

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

von Dr. Franz-Joachim Kauffels



Bereits im Jahr 2008 gab es Diskussionen um die nächste Evolutionsstufe der kupferbasierten Übertragungssysteme. Danach wurde es aber so still um das Vorhaben, dass man auch angesichts der vielen Fortschritte hinsichtlich der preiswerten Übertragung über Glasfasern annehmen konnte, dass diese Entwicklung nicht mehr

statt findet. Mittlerweile hat sich das Rad aber weitergedreht und die Arbeiten bei EIA/TIA sowie ISO 11801 wurden Ende 2011 mit erheblichem Elan wieder aufgenommen. Renommierte Hersteller wie Siemon und Nexans haben bereits geeignete Verkabelungssysteme und Komponenten vorgestellt.

Der Druck für die Weiterentwicklung der kupferbasierten Lösungen für 40 GbE kommt von den Serverherstellern. Wie auch schon für 10 GbE wollen sie eine preisgünstige Lösung für das Rack.

weiter auf nächster Seite

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

Fortsetzung von Seite 1



Dr. Franz-Joachim Kauffels ist Technologie- und Industrie-Analyst und Autor. Seit über 30 Jahren unabhängiger, kritischer und oft unbequemer Bestandteil der Netzwerkszene. Verfasser von über 20 Büchern in über 70 Ausgaben sowie über Videos, Reports und 2000 Artikeln.

Die in der Abbildung 1 dargestellte Entwicklung hinsichtlich der notwendigen Anschlussleistungen für x86-basierte Server ist zwar schon etwas älter, hat sich aber bis jetzt präzise bewährt.

In den Backplanes gibt es schon 40 GBASE-KR. Wer sofort 40 GbE auf Kupfer einsetzen möchte, kann natürlich 40 GBASE-CX4 nehmen, was technisch gesehen einfach vier mal 10GBASE-CX ist und sich in seiner Urform durch vier dicke Kabel auszeichnet. Das ist alles andere als elegant, aber es spricht ja nichts gegen die Verwendung aktiver optischer Kabel für 40 GbE, die einfach in das CX-Loch gesteckt werden und ihren Strom für die in die Stecker integrierten Transceiver ebenfalls aus dieser Schnittstelle entnehmen. Es wird immer wieder angeführt, dass die Verwendung aktiver op-

tischer Kabel dem Gedanken eines passiven Netzes widerspricht. Das ist formal korrekt, aber aus der betrieblichen Sicht nicht wirklich nachzuvollziehen.

Also, wer seine 40 GbE-Server anschließen will, hat eigentlich schon heute eine große Auswahl. Warum dann noch 40 GBASE-T?

Es ist letztlich weniger als eine technische Frage, sondern eher eine Frage von Reichweite, betrieblichen Aspekten, grundsätzlicher Systematik und Flexibilität.

Die Reichweite der CX-Schnittstelle ist sehr begrenzt und wenn man aktive optische Kabel verwendet, ist deren mögliche Länge vom jeweiligen Hersteller abhängig. Man geht also an einer Stel-

le eine Herstellerbindung ein, wo man sie bestimmt nicht möchte. Die optischen Schnittstellen wie 40 GBASE-SR sind zwar höchst elegant, wenn aber an einem gelieferten Server nur eine Kupferschnittstelle vorhanden ist, was in den meisten Fällen aus Kostengründen so sein wird und die Situation an den Switches ähnlich aussieht, fügt man pro Verbindung genau wie bei den aktiven optischen Kabeln zwei zusätzliche Komponenten hinzu. Diese fallen zwar aus der Erfahrung gesehen kaum aus, aber man muss sie eben doch überwachen. Das gibt also pro Verbindung zwei eigentlich völlig unnütze Wartungspunkte.

Wenn ein Betreiber also nicht mit allen Konsequenzen komplett auf Glasfasern umrüsten möchte, benötigt er unbedingt eine kupferbasierte Übertragungslösung für 40 GbE, die genau so flexibel, universell und zuverlässig ist, wie er das von 10 GbE oder geringeren Datenraten gewohnt ist.

Und genau das würde 40 GBASE-T bieten!

Vor ca. 12 Jahren gab es erhebliche Zweifel daran, dass 10 GbE über Kupfer funktionieren könnte. Wie wir wissen, gab es zwar noch ein ziemliches Gezerre zwischen den Standardisierungsorganisationen, aber am Ende hat es funktioniert.

Im weiteren Verlauf des Artikels erklären wir genau, wie und unter welchen Bedingungen 40 GBASE-T funktionieren kann und wird. Für die Ungeduldigen fassen wir aber die wichtigsten Faktoren hier kurz zusammen.

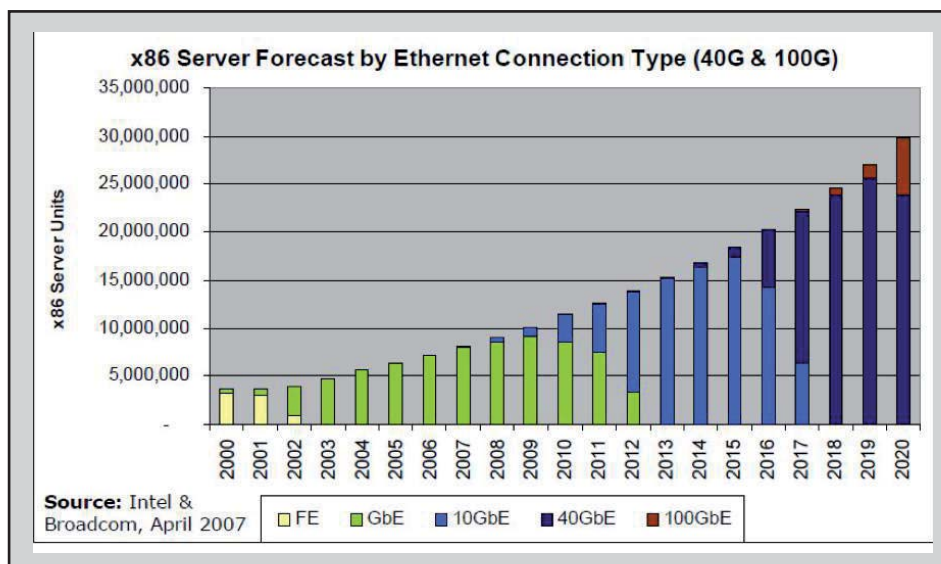


Abbildung 1: x86-Server und Anschluss-Datenraten

- Kabel sind besser als ihr Ruf. Momen-

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

tan liegt die Grenze für die maximale Frequenz, die ein Signal auf einem Kabel pro Paar haben darf, bei 600 MHz. Hersteller haben aber schon längst hochqualitative Kabel entwickelt, die durchaus in der Lage sind, Signale mit einer Bandbreite von 1000 MHz sinnvoll zu übertragen. Dazu gehören natürlich auch passende Stecker.

- Um ein Signal mit einer derartigen Bandbreite zu übertragen, sind Maßnahmen in zwei Gruppen erforderlich: die erste Gruppe bereitet das Signal auf seinen beschwerlichen Weg vor, die zweite Gruppe fischt aus dem erheblich verformten Signal am Ende des Übertragungsweges die mittlerweile mit einer Reihe von Störungen gemischten Nutzinformationen wieder heraus.

- Die in diesem Zusammenhang notwendigen digitalen Signalprozessoren unterliegen wie alle integrierten Schaltkreise Moore's Law. Seit der Entwicklung von 10 GBASE-T vor 12 Jahren konnten diese Signalprozessoren also in ihrer Komplexität um den Faktor 256 zulegen, wenn man eine Verdopplung der Transistoren alle 18 Monate zugrunde legt. Dabei sind die Kosten kaum oder gar nicht gestiegen. Das reicht völlig für die Behandlung eines Signals, welches lediglich um den Faktor 4 zugelegt hat.

- Das mit IEEE 802.3ab definierte „Skalierbare Ethernet“ lässt eine beliebige Zerlegung eines Nachrichtenstroms in Unterströme von 2,5 Gbps zu und definiert Standardmechanismen dafür. Jedwede Art von Transceiverschaltkreisen kann sich das zu Nutze machen, um einen möglichst großen Teil der Logik in preiswerter paralleler CMOS-VLSI-Technik auszuführen. Das ist auch auf die für 40 GbE notwendigen Signalprozessoren übertragbar.

Technisch gesehen sind wir jetzt also für eine Steigerung der kupferbasierten Übertragung auf 40 GbE bestens gerüstet.

In 2008 ist man vor allem dann an technische Probleme gestoßen, wenn man die Länge einer 40 GBASE-T-Verbindung wirklich auf 100m steigern möchte. Die Realität zeigt jedoch, dass die überwiegende Anzahl von notwendigen Verbindungen deutlich kürzer ist. Definiert man also erfolgreich ein System, welches die 100m schafft, besteht ein hinreichender Puffer für evtl. in der Praxis immer wieder auftretende Schwankungen. Die interessante Graphik Abbildung 2 zeigt aber auch, dass ein Ansatz, der nur 10 m überwinden kann, deutlich zu kurz greift.

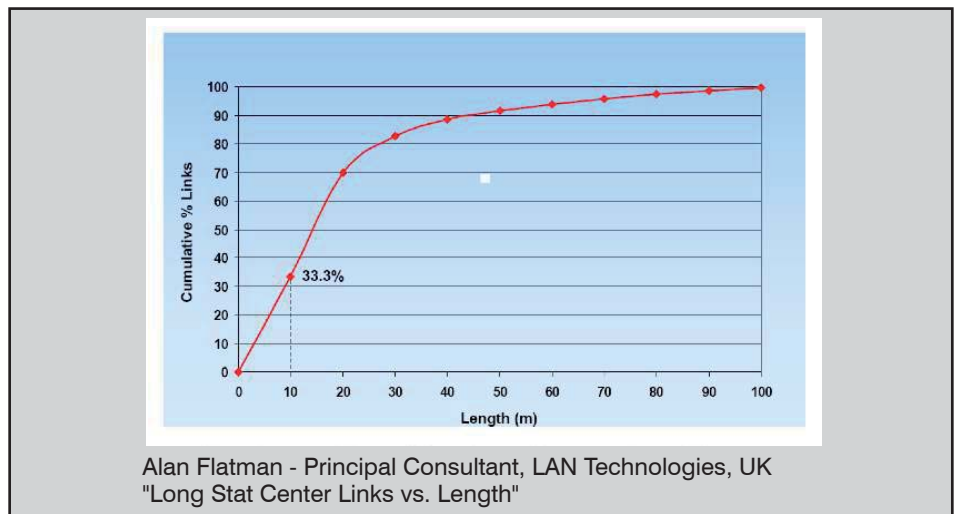


Abbildung 2: Verteilung der notwendigen Kabel-Längen in einem RZ

Man sieht, dass 80% der Verbindungen kürzer als 30 m und 93% kürzer als 50 m sind. Man könnte sogar auf den Gedanken kommen, dass für die kürzeren Verbindungen auch ein Kat. 6A Kabel ausreichend ist. Dieser Gedanke ist aber erheblich verwerfen.

Schon im Spätherbst 2008 gelang Wissenschaftlern der Penn State University der eigentliche Durchbruch:

50 Gigabit pro Sekunde über 100m Twisted Pair Kabel der Kategorie 7A!

Damit wurden schon zwei für die Planung enorm wichtige Dinge erarbeitet:

- es gibt ein Twisted Pair Kabel, welches für 40 GBASE-T geeignet ist
- es gibt einen geeigneten Stecker

Es sei allerdings hier direkt angemerkt, dass es einen erheblichen Unterschied zwischen der Standardisierung von 10 GBASE-T und 40 GBASE-T gibt. Im Bereich 10 GbE hat man viel Zeit damit ver-

ren, einen Standard für ungeschirmte UTP-Kabel (Kat 5) zu entwickeln. Bei 40 GbE ist von Anfang an klar, dass es eine Lösung nur für geschirmte STP-Kabel geben kann.

Auch das Kabel der Kat. 7A befindet sich zur Zeit in der Normung. Allerdings gibt es schon einige Hersteller, die ein solches Kabel anbieten. Wir beziehen uns im Folgenden auf das Produkt LANmark 7A von Nexans.

Das 7A-Kabel ist in seinen Eigenschaften bis 1000 bzw. 1200 MHz definiert, geht also weit über den bisher definierten Bereich hinaus. Das 6A-Kabel ist in der Norm nur bis 250 MHz definiert, normtreue Produkte sind bis zu 500 MHz spezifiziert.

Die Eckdaten des 7A-Kabels sind:

- NEXT (Nahnebensprechdämpfung): 60 dB bei 1000 MHz
- FEXT (Fernnebensprechdämpfung): 50 dB bei 1000 MHz
- RL (Return Loss) : 8 dB bei 1000 MHz
- ANEXT (Fremdnebensprechdämpfung) : 0 dB bei 1000 MHz (!!!)

- Cat. 6A für 10 GBASE-T spezifiziert
- Cat. 7A in der Diskussion, aber es gibt schon Produkte, Beispiel Nexans LANmark-7A

	LANmark-7A	Category 6A
• NEXT	60dB at 1000MHz	30dB at 500 MHz
• FEXT	50dB at 1000 MHz	25dB at 500 MHz
• RL	8dB at 1000 MHz	8dB at 500 MHz

- NEXT: Nahnebensprechdämpfung
- FEXT: Fernnebensprechdämpfung
- RL: Return Loss

Abbildung 3: Cat 6A und Cat 7A

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

ANEXT wird auch häufig als "Alien Cross-talk" bezeichnet, das kommt von den "Alien"-Filmen und bezeichnet die Angst vor diesem Effekt :-). Das LANmark7A-Kabel ist völlig abgeschirmt (natürlich nur bei richtiger Installation), so dass die "Aliens" hier keinen weiteren Schaden anrichten können.

Das sind Werte, die die von vorher bekannten Kabeln erheblich in den Schatten stellen. (siehe Abbildung 3)

Der ANEXT-Wert ist sensationell. Eine Schwierigkeit bei 10 GBASE-T war es, das für ein Kabel relativ empfindliche Signal vor den von außen kommenden Störeinflüssen zu retten. In anfänglichen Versionen konnte das Signal auch schonmal völlig untergehen. Erreicht wird diese Qualität durch eine S/FTP-Konstruktion mit vier geschirmten Paaren und einem Gesamtschirm. (siehe Abbildung 4)

- S/FTP-Konstruktion mit vier individuell geschirmten Paaren
- Leistung bis zu 1200 MHz
- KEIN (!!!) Fremdnebensprechen



Abbildung 4: Cat 7A-Kabel

Nun brauchen wir noch den passenden Stecker. Da bietet sich der GG45-Stecker an. Der GG45-Stecker hat 12 Kontakte. Der „2in1“ Connector kombiniert RJ45 und GG45. Dadurch entstehen zwei Modi:

- RJ45 Modus bis 500 MHz für 1 und 10 GBASE-T
- GG45-Modus bis 1000 MHz für 40 GBASE-T

Der GG45-Stecker passt zu Cat 7A-Kabeln. Er ist bereits jetzt völlig standardisiert ISO/IEC 60603-7-7. Der RJ45-Modus ist zwingend nach ISO 11801 für die Gewährung von Rückwärtskompatibilität. (siehe Abbildung 5)

Ein alternativer Stecker wäre der IEC 61076-3-104-Stecker, der von Siemon entwickelt wurde. Er hat ein neues Steckergesicht und ist deshalb nicht rückwärtskompatibel. Außerdem wurde das eingangs genannte Ergebnis mit einer Kombination des LANmark 7A-Kabels und GG45-Steckern erzielt.



Abbildung 5: GG45-Stecker
Foto: GG45-Alliance

Blickt man etwas nach vorne, wird wie bei 10 Gigabit Ethernet auch, die überwiegende Mehrheit der Installierten Basis von 40 Gigabit Ethernet in den Datacentern zu finden sein. Hier möchte man die installierte Basis an Rechnern einfach unter Nutzung der installierten Basis an strukturierter Verkabelung besser und performanter unterstützen. Dies umfasst nicht nur die Server-zu-Server oder Server-zu-Speicher-Kopplung, sondern auch den Übergang zu Switches und DWDM-Systemen für die Realisierung von Fernverbindungen.

Ziele für eine Standardisierung von 40 GBASE-T sind:

- Überwindung von 100 m Distanz auf Cat 7/7A oder besseren Twisted Pairs
- Bewahrung existierender Investitionen in Verkabelung in Datacentern und strukturierten Verkabelungsbereichen
- Unterstützung von 10 GBASE-T und 40 GBASE-T mit einer einzigen PHY mit Autonegotiation im Rahmen des so genannten "skalierbaren Ethernet"
- Unterstützung der 40 Gigabit XLAUI-Schnittstelle
- Multiple PHYs für höhere Geschwindigkeiten mit Trunking

Dazu gesellen sich die üblichen Ziele einer Ethernet-Standardisierung, wie

- Erhaltung des 802.3/Ethernet Frame Formats an der MAC-Schnittstelle
- Erhaltung der funktionalen Anforderungen von 802 mit Ausnahme der Ham-

- ming Distanz
- Erhaltung der minimalen und maximalen Frame Größen
- Alleinige Unterstützung des Vollduplex-Betriebes
- Unterstützung der sternförmigen Netzwerktopologie mit Punkt-zu-Punkt Verbindungen im Rahmen der strukturierten Verkabelung
- Spezifikation eines optionalen Media Independent Interfaces MII
- Unterstützung der P802.3ad Link Aggregation
- 40.000 Mbps an der MAC/PLS Dienst-schnittstelle

40 Gigabit auf Twisted Pair und die Physik

In Abbildung 6 sehen wir die angestrebte Konfiguration: von 40 Gigabit zu 40 Gigabit Transceiver über 90 + 5 + 5 = 100 m STP-Kabel, acht Adern in vier Paaren wie bei 10 GBASE-T, eigentlich "nur" ein Upgrade von letzterem.

Um dies zu erreichen, muss man ein wenig nachdenken. Grundsätzlich gelten die Gesetze von Shannon, nach denen man höchstens zwei Informationsschritte pro Sekunde in ein Hertz zur Verfügung stehender Bandbreite packen kann. Kam man bei 10 Megabit Ethernet noch locker aus, hat man sich schon bei 100 Megabit Gedanken darüber gemacht und eine dreiwertige Codierung verwendet, die auf einem Kabel zu einer benötigten Bandbreite von 33 MHz geführt hat. Bei Gigabit Ethernet über Twisted Pair verwendet man eine fünfwertige Codierung, bei der mittels der Trellis Codierung acht Informationsbits plus ein Kontrollbit in vier fünfwertige Signale konvertiert werden. Bei linearer binärer Leitungscodierung würde man schon für Gigabit Ethernet 500 MHz Bandbreite benötigen, verteilt dies aber zunächst auf vier nachrichtentechnisch unabhängige Kanäle, so dass man auf jedem dieser Kanäle nur noch eine Bandbreite von 125 MHz und durch die mehrwertige Übertragung schließlich nur noch 67,5 MHz pro Richtung benötigt. Durch

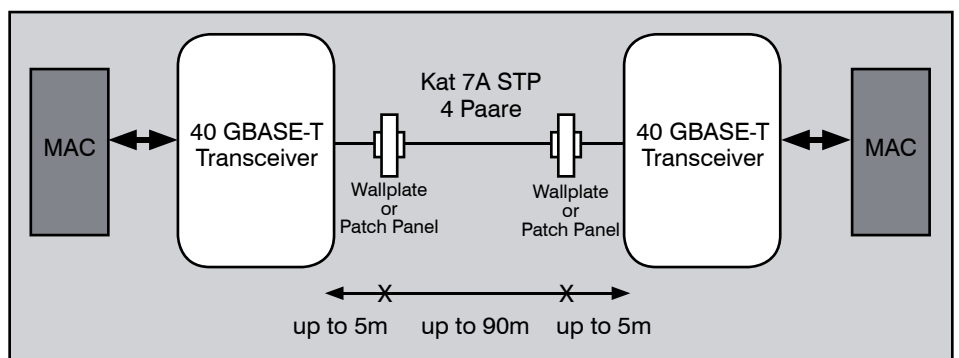


Abbildung 6: Konfiguration

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

den Vollduplexbetrieb werden daraus am Ende wieder 125 MHz pro Drähtchenpaar. Dieses Konzept hat allerdings auch seine Grenzen. Wollten wir die gleiche Vorgehensweise wie bei Gigabit Ethernet vollziehen, kämen eben 320 Bits statt 8 in den Codierer. Vier Gruppen á 80 Bits bringen es auf ca. 4 Millionen unterschiedlicher Zustände pro Gruppe. Eine wesentlich höherwertigere Logik hilft uns da auch nicht mehr weiter.

Abbildung 7 gibt einen zusammenfassenden Überblick über die bei den unterschiedlichen Evolutionsstufen von Ethernet eingesetzten Technologien.

	10BASE-T	100BASE-TX	1000BASE-T	10GBASE-T	POTENTIAL 40GBASE-T
Rate	10 Mb/s	100 Mb/s	1 Gb/s	10 Gb/s	40 Gb/s
Bandwidth	20 MHz	31.25 MHz	62.5 MHz	413 MHz	1000(+) MHz
Efficiency	1 b/s/Hz	3.2 b/s/Hz	16 b/s/Hz	24.2 b/s/Hz	TBD
Modulation	Binary Manchester	MLT3	PAM-5	DSQ-128	TBD
BER	<10 ⁻¹⁰	<10 ⁻¹⁰	<10 ⁻¹⁰	<10 ⁻¹²	<10 ⁻¹²
Pairs	2	2	4	4	4
Reach	100m	100m	100m	100m	100m
Class		Class D	Class D	Class EA	Class FA (?)

Abbildung 7: Technologien bei Ethernet

Die Limits von Shannon sind keineswegs von der Modulationstechnik abhängig. Es ist umgekehrt so, dass sie ein Maß für die Güte einer Modulationstechnik darstellen, weil eine Technik umso besser ist, desto näher sie dem theoretisch überhaupt möglichen Limit kommt.

Sehen wir uns 1000 BASE-T aber einmal genauer an, stellen wir fest, dass es eine Reihe von Annahmen gibt, die damals bei der Definition gemacht worden sind und die bis zum heutigen Tage völlig un widersprochen im Raum stehen. Da geht es z.B. um die Dämpfung. Man nimmt an, welche Bandbreite für die Übertragung zur Verfügung steht. Und diese Annahme wird z.B. im einem Verkabelungsstandard festgelegt. Viele Token Ring Besitzer haben damals auch nur angenommen, dass das Kabel lediglich 16 Mbit/s. schafft, bis sie eines Besseren belehrt wurden. Weiterhin nimmt man an, dass es irreduzible Rauschquellen gibt, wie z.B. das Hintergrundrauschen, das Nebensprechen aus den anderen Kabelpaaren, fremdes Nebensprechen ("Alien Noise") und Rauschen vom Transceiver. Alle diese Annahmen sind ja nett und gut, aber im Grunde genommen beruhen sie auf Phantasie mit Schneegestöber. Damit kommt man meistens unbeobachtet "durch", weil sich die Meisten gar nicht dafür interessieren, wie es wirklich ist, sondern vielmehr lediglich an einer Anweisung interessiert sind, wie weit sie das Kabel abrollen dürfen, damit es noch funktioniert. Diese Situation ist nicht neu und existiert auch bei Funksystemen und Optischen Netzen. Der Markt schreit geradezu nach einem Kästchensystem, nicht mitdenken, sondern abhaken heißt die Devise.

Und wenn man 40 Gigabit/s. auf acht Drähtchen Twisted Pair übertragen möchte, muss man im Wesentlichen zunächst umdenken und die Fakten prüfen.

Abbildung 8 fasst die Störeinflüsse noch einmal zusammen: Nahnebensprechen NEXT von den benachbarten Kabelpaar-

ren, Fernnebensprechen FEXT vom Transceiver und den benachbarten Kabelpaaren, allgemeine Dämpfung und "Alien Crosstalk", also elektromagnetische Interferenz.

Ein kategorisiertes Kabel muss von hoher Qualität mit geringen durch das Material bedingten Abweichungen sein, um die

Anforderungen nach TIA-568 zu erfüllen. Der Standard gibt Bandbreiten vor, in denen bestimmte Eigenschaften erfüllt sein müssen. Dies ist aber nur eine Anforderung auf dem Papier, denn die modernen Kabel erreichen durchaus die gleichen Leistungen bei höheren Bandbreiten. Das hängt hauptsächlich von der Übertragungsgeometrie und den Materialeigen-

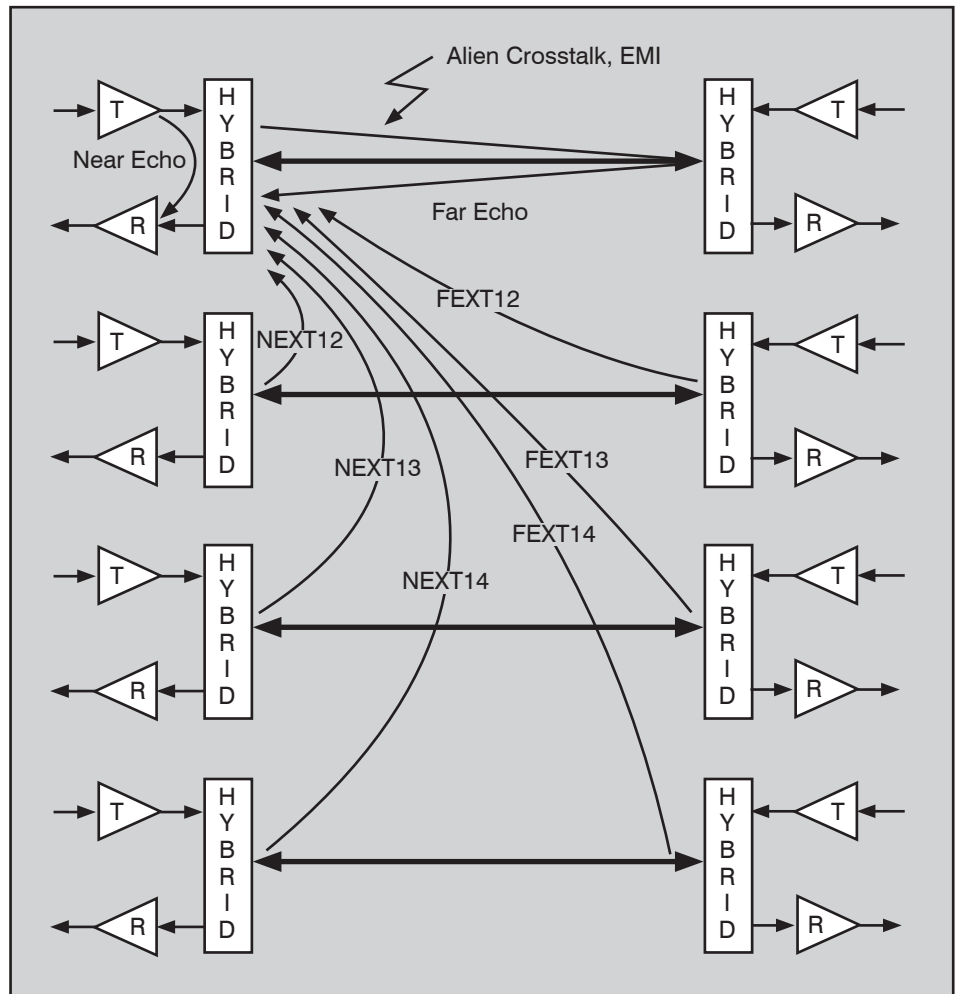


Abbildung 8: Störeinflüsse

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

schaften ab. Geringfügige strukturelle Abweichungen und Unregelmäßigkeiten in den Steckern können diese Werte zwar verschlechtern, aber bei modernen Systemen nicht wirklich wesentlich. Wenn ein Anbieter Ihnen heute den sicheren Betrieb des Kabels bis sagen wir z.B. 600 MHz garantiert, ist das ein Wert, der unter den ungünstigsten Voraussetzungen erzielt wird. Damit das klappt, müssen alle Komponenten viel viel besser sein und erreichen unter normalen Bedingungen sicher 1,5 ... 2 GHz Bandbreite.

Das ist der Grund dafür, warum wir manchmal so schwimmende Grenzen bekommen, bei denen eigentlich laut Standard eine Verbindung nicht mehr funktionieren kann, es in der Praxis mit einem System eines Herstellers aber doch tut.

So kann man z.B. ausrechnen, dass die Kat 7 nach ISO für den Betrieb von 40 GbE grade nicht mehr ausreicht. Es gibt aber durchaus Kat 7-Systeme von Herstellern, die die Übertragungsraten dennoch realisieren könnten. Wir zeigen in der nächsten Abbildung einmal eine solche Darstellung, wieder bezogen auf den Hersteller Nexans. (siehe Abbildung 9)

Die Entwicklung von 40 GBASE-T kann natürlich von den Ergebnissen der 10 GBASE-T-Standardisierung, die teilweise unter großer Mühe zustande kamen, massiv profitieren. Man weiß z.B., dass die Nahnebensprechdämpfung jenseits der 200 MHz schlimmstenfalls um ca. 8 dB wächst und nicht irgendwie ins Unermessliche steigt. Das wäre auch nicht anders zu erwarten gewesen, denn die Nahnebensprechung entsteht durch einen induktiven Effekt, der auf dem betroffenen Adernpaar durch Einstreuung eines elektromagnetischen Feldes, welches von einem anderen Adernpaar erzeugt wird, entsteht. Die Leistung des elektromagnetischen Feldes nimmt aber mit der Frequenz bei gleichbleibender Distanz ab. Das kompensiert die an und für sich mit höheren Frequenzen wachsende "Empfindlichkeit" des anderen Adernpaars für diese Art von Störung deutlich. Diese vergleichsweise lächerlichen 8 dB ließen sich übrigens vollständig wegkompensieren, wenn man die Eingangsleistung, die man an das "störende" Kabel gibt, um etwa 1-2 dB herabsetzt.

Die Fernnebensprechdämpfung ist nämlich z.B. bei 1000 MHz wesentlich geringer als bei 200 oder 500 MHz. Dies hängt wie bei der Nahnebensprechdämpfung schon erläutert mit dem Intensitätsverlust des "störenden" Signals bei höheren Frequenzen zusammen. Eine Extrapolation der Standard-Werte erübrigt sich deshalb. Der FEXT-Wert von 50 dB des LANmark

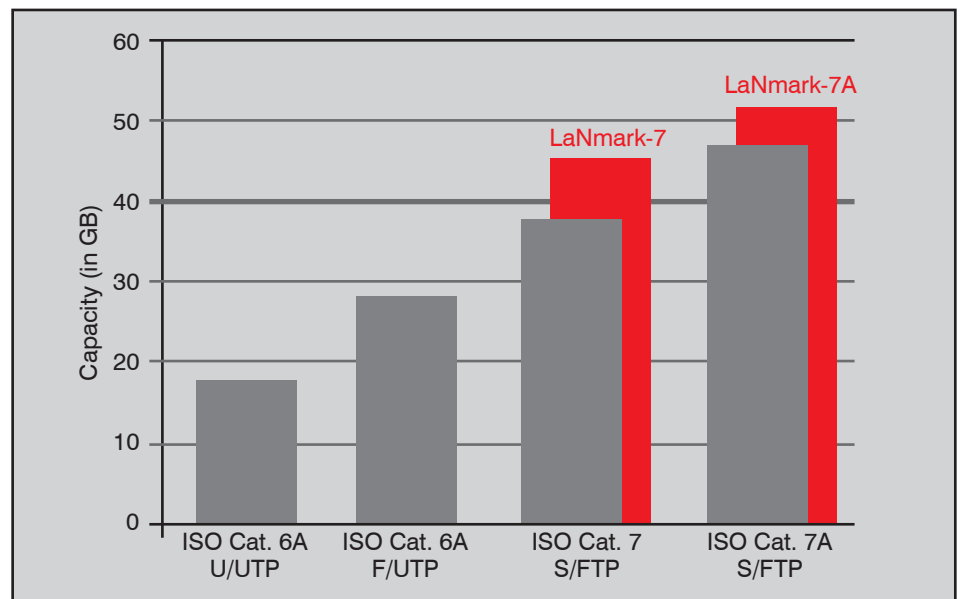


Abbildung 9: "Shannon-Kapazität" für 4-paarige Kabel

Quelle: Nexans

7A-Kabels ist daher weniger ein Verdienst des Herstellers, sondern der Physik als solcher.

Diese Effekte heben sich in gewisser Weise gegenseitig auf. Die Dämpfung durch die Leistungssumme aller Nebensprechdämpfungen werden durch den Begriff "NEXT Power Sum" zusammengefasst. Zwischen 200 und 400 MHz ergibt sich eine erstaunliche Stagnation und erst in Richtung 500 MHz haben wir einen, wenn auch nicht wirklich nennenswerten Anstieg zu verzeichnen. Dieses "Sammelmaß" ist aber letztlich wirklich leistungsbestimmend, denn die genannten Effekte treten in der Realität niemals isoliert, sondern immer zusammen auf.

Eine weitere wichtige Frage ist, ob nicht durch den Betrieb mit höheren Frequenzen durch das Kabel andere Funkdienste gestört werden. Ich sehe ja schon wieder die besorgten Gesichter, die fürchten, dass der Betrieb von 40 Giga-bit Ethernet auf Twisted Pair die heiligen Funkzellen stören könnte. Dem ist definitiv nicht so, weil für 40 GBASE-T nur ein vollständig abgeschirmtes Kabel in Frage kommt. Eine Störung könnte übrigens nur dann entstehen, wenn eine Harmonische der Betriebsfrequenz auf dem Kabel ausgerechnet eine Frequenz in einem WLAN-Bereich hätte und darüberhinaus über die hinreichende Intensität verfügen würde. Damit die Leser diesen Artikel noch zu Ende lesen, will ich das jetzt nicht vorrechnen, aber wie schon gesagt, nimmt die Intensität stark mit der Frequenz ab und das Risiko einer "Bedrohung" durch eine Harmonische von 500, 1000 oder 1200 MHz ist geringer oder höchstens genau so groß wie das Risiko einer Bedro-

hung durch eine Harmonische von 66, 125 oder 250 MHz. Aber, wie gesagt, wegen der Schirmung findet eine derartige Beeinflussung ja überhaupt nicht statt.

Umgekehrt kann man aber auch sehen, was passiert, wenn die Schirmung nicht vorgenommen wird, versagt oder defekt ist: das 10 oder 40 GbE-Nutzsignal würde in den allgemeinen Funkstörungen gnadenlos untergehen! Backgroundstörungen (Grundrauschen) sind nämlich praktisch frequenzunabhängig.

Es gibt aber noch weitere interessante Zusammenhänge. Wie schon weiter oben erwähnt, wurden in der Vergangenheit Verbesserungen hinsichtlich der Bandbreitenausnutzung vor allem dadurch erzielt, dass man statt eines binären Leitungscodes ternäre oder quinäre Signale erzeugt und über das Kabel schickt. So kann man in einem Übertragungsschritt, der ja üblicherweise auch mit dem Maß Baud angegeben wird, mehr Bits pro Sekunde unterbringen. Nun hat alles seinen Preis. Die logischen Niveaus liegen bei mehrwertiger Übertragung enger zusammen und sind deshalb anfälliger gegen Störungen bzw. man muss am Empfänger mehr Aufwand betreiben, um sie ordentlich auseinanderzuhalten und richtig zu decodieren. Letztlich ist auch hier das Signal/Rauschverhältnis maßgebend. Nach einigem Rechnen kommt man zu dem Ergebnis, dass man für zwei logische Niveaus mehr 6 dB mehr Störspannungsabstand benötigt. Das ist ein relativ abstraktes Ergebnis und viele können damit nichts anfangen. In Abbildung 10 sehen wir aber einmal eine etwas andere Darstellung. Betrachtet wird eine Übertragungsstrecke mit Kat 5/5e Kabel,

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

die mit den weiter oben angegebenen Parametern hinsichtlich besserer Dämpfung der bestimmbarer Parameter wie NEXT und FEXT ausgestattet wurde. Die Graphik zeigt an, wie viele Bits pro Sekunde pro Schritt unter den angegebenen Umständen bei einer vorgegebenen maximalen Übertragungsfrequenz untergebracht werden können. Mit Entsetzen sehen wir: es werden immer weniger, desto höher die Frequenz ist. Das raubt uns massiv die Hoffnung, mit einer weiteren wesentlichen Steigerung der logischen Stufen etwas ausrichten zu können.

An und für sich ist dieses Ergebnis nicht unerwartet, weil die Störungen mit der Frequenz insgesamt zunehmen und wir durch die verbesserte Kompensation lediglich das Signal/Rauschverhältnis soweit verbessert haben, dass die gewünschte Distanz so eben grade noch überwunden werden kann. Bei den gemessenen Ergebnissen ist es sogar so, dass wir jenseits der 400 MHz sogar wieder linear binär leitungscodieren müssen.

Die neuen 6/6A/7/7A-Kabel schieben diese Grenze immer weiter nach oben. So können wir bei einem 7/7A-Kabel einen Frequenzbereich von 1000 MHz bzw. 1200 MHz mit verdichteter Leitungscodierung nutzen.

Fasst man diese Voruntersuchung zusammen, ergibt sich Folgendes:

- Die Übertragung von 40 Gigabit/s. auf STP Kat 7 oder 7A ist möglich
- Man benötigt eine Übertragungsbandbreite von 1000 - 1200 MHz
- Die Nahnebensprechdämpfung muss für 40 GBASE-T ggü. Kat. 6A (für 10 GbE) um ca. 20-30 dB reduziert werden
- Die Fernnebensprechdämpfung muss für 40 GBASE-T ggü Kat 6A um 20 dB oder mehr reduziert werden
- Die Launch Power (Einspeiseleistung) sollte zwischen 10 und 12 dBm liegen
- Der Return Loss stellt keine erhöhten Anforderungen. Hier sind die schon mit 6A erreichten 8 dB ausreichend.

Die Gesetze von Shannon setzen keine Grenzen, es wird lediglich etwas komplizierter :-)

Zum Aufbau der Transceiverbausteine

Um den Anforderungen für die Randbedingungen der Übertragung von 40 Gigabit auf STP entsprechen zu können, benötigt man ein Schaltkreisdesign, welches moderne Signalverarbeitungsalgorithmen hinreichend breitbandig mit

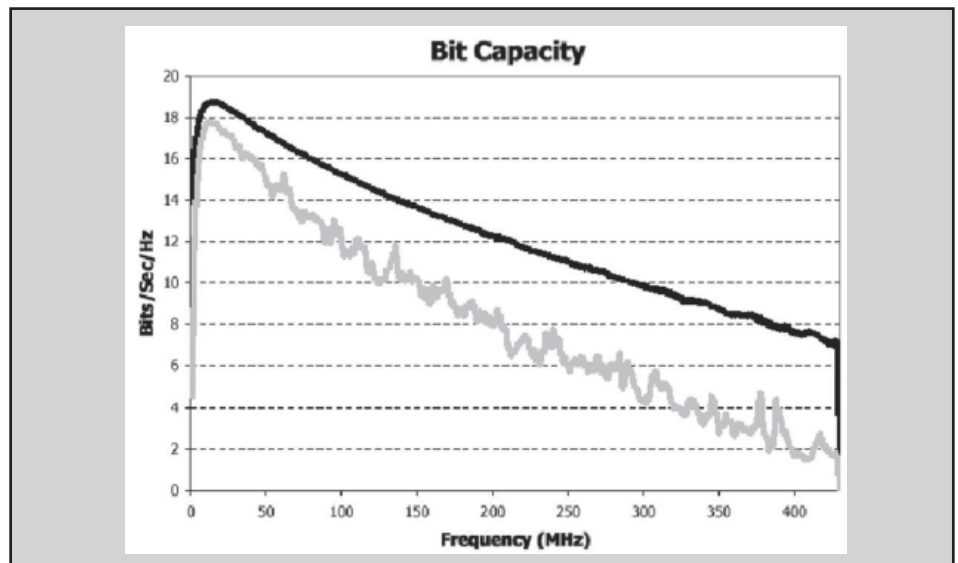


Abbildung 10: "Bitpackrate" vs. Frequenz

Schaltkreisen geringer Leistungsaufnahme realisiert. Dafür benötigt man ein hochparalleles, für diese Zwecke optimiertes Design. Obwohl das im Einzelnen hochinteressant ist, werde ich für die Zwecke dieser Darstellungen nur eine oberflächliche Sicht geben können. Es sind zur Zeit kleinere Firmen, wie z.B. Solar Flare, die sich um das Design entsprechender Schaltkreise bemühen. Dabei müssen sie von sehr ungünstigen Voraussetzungen ausgehen, damit ein Schaltkreis in Serie auch nachher immer funktioniert. Andererseits, wenn man auf die Entwicklung der xDSL-Schaltungen zurückblickt, hat man damit Erfahrung. Auch hier wurden letztlich verschiedene Dinge einfach ausprobiert, um die eigentlich immer angenommenen Grenzen der Übertragungskapazität von Telefonkabeln in der Last Mile zu überwinden. Wie man sieht, mit Erfolg.

Die mögliche Entscheidung ist es, Pulsamplitudenmodulation PAM zu verwenden. Diese Modulationsform hat sich auch bei xDSL bewährt und schafft einen hinreichenden Grad an Designfreiheit ohne von vorneherein Randbedingungen z.B. hinsichtlich der in einen Schritt zu codierenden Informationsmenge fest zu zementieren. Außerdem möchte man 40 Gigabit durch die systematische Weiterentwicklung von 10 GBASE-T erreichen. Das hat mehrere Gründe. 10 GBASE-T ist bewährt und ausgesprochen kostengünstig. Die Anwender besitzen normalerweise bereits eine Struktur, auf der 10 GBASE-T läuft, wenn sie über 40 GBASE-T nachdenken. In alter Tradition wird es nicht das Ziel sein, Chips zu entwickeln, die nur 10 GBASE-T können, sondern autosenkende 1/10/40 GBASE-T-Lösungen, weil

diese es auf viel höhere Stückzahlen bringen und den Anwendern die sanfte Migration erlauben. Die Anforderungen von 40 GBASE-T an die Übertragungseigenschaften der Verkabelung und ihrer Umgebung sind relativ hoch. Im Zuge der Entwicklung passender Chips könnte man diese Anforderungen etwas entzerren oder herunternehmen.

Betrachtet man die dargelegten Zusammenhänge, scheint eine Bandbreite von 1000 MHz auf dem Kabel relativ optimal zu sein. Jenseits der 1000 MHz schlagen bestimmte Effekte relativ böseartig zu und der Aufwand zur Kompensierung wäre hoch, wenn nicht gar unmöglich.

Bei 10 GBASE-T wird eine PAM-16 Modulation benutzt. PAM-16 definiert sechzehn verschiedene Konstellationspunkte in der Kombination von Amplituden- und Phasenlage und kann somit pro Schritt vier Bits codieren. Das ist keine besonders anspruchsvolle Modulationstechnik, vergleichsweise verwendet man z.B. bei den IEEE 802.11a WLANs bis zu 64 Konstellationspunkte in der QAM-64. Ein Ziel bei der Standardisierung ist es aber auch, die Bitfehlerrate zu verbessern. Viele Ethernetstandards arbeiten noch auf den alten Vorgaben der Norm, die lediglich 10 EXP -8 verlangt. Dies ist aber nicht mehr zeitgemäß und der Standard für 10 Gigabit Ethernet auf Fiber definiert PHY-Varianten, die es mindestens auf 10 EXP -12 bringen. Dem möchte man sich auch hier anpassen. Mit einer PAM-16 würde man die allgemeinen Anforderungen von IEEE 802.3 erfüllen. Für eine ordentliche Kombination von Kontrollsignalen und Trellis Codierung braucht man aber eine PAM-16 mit zehn tatsächlich benutzten Konstellationspunkten pro

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

Schritt. Die Trellis Codierung ist mathematisch sehr kompliziert, aber man hat ja bei 1000 BASE-T gesehen, wie gut sie funktioniert und dass es relativ einfach zu sein scheint, entsprechende Schaltungen zu bauen. Für 10 GBASE-T wurde die bisher dreidimensionale Trellis Codierung auf vier Dimensionen erweitert und diese vier Dimensionen werden jeweils auf ein Kabelpaar übertragen. Es ist nicht so ohne Weiteres möglich, die Trellis Dimensionen einleuchtend zu erklären. Aber ich will es einmal versuchen. Bei einer zweidimensionalen Trellis Codierung entsteht eine Fläche, die man sich meinethalben wie ein Fliegengitter vorstellen kann. Jedes Kästchen des Fliegengitters kann wie bei einer hunds-gewöhnlichen Matrix durch zwei Koordinaten adressiert werden. Je nach gewünschter Codierungsdichte nimmt man mehr oder weniger Fliegengitterkästchen, die dann natürlich auch jeweils ein Stück auseinanderliegen. Um jedes Fliegengitterkästchen herum entsteht dadurch ein Feld und wenn z.B. bei der Übertragung eine Koordinate verfälscht wurde, dann lässt sich das ursprünglich "gemeinte" Signal wiedererkennen. Das ist eine systematische Anwendung der Hamming-Distanz aus der einfachen linearen Codierung. Nun wählt man geschickter Weise die Felder nicht so, dass benachbarte Nachrichtenelemente auf benachbarte Codesymbole fallen, sondern man legt sie so weit auseinander, wie möglich. Dadurch kann man eine viel größere Sicherheit gegenüber Fehlern erzielen. Bei einer dreidimensionalen Trellis Codierung wendet man die eben beschriebene Vorgehensweise auf einen Körper an, von mir aus einen Würfel, in dem man die Codesymbole ebenso geschickt unterbringt. Und für die vierdimensionale Trellis Codierung nimmt man eben einen vierdimensionalen Raum, den man mathematisch gut beschreiben kann. Die Idee, eine vierdimensionale Trellis Codierung zu verwenden und dann die vier Dimensionen auf die Kabelpaare abzubilden, ist fast schon als genial zu bezeichnen, weil dadurch ein Modulations-Prozessgewinn entsteht, der sich mittelbar so niederschlägt, dass wir relativ zu uncodierter PAM-16 6 dB gewinnen. 6 dB ist in diesem Zusammenhang sehr viel. Durch die vierdimensionale Trellis Codierung gewinnen wir also diese 6 dB und erhöhen gleichzeitig die Fehlerrate auf z.B. 10 EXP -12. Um diese Fehlerrate zu erzielen, benötigen wir auf der Übertragungsstrecke für die Trellis-Codierung übrigens ein Signal/Rausch-verhältnis von ca. 26 dB.

Wie kommen wir jetzt nur bei 40 GBASE-T weiter? Mit der bislang skizzierten Idee müssten mindestens 12 Bits auf ein

Baud abgebildet werden. Mit einer normalen PAM- oder QAM schaffen wir aber höchstens 8 Bits auf ein Baud bei QAM-256. Die QAM-256 ist aber sehr stör anfällig und letztlich ungeeignet. Statt dessen muss ein weiterer Zwischenschritt bei der Codierung eingeführt werden. Die Information der 12 Bits pro Schritt muss auf eine höherwertige Codierung abgebildet werden, z.B. auf eine ternäre Codierung. 12 Bits ergeben 4096 verschiedene mögliche Zustände. 8 Ternärsymbole ergeben 6561 verschiedene mögliche Zustände, so dass wir auch noch Reserve hätten. Eine einfache Leitungscodierung für Ternärsymbole würde Phase und Amplitude kombinieren, also könnten wir hier direkt PAM-64 nehmen. PAM-64 auf der Leitung ist allerdings auch nicht wirklich optimal, da die einzelnen Signalniveaus doch sehr eng beieinander liegen.

Besser ist allerdings die Verwendung von OFDM, wie wir es aus den WLANs kennen. Das Signal ist außerordentlich stabil. Wir können die PAM-64 Konstellationspunkte direkt für die Modulation der Unterträger verwenden. Die anschließende Signalsynthesierung auf der Basis der iFFT führt bekanntlich zu einem sehr störungsunanfälligen Signal. OFDM ist keineswegs auf die Verwendung bei Funknetzen beschränkt. In DWDM-Systemen ist 40 Gb/sec. pro DWDM-Kanal die aktuelle Basisrate. Für den Übergang zu einer Basisrate von 100 Mb/sec. pro DWDM-Kanal diskutiert man schon seit längerem die Verwendung von OFDM.

Ein 40 GBASE-T-Transceiver entsteht durch Fortsetzung der älteren Wege, die auch bei 10 GBASE-T erfolgreich waren:

- Verschiebung der analogen Signalverarbeitung
- Verbesserung der Codierung
 - traditionell
 - Gallagher LDPC
 - Co-Set-Partitionierung
 - Tomlinson-Harashima
 - 16 oder 64 PAM
 - revolutionär
 - QAM statt PAM
 - OFDM
- Oversampling

Es gibt nämlich eine Reihe weiterer Möglichkeiten zur Verbesserung der Codierung auch ohne OFDM. Gallager's Low Density Parity Check LDPC Block Code z.B. erzielt erhebliche Senkung der BER als Funktion der SNR als konkatenierter Konvolutionscode (Turbo Code). 12 dB Co-Set-Partitionierung sorgt für verbesserte Toleranz gegenüber Rauschen. In Gigabit Ethernet wird 6 dB Co-Set-Partitionierung vorgenommen. 1000 BASE-

T 4DPAM-5 überträgt 5 Niveaus und ist so unempfindlich wie 3 Niveaus. 12 dB CSP 4 DPAM-8 überträgt 8 Niveaus und ist so unempfindlich wie 2 Niveaus. Tomlinson-Harashima Vorcodierung schließlich sorgt für die Reduktion der Komplexität des Empfängers. Sie erlaubt spektrale Signalaufarbeitung im Transmitter zur Reduktion der Einflüsse der Einkopplung von Alien Crosstalk und eliminiert die Weiterpropagation von Fehlern im Decision Feedback Equalizer (DFE), auch bei großen DFE-Koeffizienten.

Es sei allerdings an dieser Stelle der Hinweis erlaubt, dass OFDM sich auf einem anderen Bereich der Übertragungstechnik, nämlich der optischen Übertragung, neuerdings bestens bewährt. Die Ablösung älterer Modulationsverfahren, die man auch als „Lichtmorsen“ bezeichnen könnte, führt zu einer wesentlich besseren Ausnutzung des Frequenzspektrums. So kann man mit OFDM die für ein 100 GbE-Signal benötigte Bandbreite von über 100 GHz auf unter 30 GHz senken. Das bedeutet, dass man mit OFDM 100 GbE über eine Strecke, die nur für 40 GbE ausgelegt wurde, übertragen kann. Das ist ein handfester wirtschaftlicher Vorteil vor allem bei DWDM-Systemen.

Die Transceiverhersteller für optische und elektrische Systeme überlappen sich. Es ist also durchaus möglich, dass ein Hersteller seine Erkenntnisse bei der Implementierung von OFDM-Modulation für optische Übertragung auf die Entwicklung von 40 GBASE-T-Komponenten überträgt.

Ein weiterer Bereich zur Problemlösung ist generell das Oversampling. Es gibt drei Alternativen für Transmitter Front-End: Simple, Baseline, Oversampled. Bei „Simple“: gibt es keine digitale Filterung, 3200 Msymbole/sek., einfache R/C-Signalgglättung, das Sendesignal hängt von ungenauen Analog-Komponenten ab und es gibt keine spektralen Nullstellen bei DC und 1/2T was eine schlechte Rückflusdämpfung bedeutet. „Baseline“: wie „Simple“, aber mit RLC Frontline-Filter mit konstanter Ausgangsimpedanz, zwar immer noch keine ordentlichen spektralen Nullstellen, aber wesentlich bessere Rückflusdämpfung. „Oversampled“: digitale Filterung und Interpolation, 6400 Msymbole/sek., einfache RC Signalgglättung mit Basisfrequenz 1 GHz, wohldefinierte Nullstellen bei DC und 1/2 T, sehr gute Rückflusdämpfung. Möglich ist hier auch das Training von PMA-Sequenzen in Analogie zu Training von OFDM-Symbolen bei schnellem Wireless. Siehe dazu die Abbildungen 11 und 12.

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

All diese Dinge können kombiniert werden, um das 40 GbE100m-Distanzziel auch für Kat.7/7A-Verkabelung zu erreichen. Die Aufgabe der Standardisierung besteht lediglich daraus, die hinsichtlich der Wirtschaftlichkeit, des Stromverbrauchs und der Stabilität günstigste Lösung herauszuarbeiten.

Nach diesen Vorüberlegungen kann man die Anforderungen an die Übertragungsstrecke neu formulieren: für ein aggregiertes Signal/Rauschverhältnis von z.B. 25 - 26 dB über die Strecke müssen die einzelnen fünf SNR Hauptfaktoren um 32 dB liegen. Diese Hauptfaktoren sind:

- Ungleichheiten auf den Kanälen
- Intersymbol-Interferenz ISI
- Echo
- Nahnebensprechdämpfung NEXT
- Fernnebensprechdämpfung FEXT

Die ersten zwei Punkte bekommt man nur durch eine Kombination von Feedforward- und Feedback-Equalizing in den Griff. Man schickt z.B. eine definierte Symbolfolge aus und betrachtet das Ergebnis. Physikalisch gesehen hat jedes der in einer Verkabelung existierenden Kabelpärchen eine andere Bandbreite und eine ggf. minimal abweichende Signalverzögerung. Die Bandbreite drückt auf die Intersymbol-Interferenz und die Signalverzögerung verzerrt das durch die Trellis-Codierung in den vier Dimensionen zusammenhängende 4 X PAM-64 oder OFDM Nutzsignal. Es muss also eine Einsynchronisierung erfolgen. Diese Problematik ist bekannt, seit es Ethernet gibt. Schon bei der Basisversion 10 BASE 5 mussten sich die Empfänger auf das ankommende Signal einsynchronisieren. Das ist der Grund für die Existenz der Präambel im Ethernet Paket. Da auch bei 10 GBASE-T immer noch klassische Ethernet-Pakete versendet werden, steht z.B. der Raum in den Präambeln für derartige Zwecke zur Verfügung. Selbst bei maximal langen Paketen von ca. 1500 Byte sind das 8 Byte Präambel und somit 0,5 % der Gesamtbandbreite. Das reicht in jedem Fall.

Wegen der limitierten Bandbreite muss man vollduplex arbeiten. Die Echokompensation lässt sich also in einem Zug mit der Richtungstrennung durchführen. Allerdings muss ein größerer Aufwand getrieben werden, denn wegen möglicher Fehlanpassungen bei der Impedanz muss man schon auf eine Unterdrückung im Bereich von 40 - 50 dB abzielen.

Die Nahnebensprechdämpfung ist eine hochgradige Störung zwischen benachbarten Receivern. Auch wenn man sich mit der Trellis Codierung noch so große

Mühe gibt, entsteht ein sehr großer Aufwand für die Entzerrung. Auch hier sollte man sicherheitshalber auf 40 dB Entzerrungsleistung abzielen.

Die Fernnebensprechdämpfung wird bei 1000 BASE-T mittels eines Ausgleichsparameters beschrieben (ELFEXT), der aber durch die Schaltungen selbst nicht weiter kompensiert wird. Das kann man sich ab 10 GBASE-T und besonders bei 40 GBASE-T nicht erlauben und muss wenigstens eine FEXT-Unterdrückung im Bereich von 20 dB erzielen.

Wie schon gesagt, um diese Anforderungen, die zu einem SNR von ca. 26 dB führen, erfüllen zu können, benötigt man ein komplexes Schaltungsdesign unter massiver Nutzung paralleler Strukturen. Man

darf nicht vergessen, dass ein Teil der Arbeit ja auch in analoger Signalverarbeitung besteht, die sich im Gegensatz zur rein digitalen Verarbeitung nicht völlig beliebig zusammen integrieren lässt.

Um die geforderte Leistung zu erreichen, muss man einen MIMO (Multiple Input Multiple Output) Schaltkreis bauen, der alle auftretenden Signalströme als Matrixfilter gleichartig behandelt. Dieser Matrixfilter hat eine Reihe von Vorzügen. So ist z.B. die Nebensprechunterdrückung ein immer gleichzeitig auftretender Vorgang. Ein Kabelpaar wird die anderen Kabelpaare i.w. gleichartig stören, weil die Störung ja mit dem gleichen Ausgangssignal entsteht. Die Nebensprechunterdrückung für NEXT 1,2, NEXT 1,3 und NEXT 1,4, also die drei Einflüsse, die von Kabelpaar

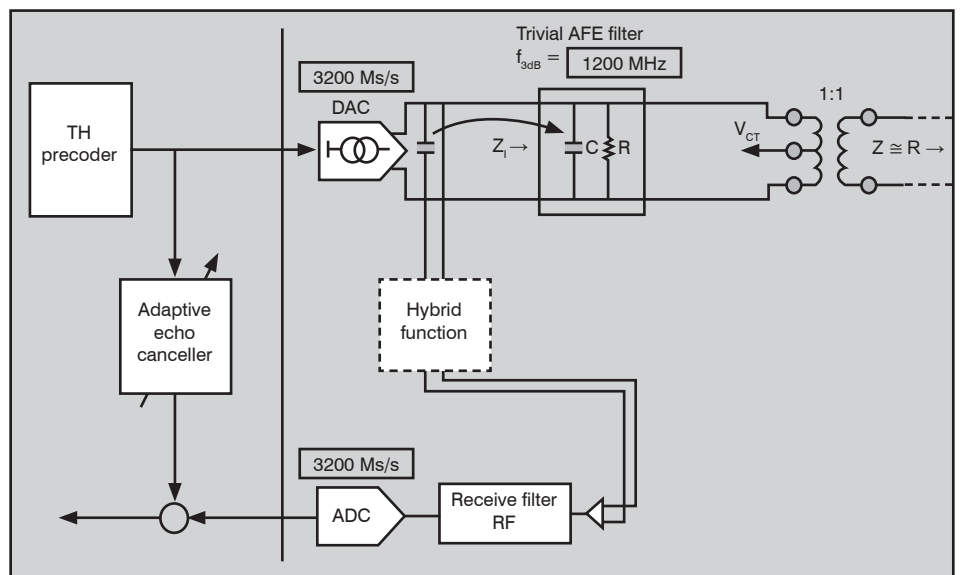


Abbildung 11: Transmitter Front-End "Simple"

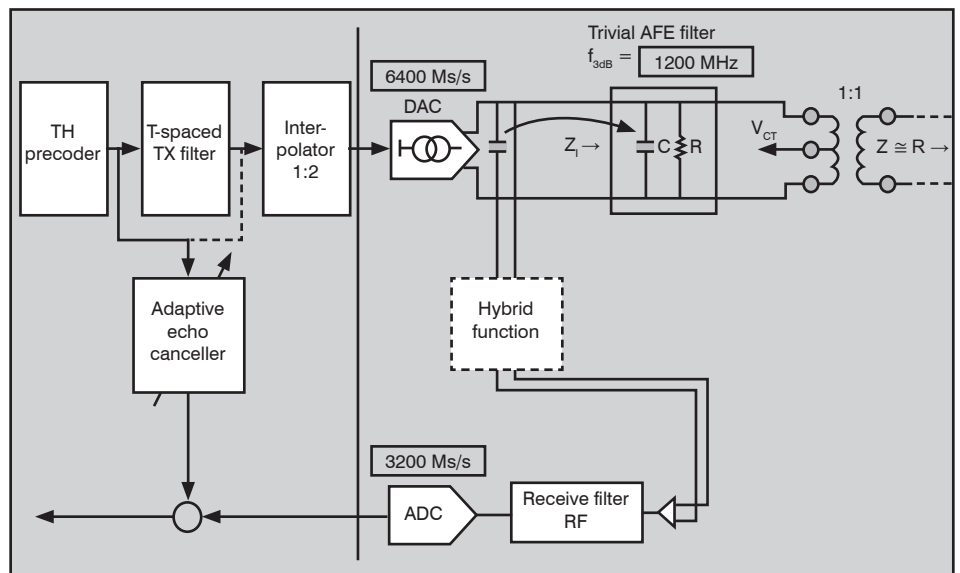


Abbildung 12: Transmitter Front End "Oversampled"

40 GBASE-T: jetzt kommt es doch!

1 auf die Kabelpaare 2,3, und 4 ausgeübt werden, sind sehr ähnlich, werden aber z.B. im Rahmen des 1000 BASE-T-Designs an drei verschiedenen Stellen lokal zu den jeweils gestörten Kabelpaaren ausgeführt. Diese Operation kann man z.B. geeignet zusammenfassen. Durch entsprechende Korrelationsfunktionen kann die Interferenz zwischen den Kanälen weiter gesenkt werden. Bei 1000 BASE-T tut man noch immer so, als sei jedes Signal in jedem Moment überraschend und völlig neuartig. Das stimmt natürlich überhaupt nicht, denn man kennt das Signal sehr gut, weil man es doch im Schaltkreis selbst erzeugt. Ein entsprechend ausgestatteter Schaltkreis könnte z.B. Signale erzeugen, die von vorne herein so beschaffen sind, dass sie in einer bestimmten Umgebung weniger Störungen erzeugen als ein unbearbeitetes Signal.

Diese Korrelationsfunktionen kann man aber nur dann ausführen, wenn man das gesamte Signal in einem Schaltkreis vorliegen hat und nicht wie bislang auf vier getrennte, miteinander nicht in Verbindung stehende Schaltkreise aufteilt.

Es sollte klar sein, dass es nicht reicht, diese Korrelationen nur auf der Senderseite vorzunehmen.

Der Transmitter muss eine Linearität von mehr als 50 dB aufweisen, der hybrid aufgebaute Empfänger ebenfalls. Insgesamt benötigt man eine Operationstakttrate von ca. 833 MHz.

Das bedeutet, dass man die Schaltung wie bisher in konventioneller CMOS-Technologie ausführen kann.

Über die Schirmung muss man gesondert nachdenken. Wenn man ein System für UTP-Kabel entwickelt, kann man das nicht so ohne Weiteres auf geschirmte Umgebungen übertragen. Die Schirmung selbst führt zu einem weiteren Störeinfluss durch Reflexionen am Schirm. Man muss diese durch die Kompensation für das allgemeine Grundrauschen in den Filtern abdecken. Andererseits entspricht das reflektierte Signal ja dem Signal auf den Adernpaaren mit einem äußerst geringen Zeitversatz und sollte auch im Rahmen der Echo-Kompensation abgefiltert werden können.

Insgesamt werden die 40 GBASE-T-Lösungen vom allgemeinen Entwicklungsprozess bei den integrierten Schaltungen profitieren, weil bekannte Standard-Prozesse benutzt werden können, mehrere Transceiver zusammen integriert werden können und ein beachtliches Marktpotential besteht.

Wie wir in den letzten zwei Jahren gesehen haben, ist die Entwicklung von 10 Gigabit Ethernet zwar zügig vorangegangen, es gab jedoch auch einige technologische Verwerfungen. Wie schon mehrfach berichtet, übertreffen bei 40 GBASE selbst die Vorserienprodukte im optischen Bereich die Vorgaben des Standards deutlich. Alleine die Androhung von 40 GBASE-T wird dazu führen, dass die Hersteller von optischen Komponenten noch mehr auf die Tube und auf die Preise drücken.

Konsequenzen für Corporate RZ-Infrastrukturen

Wie üblich hat IEEE 802 dafür gesorgt, dass die konventionellen Glasfaservarianten einen Vorsprung bekommen, damit sie verkauft werden. Erste 40 GBASE-T-Boards werden wir schon Ende 2012 sehen. Dies liegt eindeutig innerhalb der Lebensspanne heute neu geplanter Verkabelungslösungen. Also müssen diese dementsprechend ausgelegt werden.

Mit absoluter Sicherheit reicht eine durchgängige Kat 7A-Verkabelung für 40 GbE aus. Man kann noch über den Stecker diskutieren, aber es ist kein Grund zu sehen, warum nicht sowohl der GG45 als auch der Siemon-Stecker hinreichend funktionieren sollten.

Da manche Unternehmen (eigentlich nur in Deutschland) die Diskussion über Kabel und Stecker mit der emotionalen Qualität eines Religionskrieges führen, möchte ich mich an dieser Stelle nicht weiter zu den unterschiedlichen Vorstellungen der Hersteller äußern und setze auf die normative Kraft des Marktes.

Interessant ist natürlich auch die Frage, was mit einer Kat 7-Verkabelung ist, die ja schon vielfach installiert ist. Hier kommt es darauf an, ob die Verkabelung die Spezifikation nur grade eben erreicht oder ob aufgrund der Konstruktion durch den Hersteller eine entsprechende Leistungsreserve besteht. Ich habe mit Absicht die gesamte Darstellung der Transceiver-technik auf eine Taktrate von 833 MHz abgestimmt, man könnte natürlich auch höhere Raten nehmen. Aber eine Rate in diesem Bereich passt optimal zum bestehenden VLSI-Prozess. Die Verwendung höherer Raten wird ggf. zu Problemen mit diesem Entwurfsprozess führen, aber das weiß man nicht genau, denn dieser Prozess macht manchmal Sprünge. Eine Taktrate von 833 MHz würde es aber ermöglichen, dass auch eine Kat.7-Verkabelung für 40 GBASE-T reichen würde. Hier müssen wir einfach noch ein wenig abwarten, was ISO

11801 zu dem Thema sagt.

Bei Längen im besonders interessanten Bereich zwischen 30 und 50 m könnte es durchaus sein, dass neuere Kat.7-Kabel, die bereits vom Hersteller mit über der Spezifikation liegenden Qualitätsparametern ausgeliefert wurden, ebenfalls für 40 GBASE-T ausreichen. Das muss man wirklich im Einzelfall durchmessen und ausprobieren, aber der Versuch kann sich durchaus lohnen.

Eine Kat 6A-Verkabelung reicht aber definitiv nicht.

Der Autor ist bekannt dafür, die Meinung zu vertreten, dass 40 GbE keine strategische Lösung, sondern nur ein gegebenenfalls nötiger Zwischenschritt auf dem Weg zu 100 GbE ist. Die spannende Frage ist also: kommt 100 GBASE-T?

Das kann hier nicht abschließend beantwortet werden, aber es gibt durchaus Anzeichen für eine positive Beantwortung dieser Frage. Die optischen Kurzstreckenlösungen 40 GBASE-SR und 100 GBASE-SR arbeiten mit 4 bzw. 10 parallelen Multimode-Gradientenindexprofilfasern, die man nur deshalb als lediglich ein Kabel wahrnimmt, weil sie in einem gemeinsamen Mantel sitzen und einen einheitlichen multiplen Stecker haben (MPO).

Wie dargestellt, waren die Tests der Pennsy für 50 und nicht für 40 GbE. Eine nahe liegende Lösung ist es also, anstelle eines Kabels mit 4 Paaren eines mit 8 Paaren zu verwenden, die jeweils einzeln und dann nochmals zusammen abgeschirmt sind. Besonders beim GG-45-Stecker sehe ich die Möglichkeit, ihn ohne großen Aufwand zu einem doppelt so breiten Stecker für 8 Paare zu erweitern. Und das wäre die Basis für 100 GBASE-T. Noch einfacher wäre natürlich die Verwendung zweier paralleler Strecken.

Verkabelungssysteme werden auch heute noch für recht große Zeiträume geplant. In diesem Zusammenhang kann man nur dazu raten, in kritischen Bereichen wie dem RZ das beste Kabel zu verbauen, was die Industrie zum Installationszeitpunkt anbietet. Nur dann hält man sich die Möglichkeit offen, auch in Zukunft mit einer kupferbasierten strukturierten Verkabelung zu arbeiten.

Der durch die Technologie-Entwicklung implizierte fortlaufende Konzentrationsprozess wird nämlich dauerhaft und zwangsweise zu immer höheren Übertragungsraten auf den jeweiligen Leitungen führen.

Jetzt Leser werden!

ComConsult informiert Sie mit einer eigenen Zeitschrift monatlich über Hintergründe aktueller Netzwerk- und IT-Technologien. Die Verteilung des Netzwerk Insiders erfolgt ausschließlich als persönliche Zustellung via E-Mail im PDF-Format.

Der Netzwerk Insider liefert Ihnen:

- **herstellerneutrale und kritische Information** zu Netzwerk-Technologien aus dem Blickwinkel des Anwenders. Wir wollen klarstellen, ob eine neue Technik für den Anwender wirklich mit Vorteilen verbunden ist und ob sich der Einsatz lohnt
- Bewertung der entstehenden Betriebsaufwände neuerer Technologien. Wir wollen weg von der Anbetung von Technologie-Götzen hin zu einer **Kosten-Nutzen-orientierten Betrachtungsweise**, die auch den Betrieb einer Technik einbezieht
- Informationen auf dem neuesten Stand der Technik sobald sie für den Anwender relevant sind mit dem **Insider-Wissen führender Netzwerk-Spezialisten**. Zum richtigen Zeitpunkt in die richtige Netzwerk-Technik investieren, Fehlentwicklungen vermeiden



Jetzt online registrieren!

www.comconsult-research.de/insider/registrierung/

Ja, ich möchte den Netzwerk Insider abonnieren

Der Bezug dieser Zeitschrift ist eine kostenfreie Dienstleistung der ComConsult Akademie. Um die monatliche Zusendung zu gewährleisten, müssen Sie sich in unseren E-Mail-Verteiler eintragen lassen. Sie werden darüber hinaus auch über unsere aktuellen Seminare und Kongresse informiert.

Faxen Sie uns diesen Abschnitt an **02408/955-399** oder mailen Sie an **insider@comconsult-akademie.de** oder melden Sie sich online an: **www.comconsult-research.de/insider/registrierung**

Selbstverständlich können Sie den Bezug des Netzwerk Insiders und der Informationen per E-Mail jederzeit kündigen. Wir gehen mit Ihren persönlichen Daten streng vertraulich um. Ihre E-Mail-Adresse speichern wir ausschließlich zu dem Zweck, Ihnen in eigener Sache wichtige Informationen zukommen zu lassen. Ihre Daten werden nicht an Dritte weitergegeben.

Vorname _____

Nachname _____

Firma _____

Telefon/Fax _____

Straße _____

PLZ, Ort _____

E-Mail _____

Unterschrift _____

Impressum

Verlag:
ComConsult Research Ltd.
64 Johns Rd
Christchurch 8051
GST Number 84-302-181
Registration number 1260709
German Hotline of ComConsult-Research: 02408-955300

E-Mail: insider@comconsult-akademie.de
<http://www.comconsult-research.de>

Herausgeber und verantwortlich
im Sinne des Presserechts:
Dr. Jürgen Suppan
Chefredakteur: Dr. Jürgen Suppan



LANmark-7A

Gateway für

40G

Ein Kupfersystem mit 40G Kapazität verhilft Rechenzentren zur einfachen Migration

Die Frage nach Medien mit höheren Geschwindigkeiten wird das Ethernet bald auf 40G treiben. Nexans LANmark-7A Verkabelung mit GG45 bietet mit seiner 40G Kapazität eine clevere, kosteneffektive Migration von 10G auf kommende Generationen von

Aktivkomponenten. Das System verwendet traditionelle RJ45-Verbindungskabel zur Unterstützung bekannter Anwendungen der Kategorie 5e, 6, und 6A. Wechseln Sie einfach die Patchkabel und nutzen Sie die Leistungen von Kategorie 7A. Seien Sie vorbereitet

und entscheiden Sie sich schon heute für LANmark-7A mit GG45.

Die Zukunft war noch nie so sicher.

40G