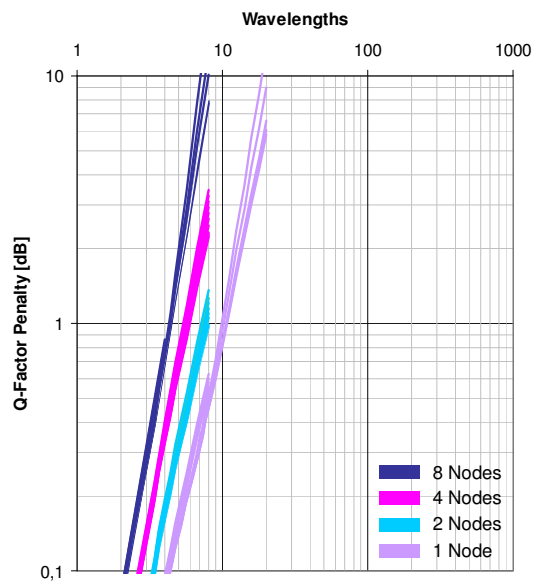


Abb. 7.11 - Außerband-Nebenschichten der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.1 bei einem Nebenschichten von -30dB .

E.5 Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse optischer Knotenarchitekturen

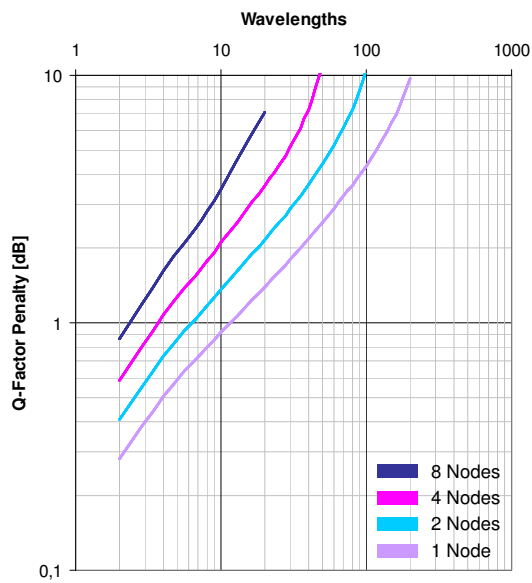


Abb. 7.12 - Inband-Nebensprechen der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.2 bei einem Nebensprechen von -40dB . Für ein reduziertes Nebensprechen von -30dB ergeben sich keine Veränderungen.

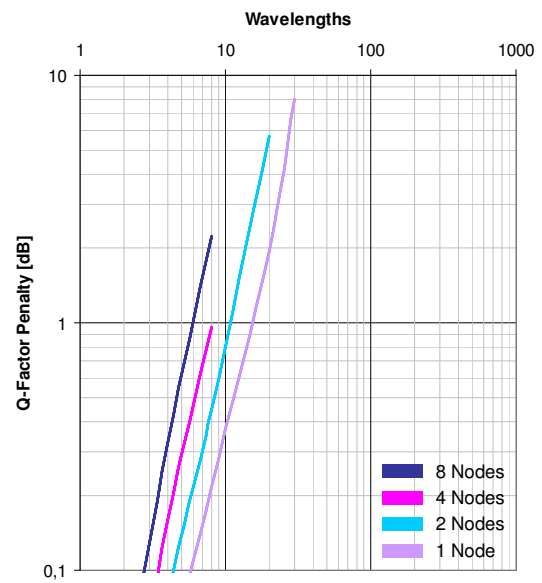


Abb. 7.13 - Außerband-Nebensprechen der raumschaltstufenbasierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.2 bei einem Nebensprechen von -40dB . Für ein reduziertes Nebensprechen von -30dB ergeben sich keine Veränderungen.

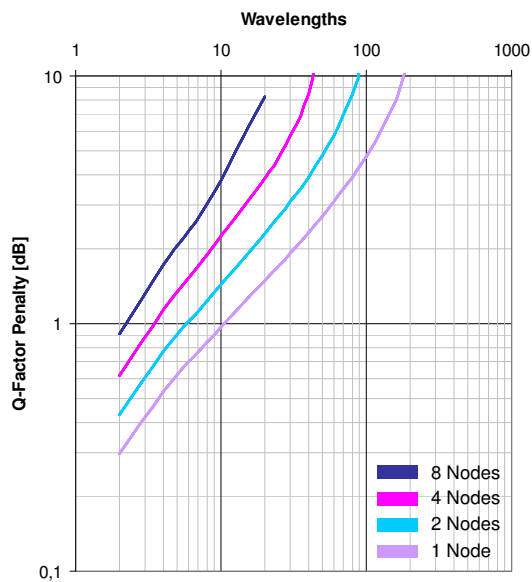


Abb. 7.14 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.3 bei einem Nebensprechen von -40dB .

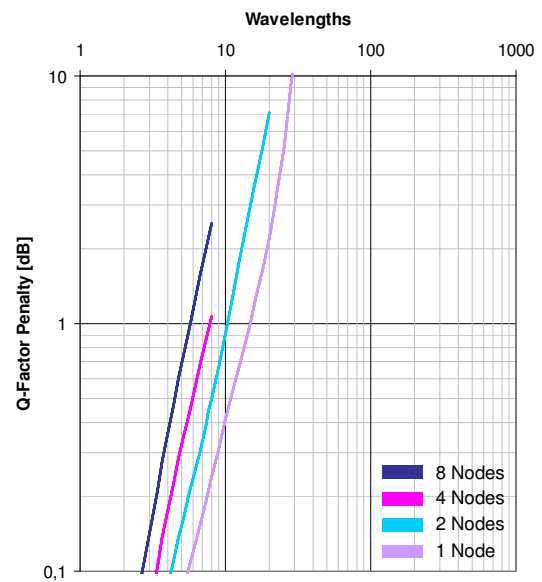


Abb. 7.15 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.3 bei einem Nebensprechen von -40dB .

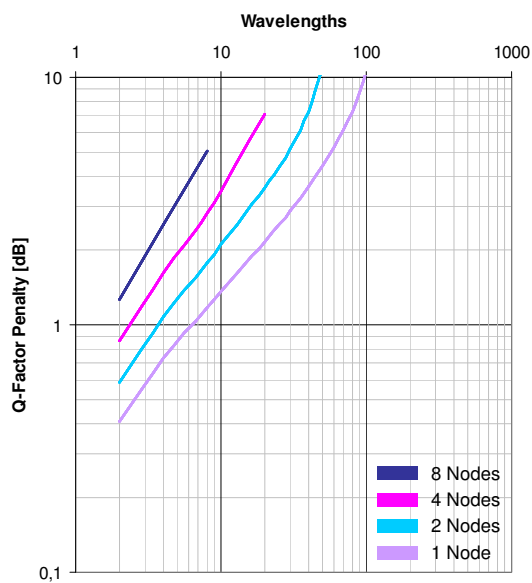


Abb. 7.16 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.3 bei einem Nebensprechen von -30dB .

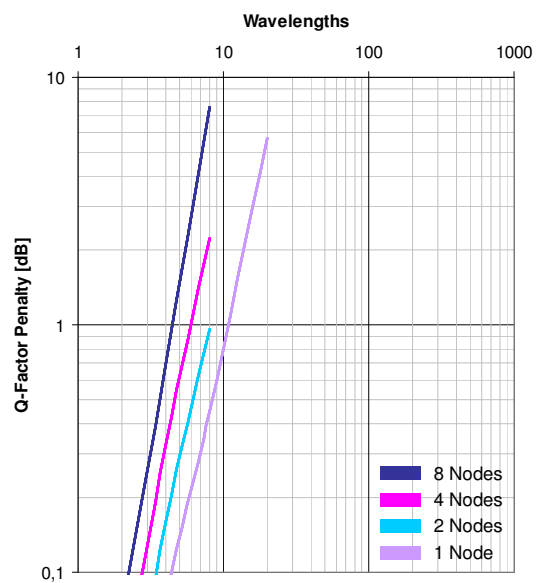


Abb. 7.17 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.3 bei einem Nebensprechen von -30dB .

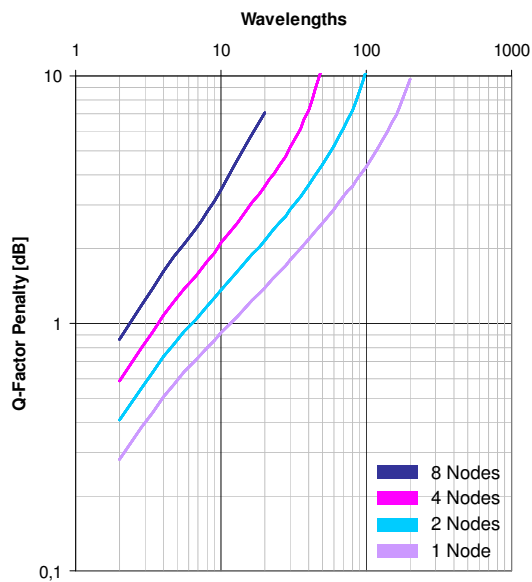


Abb. 7.18 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.4 bei einem Nebensprechen von -40dB . Für ein reduziertes Nebensprechen von -30dB ergeben sich keine Veränderungen.

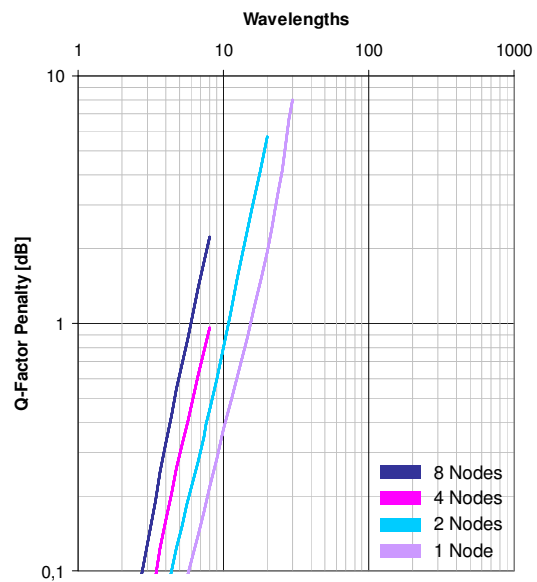


Abb. 7.19 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.4 bei einem Nebensprechen von -40dB . Für ein reduziertes Nebensprechen von -30dB ergeben sich keine Veränderungen.

E.5 Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse optischer Knotenarchitekturen

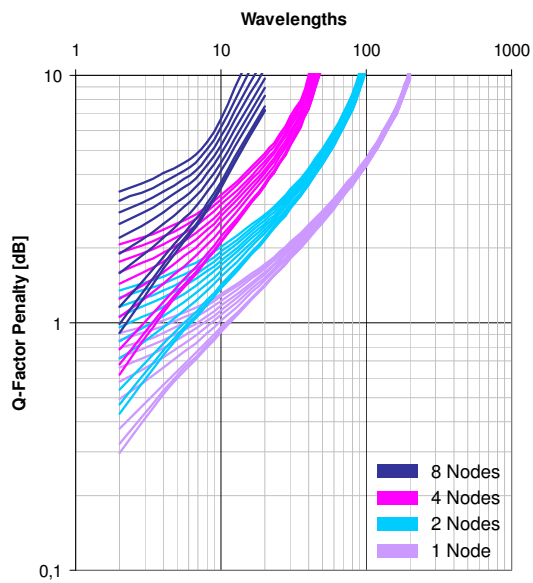


Abb. 7.20 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.5 bei einem Nebensprechen von -40dB .

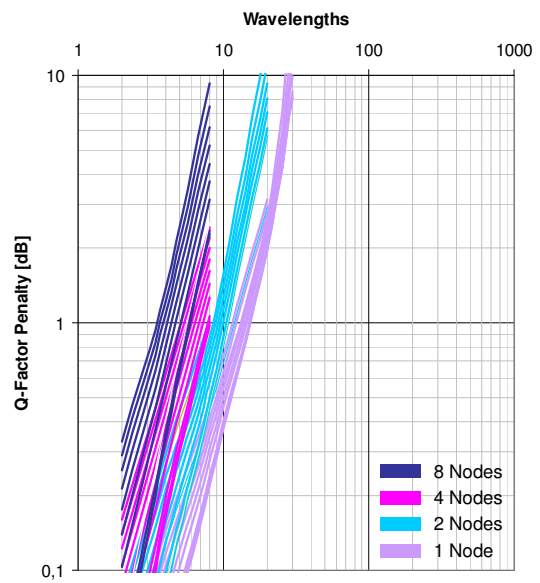


Abb. 7.21 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.5 bei einem Nebensprechen von -40dB .

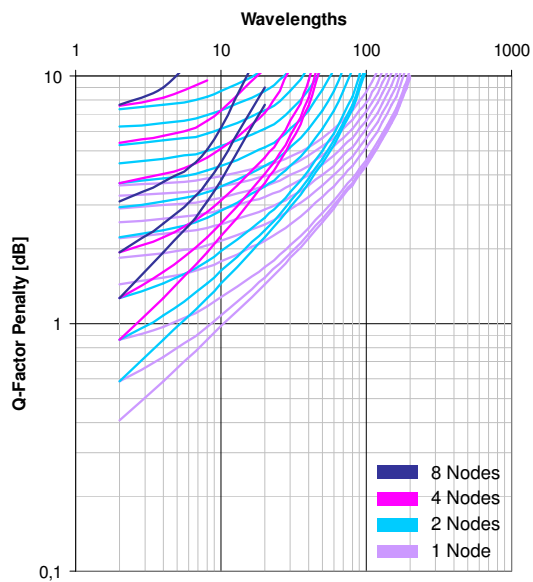


Abb. 7.22 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.5 bei einem Nebensprechen von -30dB .

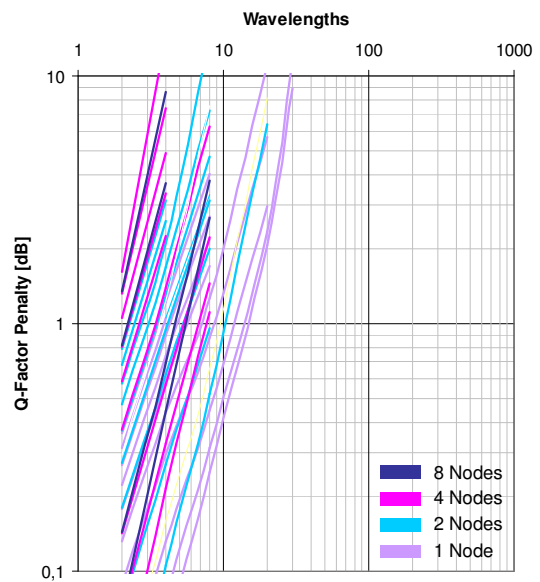


Abb. 7.23 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.5 bei einem Nebensprechen von -30dB .

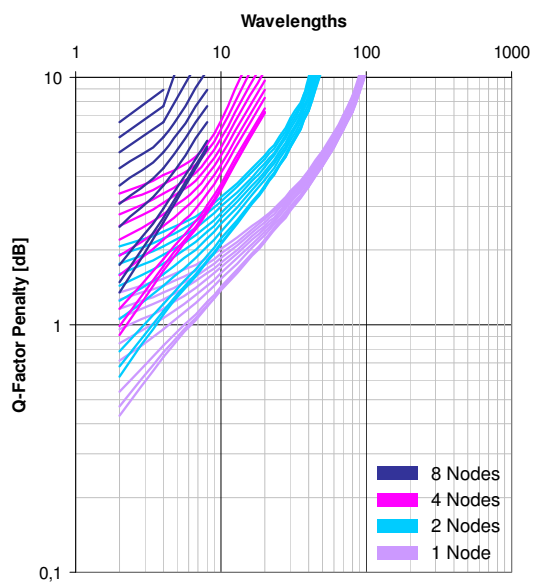


Abb. 7.24 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.6 bei einem Nebensprechen von -40dB .

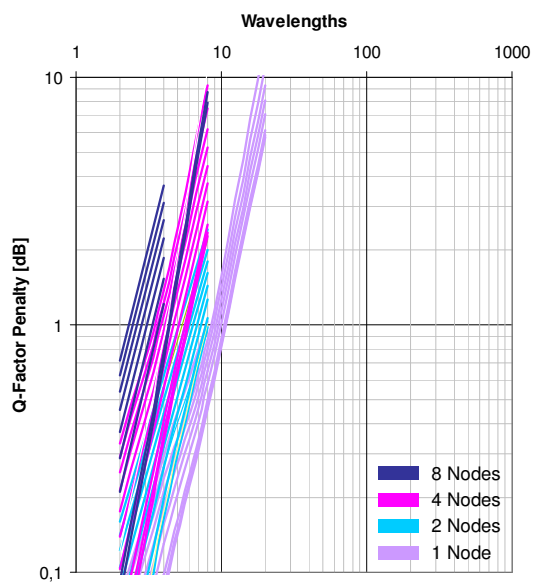


Abb. 7.25 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.6 bei einem Nebensprechen von -40dB .

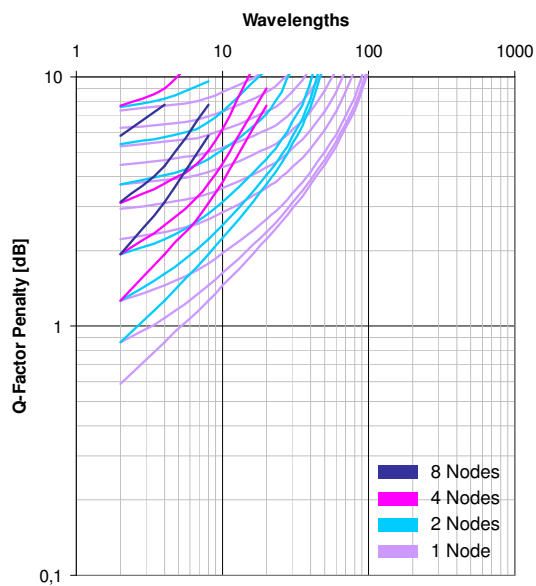


Abb. 7.26 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.6 bei einem Nebensprechen von -30dB .

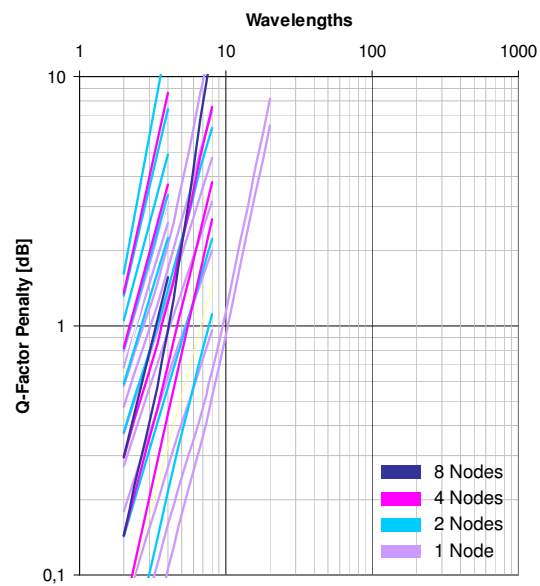


Abb. 7.27 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.6 bei einem Nebensprechen von -30dB .

E.5 Skalierbarkeits- und Kaskadierbarkeitsanalyse optischer Knotenarchitekturen

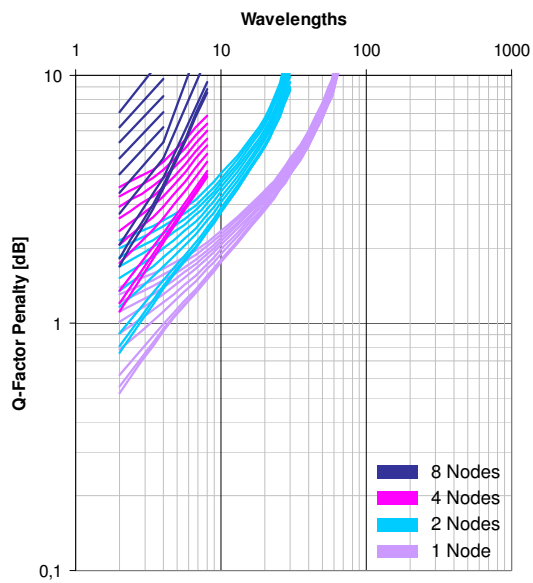


Abb. 7.28 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.7 bei einem Nebensprechen von -40dB .

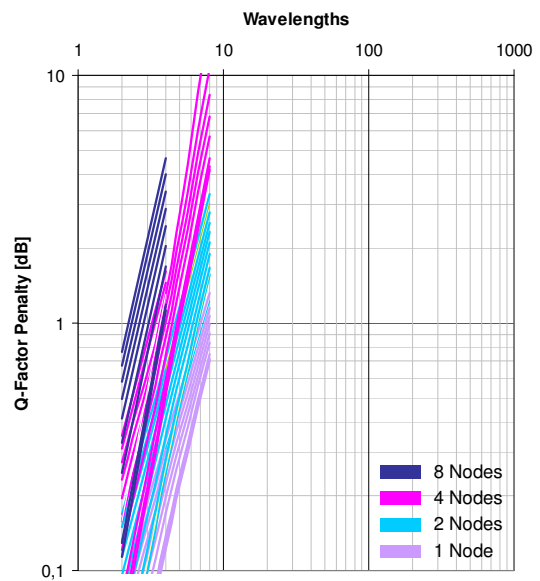


Abb. 7.29 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.7 bei einem Nebensprechen von -40dB .

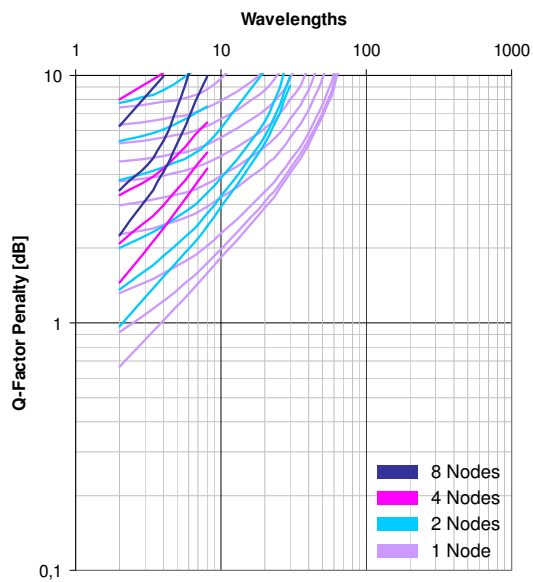


Abb. 7.30 - Inband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.7 bei einem Nebensprechen von -30dB .

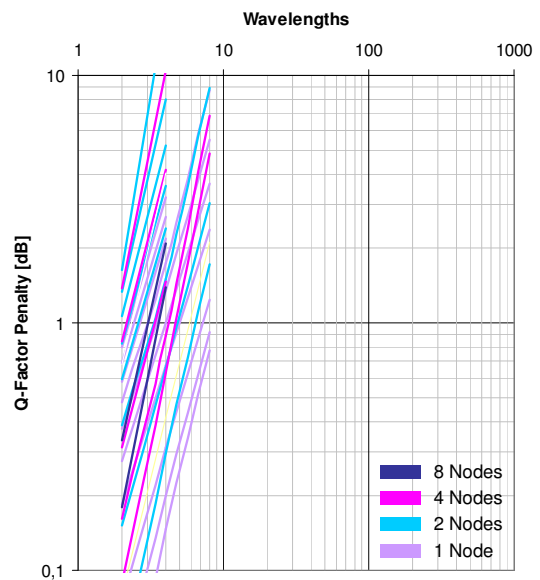


Abb. 7.31 - Außerband-Nebensprechen der AWG-basierten Knotenarchitektur aus Abb. 7.7 bei einem Nebensprechen von -30dB .

Anhang E - Kanalnebenschichten in optischen Knotenarchitekturen

Tabelle E.1 - Zahl der Systemwellenlängen, bei der die angegebenen optischen Knoten aufgrund des Inband-Nebenschichtens noch realisierbar sind (Knotengrad von $F=4$). Man beachte, daß die zuvor durchgeführte Analyse an ausgewählten Stützpunkten ($W=2, 4, 8, 20, 30, \dots, 200$) durchgeführt wurde, daher ist die Zahl der Systemwellenlängen quantisiert.

Q-Faktor-Abschlag [dB] (QP)		1	1	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	4	4	4	4	
Zahl kaskadierter Knoten (N)		1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	
Knotenarchitektur	Abb. 7.1	-50	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.1	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	50	20	8	4	80	40	20	8
	Abb. 7.1	-30	4	2	2	-	8	8	4	2	30	8	8	4	40	20	8	4
	Abb. 7.2	-50	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.2	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.3	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	50	20	8	4	80	40	20	8
	Abb. 7.3	-30	4	2	2	-	8	8	4	2	30	8	8	4	40	20	8	4
	Abb. 7.4	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.4	-30	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.5	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 7.5	-30	8	4	2	-	30	8	8	4	60	20	8	4	80	40	20	8
	Abb. 7.6	-40	4	2	2	-	8	8	4	2	30	8	8	4	40	20	8	4
	Abb. 7.6	-30	4	2	-	-	8	8	4	2	20	8	4	2	40	20	8	4
	Abb. 7.7	-40	4	2	-	-	8	4	2	2	20	8	4	2	30	8	8	4
	Abb. 7.7	-30	2	2	-	-	8	4	2	-	20	8	4	2	20	8	4	2
	Abb. 4.7	-50	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 4.7	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 4.8	-50	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8
	Abb. 4.8	-40	8	4	2	2	30	8	8	4	60	30	8	8	90	40	20	8

Tabelle E.2 - Zahl der Systemwellenlängen, bei der die angegebenen optischen Knoten aufgrund des Außerband-Nebenschichtens noch realisierbar sind (Knotengrad von $F=4$).

Q-Faktor-Abschlag [dB] (QP)		1	1	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	4	4	4	4	
Zahl kaskadierter Knoten (N)		1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	1	2	4	8	
Knotenarchitektur	Abb. 7.1	-50	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.1	-40	8	8	4	4	8	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.1	-30	8	8	4	4	8	8	4	4	8	8	8	4	8	8	8	4
	Abb. 7.2	-50	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.2	-40	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.3	-40	8	8	4	4	8	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.3	-30	8	8	4	4	8	8	4	4	8	8	8	4	8	8	8	4
	Abb. 7.4	-40	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.4	-30	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.5	-40	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.5	-30	8	8	4	4	8	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 7.6	-40	8	8	4	4	8	8	4	4	8	8	8	4	8	8	8	4
	Abb. 7.6	-30	8	4	4	4	8	8	4	4	8	8	8	4	8	8	8	4
	Abb. 7.7	-40	8	4	4	2	8	8	4	4	8	8	4	4	8	8	4	4
	Abb. 7.7	-30	8	4	4	2	8	8	4	4	8	8	4	4	8	8	4	4
	Abb. 4.7	-50	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 4.7	-40	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 4.8	-50	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8
	Abb. 4.8	-40	8	8	8	4	20	8	8	4	20	8	8	8	20	8	8	8