

Reduktion von Nachbarkanalstörungen in OFDM-Systemen (DVB-C2)

Philipp Hasse, Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, Germany, hasse@ifn.ing.tu-bs.de,
Jörg Robert, Friedrich-Alexander Universität Erlangen-Nürnberg, Lehrstuhl für Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Kommunikationstechnik (LIKE), Germany, joerg.robert@fau.de

Kurzfassung

Die zweite Generation des Standards für die Übertragung digitaler Signale in Rundfunkkabelnetzen (DVB-C2) verwendet Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) als Übertragungsverfahren. Ein typisches Leistungsdichtespektrum eines OFDM-Signals weist Anteile außerhalb des aktiven Trägerbereiches auf. Diese Anteile werden auch Out-of-Band-Emissionen (OoB) genannt und sind eigentlich ein Teil des OFDM-Nutzsignals, das jedoch in spektral benachbarten Kanälen zu Störungen führen kann. Eine Filterung des Sendesignals zur Begrenzung auf die Kanalbandbreite ist insbesondere bei den für DVB-C2 spezifizierten höheren Modulationsstufen, wie der 1024- und der 4096-QAM, mit Nachteilen wie der Degradation der Signalqualität von Randträgern oder mit Inter-Symbol-Interferenz verbunden. Um diese Effekte zu minimieren, wird in diesem Beitrag eine Methode vorgestellt, die die systembedingten Störanteile außerhalb der Kanalbandbreite mit Hilfe von Filtern kurzer Impulsantwort reduziert, wobei die durch die Filterung verursachten linearen Verzerrungen des aktiven Spektrums des Nutzsignals durch eine Vorverzerrung des OFDM-Signals kompensiert werden.

1. Einleitung

Die zweite Generation des Standards für die Übertragung digitaler Signale in Rundfunkkabelnetzen (DVB-C2) verwendet Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) als Übertragungsverfahren [1]. Grund sind die vielfältigen Vorteile von OFDM gegenüber der bei DVB-C noch genutzten Einträgermodulation. So besitzt OFDM eine höhere Robustheit gegenüber typischen Störungen in Kabelnetzen und ermöglicht eine flexiblere Parametrierung des Signals selbst, beispielsweise bzgl. der Skalierung der Signalbandbreite oder der individuellen Zuordnung einzelner Subträger zu einem zu übertragenden Service [3]. Zudem ermöglicht die relativ einfache Entzerrung der empfangenen OFDM-Signale mit Hilfe von Pilotträgern erst die Nutzung einer sehr hohen spektralen Effizienz von bis zu 10,8 bps/Hz.

1.1. Out-of-Band-Emissionen

Ein typisches Leistungsdichtespektrum eines OFDM-Signals ist in Bild 1 dargestellt. Es handelt sich hierbei um ein DVB-C2-ähnliches OFDM-Signal, welches aus 3409 aktiven Subträgern besteht, die im Frequenzbereich in einem Abstand von etwa 2232 Hz nebeneinander angeordnet sind. Dies führt zu einer effektiven Bandbreite des Signals von 7,61 MHz, sodass das Signal in einem derzeit üblichen Kanalraaster von 8 MHz übertragen werden kann. Die effektive Bandbreite von 7,61 MHz entspricht hierbei der minimalen Bandbreite, mit der ein DVB-C2-Signal konfiguriert werden kann. Der charakteristische Verlauf des Spektrums – in der Abbildung relativ zur Mittenfrequenz des Kanals dargestellt – ergibt sich hierbei aus der Überlagerung der spektralen Anteile jedes einzelnen Subträgers des OFDM-Signals. Man erkennt jedoch auch Anteile des Spektrums jenseits der Kanalgrenzen. Diese Anteile wer-

den auch Out-of-Band-Emissionen (OoB) genannt und sind eigentlich ein Teil des OFDM-Nutzsignals.

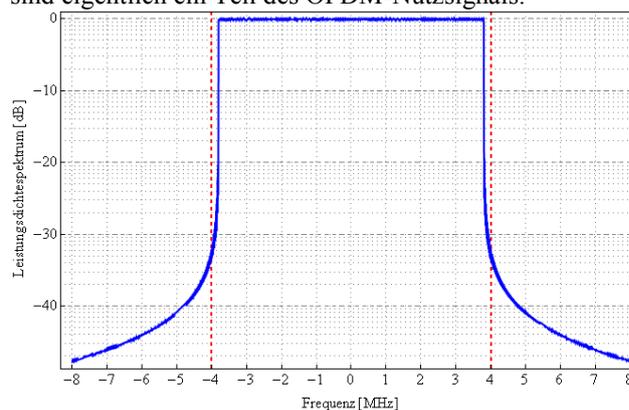


Bild 1 Darstellung der spektralen Leistungsdichte eines DVB-C2-ähnlichen OFDM-Signals in einem 8 MHz Kanal. Die aktive Bandbreite beträgt 7,61 MHz.

Wie in Bild 1 zu erkennen, liegt die mittlere Leistungsdichte an den Kanalgrenzen (bei ± 4 MHz in einem traditionellen 8 MHz-Kanalraaster) etwa 30 dB unter der mittleren Signalleistung. Die Flanken des OFDM-Spektrums an den Kanalgrenzen stellen somit die kritischsten Bereiche dar in Bezug auf eine mögliche Störung von Signalen in spektral benachbarten Kanälen.

Praktisch sind diese eine Ursache der zeitlichen Begrenzung eines OFDM-Symbols und den Diskontinuitäten beim zeitlichen Übergang zwischen den OFDM-Symbolen (siehe Bild 2). Bei einer gemittelten Darstellung des Spektrums eines OFDM-Signals, wie dies in Bild 1 durch die spektrale Leistungsdichte gezeigt wird, folgt der Verlauf der Out-of-Band-Emissionen der Überlagerung von $\sin(x)/x$ -Funktionen der aktiven Subträger, wie diese bei der analytischen Fouriertransformation aufgrund der zeitlichen Begrenzung eines OFDM-Symbols zu erwarten sind.

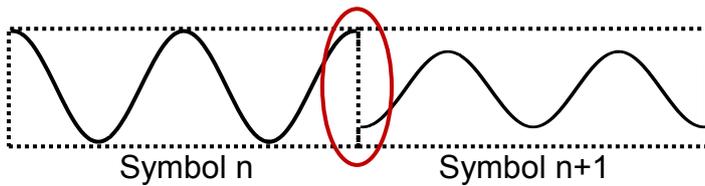


Bild 2 Schematische Darstellung zweier OFDM-Symbole im Zeitbereich und der Diskontinuität des Signals an den Symbolgrenzen.

Der DVB-C2-Standard selbst [1] beinhaltet keine Vorgaben für eine Filterung des DVB-C2-Signals zur Reduktion von Out-of-Band-Emissionen. In den Implementation Guidelines [2] zur DVB-C2-Spezifikation, welche eine umfangreiche Sammlung zusätzlicher Informationen zur Spezifikation darstellen, sind Methoden zur Filterung eines DVB-C2-Signals, insbesondere im Hinblick auf die unterstützten hohen Modulationsstufen, bisher noch nicht beschrieben. Die in diesem Beitrag aufgezeigte Erweiterung einer traditionellen Zeitbereichsfilterung durch Vorverzerrung der OFDM-Symbole im Frequenzbereich stellt jedoch eine Möglichkeit einer Filterung dar.

1.2. Einfluss der Filterung

Eine (traditionelle) Filterung des Sendesignals zur Begrenzung des Spektrums auf die Kanalbandbreite ist bei den für DVB-C2 spezifizierten höheren Modulationsstufen, wie der 1024- und der 4096-QAM, mit erheblichen Nachteilen verbunden. Durch eine analoge oder auch digitale Filterung werden die OoB-Anteile des Signals zwar reduziert, diese sind jedoch ein Teil des OFDM-Nutzsignals. Eine derartige Filterung beeinflusst die in den äußeren Bereichen des Signalspektrums gelegenen OFDM-Subträger negativ, sodass deren mittlerer Fehler (im Vergleich zum idealen Signal) erhöht, bzw. der MER (Modulation Error Ratio) wesentlich gemindert wird. [4]

Prinzipiell spielen bei der Filterung zwei Aspekte eine Rolle, die die Signalqualität maßgeblich beeinflussen:

1. die Restwelligkeit der Übertragungsfunktion im aktiven Spektrumsbereich des Nutzsignals,
2. die zeitliche Dauer der Impulsantwort des Filters und das damit verbundene Übersprechen zwischen aufeinander folgenden OFDM-Symbolen im Zeitbereich (Inter-Symbol-Interferenz).

Bei der Auswahl eines entsprechenden Filters ist somit sowohl die Minimierung der Restwelligkeit als auch die Minimierung der zeitlichen Dauer der Impulsantwort von Interesse. Weiterhin müssen je nach Einsatzzweck auch die Flankensteilheit des Filters, sowie die Unterdrückung im Sperrbereich Berücksichtigung finden. Eine Optimierung aller Faktoren ist hierbei insbesondere in Bezug auf die Länge der Impulsantwort und die damit einhergehenden Inter-Symbol-Interferenzen entsprechend dem „Zeitgesetz der Nachrichtentechnik“ nur begrenzt möglich. [5] Aus Sicht der Dekodierung eines DVB-C2-Signals wird der Einfluss der Restwelligkeit der Übertragungsfunktion, ähnlich wie jedwede lineare Verzerrung auf dem Übertra-

gungskanal, durch die Kanalschätzung mittels der Pilote miniert. Hierbei ergibt sich jedoch die Problematik, dass insbesondere für hohe Konstellationsgrößen (4096-QAM) der verfügbare Signal-zu-Rauschabstand (SNR) des Übertragungsweges (Kabelnetzwerke) bereits nahezu ausgeschöpft ist. Ein übermäßiger Pegelunterschied innerhalb des Sendesignals, insbesondere im Bereich der Randträger eines DVB-C2-Signals, verursacht durch die Restwelligkeit, hat somit relevanten negativen Einfluss auf die Signalqualität per Subträger des OFDM-Signals.

Die Optimierung der Restwelligkeit im Durchlassbereich und der Flankensteilheit des Filters in Bezug auf die OoB-Signal-Unterdrückung über die Kanalgrenzen hinaus ist nur möglich, wenn die Impulsantwort entsprechend lang gewählt wird. Übersteigt die zeitliche Dauer der Impulsantwort die zeitliche Länge des Schutzintervalls eines OFDM-Symbols, kommt es zu Übersprechen zwischen den Symbolen im Zeitbereich.

Aufgrund der durchweg guten Übertragungsbedingungen in Kabelnetzen maßgeblich in Bezug auf Störungen durch Signalechos wurden bei der Erstellung des DVB-C2-Standards die verfügbaren Schutzintervalllängen auf $1/64$ und $1/128$ der Nutzsignaldauer T_U eines OFDM-Symbols beschränkt. Messungen und Umfragen unter Kabelnetzbetreibern haben hierbei gezeigt, dass Echos im Verteilnetz des Kabelnetzes zu vernachlässigen sind und Echos größerer Amplitude maßgeblich in der hausinternen Verteilung auftreten und somit zeitlich beschränkt sind [6]. Die zur Verfügung stehenden zeitlichen Längen der Schutzintervalle bei DVB-C2 mit $3,5 \mu\text{s}$ und $7 \mu\text{s}$ sind somit für eine Zeitbereichsfilterung ohne Übersprechen nur bedingt geeignet.

2. Filterung mit Vorverzerrung

Im vorherigen Abschnitt wurden die Nachteile einer Zeitbereichsfilterung des Ausgangssignals eines OFDM-Systems dargestellt, die je nach Auslegung des Filters zu linearen Verzerrungen des aktiven Spektrums, oder gar zu Inter-Symbol-Interferenzen innerhalb des Signals führen können. Die in diesem Artikel vorgeschlagene Lösung sieht eine Erweiterung der Filterung durch den Einsatz einer Vorentzerrung der aktiven Träger des OFDM-Signals vor.

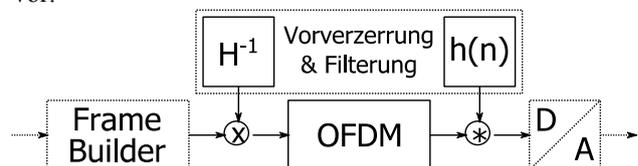


Bild 3 Schematischer Aufbau der Filterung zur Reduktion von Nachbarkanalstörungen unter Anwendung einer der der Filterübertragungsfunktion reziproken Vorverzerrung der aktiven Träger des OFDM-Signals. Der Frame-Builders ist die letzte Verarbeitungsstufe des Übertragungssystems (beispielsweise DVB-C2) vor der eigentlichen OFDM-Signalgenerierung.

In Bild 3 ist der senderseitige schematische Aufbau einer solchen Filterung dargestellt. Auf der linken Seite ist mit dem Frame-Builder die letzte Verarbeitungsstufe des Übertragungssystems vor der eigentlichen OFDM-Signalgenerierung dargestellt. Im Falle von DVB-C2 als Übertragungssystem liefert der Frame-Builder hierbei den Eingangsvektor für die sich anschließende inverse (diskrete) Fourier-Transformation (IDFT) und die Einfügung des Schutzintervalls, deren Verarbeitungsstufen in Bild 3 im Block „OFDM“ zusammengefasst sind.

Die Filterung des Signals erfolgt in diesem Aufbau nach der Generierung des OFDM-Symbols durch Faltung des Signals mit dem Filter-Kernel $h(n)$, respektive der Impulsantwort $h(t)$. Die hierbei durch die Filterung erzeugten linearen Verzerrungen des aktiven Signalspektrums des Sendesignals werden durch eine Multiplikation (Vorverzerrung) der aktiven Träger vor der OFDM-Generierung mithilfe der inversen Übertragungsfunktion H^{-1} des Filters kompensiert. Die Berechnung der inversen Übertragungsfunktion H^{-1} ist hierbei je nach eingesetztem Filter analytisch möglich (am Beispiel des Transversalfilters) oder durch Transformation der Impulsantwort in den Frequenzbereich.

Da bei einer Filterung im diskreten Zeitbereich der Einfluss des Filters auf diejenige Bandbreite begrenzt ist, die durch die Abtastfrequenz vorgegeben wird, ist es essentiell, dass das Signal bei der Durchführung der Filterung im Anschluss an die OFDM-Generierung eine höhere Bandbreite (und somit Abtastfrequenz) besitzt, als das eigentliche aktive Spektrum des OFDM-Signals, welches durch das Signal repräsentiert werden soll. Ist dies nicht der Fall, so ist intuitiv ersichtlich, dass die Anwendung der Vorverzerrung des aktiven Spektrums auf Basis der inversen Filterfunktion den Einfluss des Filters direkt aufhebt, da das Filter lediglich auf das aktive Signalspektrum angewendet würde.

Eine entsprechend notwendige Überabtastung des Signals kann hierbei prinzipiell durch zwei Methoden durchgeführt werden:

1. Die Größe der IDFT, die zur Erzeugung des Zeitbereichssignals angewendet wird, wird erhöht, wobei die ungenutzten Subträger des Eingangsvektors der IDFT durch sogenanntes Zero-Padding, also mit Nullwerten aufgefüllt werden. Das so generierte Zeitbereichssignal weist eine entsprechend höhere Bandbreite (bei gleichbleibender Anzahl aktiver Subträger) auf und ermöglicht so die diskrete Filterung der Out-of-Band-Emissionen jenseits des aktiven Spektrumsbereiches.
2. Das Ausgangssignal der OFDM-Generierung wird vor der eigentlichen Filterung im Zeitbereich in der Abtastfrequenz durch entsprechendes Resampling erhöht. Die sich anschließende Filterung wird dabei sowohl zur Reduktion der Out-of-Band-Emissionen jenseits des aktiven Spektrumsbereiches als auch zur Unterdrückung der Wiederholerspektren, die durch das Resampling entstehen, angewendet.

Bei der OFDM-Generierung, also der Anwendung der IDFT und der Einfügung des Schutzintervalls, handelt es

sich wie auch bei der Filterung um ein linear zeitinvariantes System, sodass die Vorverzerrung der aktiven Träger mit der inversen Übertragungsfunktion des Filters nach der Filterung wieder ein Signal mit flachem Spektrumsverlauf erzeugt, welches dem unverzerrten und ungefilterten Spektrum entspricht. Dies gilt jedoch nur solange, wie ein Empfänger auf das eigentliche Signal, respektive die OFDM-Symbolfolge synchronisiert ist, und die zeitliche Länge der Impulsantwort nicht zu Übersprechen zwischen den Symbolen über das Schutzintervall hinaus führt.

Im DVB-C2-Standard [1] wird für die OFDM-Signalgenerierung zeitkontinuierlich beschrieben, welche nachfolgend in einer leicht modifizierten Form dargestellt ist:

$$s(t) = \sum_m \left[\delta(t - \Delta - m \cdot T_S) * \left(\text{rect} \left(\frac{t}{T_S} + \Delta \right) \cdot \sum_k c_{m,k} \cdot e^{i2\pi \frac{k}{T_U} t} \right) \right]$$

Die eigentliche IDFT über die Subträger k mit den Koeffizienten $c_{m,k}$ ist hierbei frequenzdiskret (mit T_U als Länge des Symbols ohne Schutzintervall) aber zeitkontinuierlich dargestellt. Ein OFDM-Symbol wird auf die zeitliche Länge $T_S = T_U + \Delta$ inklusive des Schutzintervalls Δ beschränkt und dem jeweiligen Symbol mit laufendem Index m zugeordnet.

Wird die Filterung inklusive der Vorverzerrung über die inverse Filterfunktion eingebracht, so ändert sich die Darstellung wie folgt:

$$s(t) = h(t) * \sum_m \left[\delta(t - \Delta - m \cdot T_S) * \left(\text{rect} \left(\frac{t}{T_S} + \Delta \right) \cdot \sum_k H^{-1} \left(\frac{k}{T_U} \right) \cdot c_{m,k} \cdot e^{i2\pi \frac{k}{T_U} t} \right) \right]$$

Über entsprechende Umformungsschritte lässt sich zeigen, dass die Anwendung der Filterung mit Vorverzerrung dem gegenüber auf das ursprüngliche Signal in Bezug auf den aktiven Spektrumsbereich zurückführt, solange die oben genannten Bedingungen der Synchronisation des Empfängers und der zeitlichen Begrenzung der Impulsantwort erfüllt sind.

3. Filterung durch künstlichen Mehrwegekanal

Die in Abschnitt 2 dargestellte Filterung mit Vorverzerrung erlaubt es nun Filter einzusetzen, die aufgrund Ihrer begrenzten Dauer der Impulsantwort sehr starke Schwankungen (Ripple) der Übertragungsfunktion im aktiven Bereich des Signalspektrums aufweisen. Die Schwankungen können in diesen Fällen vollständig durch die Vorverzerrung der aktiven Subträger des OFDM-Signals ausgeglichen werden, sofern die Übertragungsfunktion im aktiven Bereich keine Nullstellen aufweist und wodurch die Vorverzerrung instabil würde.

Im Folgenden soll daher als Beispiel die Filterung nach der Echo-Methode entsprechend der Verwendung eines Trans-

versal-Filters als eine der am wenigsten aufwändigen Implementierungen zur Minderung der Out-of-Band-Emissionen herangezogen werden. [5]

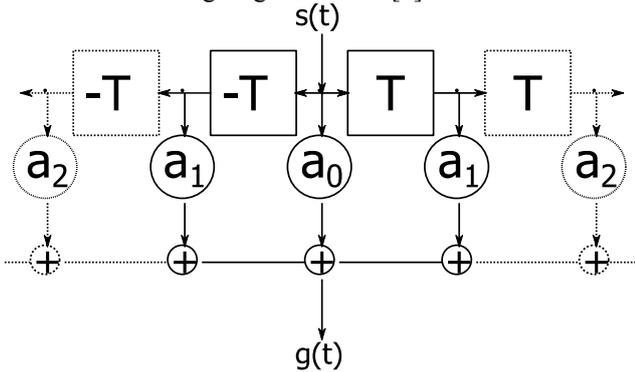


Bild 4 Schematische Darstellung eines symmetrischen (nicht-kausalen) Transversalfilters mit einer beliebigen Anzahl von Echo-Taps.

In Bild 4 ist der schematische Aufbau eines symmetrischen (nicht-kausalen) Transversalfilters dargestellt. Das Eingangssignal $s(t)$ wird hierbei auf einzelne symmetrische Echo-Pfade (Taps) verteilt, wobei jeder Pfad das Signal zeitlich um T verzögert und mit den Faktoren a_i gewichtet. Das Ausgangssignal $g(t)$ bildet hierbei die Summe aller Pfade:

$$g(t) = a_0 s(t) + \sum_{k=1}^N a_k [s(t + kT) + s(t - kT)]$$

Das Spektrum $G(f)$ des Ausgangssignals lässt sich durch Transformation in den Frequenzbereich und Zusammenfassung der Phasenterme berechnen.

$$\begin{aligned} G(f) &= S(f) \left[a_0 + \sum_{k=1}^N a_k (e^{+i2\pi kTf} + e^{-i2\pi kTf}) \right] \\ &= S(f) \left[a_0 + \sum_{k=1}^N 2a_k \cos(2\pi kTf) \right] \\ &= S(f) \cdot H(f) \end{aligned}$$

Aufgrund der symmetrischen Anordnung der Echo-Pfade ergibt sich für die Übertragungsfunktion $H(f)$ des Filters zusätzlich zum Hauptpfad eine Überlagerung von Cosinus-Funktionen. Die inverse Übertragungsfunktion stellt dabei die Koeffizienten bereit, mit der die aktiven Subträger des OFDM-Signals vor der OFDM-Generierung zur Vorverzerrung multipliziert werden.

$$H^{-1}(f) = \frac{1}{a_0 + \sum_{k=1}^N 2a_k \cos(2\pi kTf)}$$

Da die Signalverarbeitung entsprechend der Beschreibungen aus Abschnitt 2 im diskreten Zeitbereich erfolgt, ist die zeitliche Verzögerung der einzelnen Echo-Pfade auf ein Vielfaches der Periodendauer T der Abtastfrequenz festgelegt: kT mit $k \in \mathbb{Z}$. Verlauf der Übertragungsfunktion des Transversalfilters, also die Überlagerung verschiedener Cosinus-Funktionen, lässt sich somit nur in Schritten von T beeinflussen. Um die Granularität zu erhöhen und somit eine feinere Auswahl des Verlaufs zu ermöglichen, und dadurch beispielweise die Position von Nullstellen des Filters zu beeinflussen, kann für das Signal eine entsprechend

höhere Abtastfrequenz gewählt werden, was entsprechend den Erläuterungen aus Abschnitt 2 zur effektiven Filterung der Out-of-Band-Emissionen ohnehin notwendig ist.

Im Falle eines DVB-C2-Systems ist in den Implementations Guidelines [2] die zeitdiskrete OFDM-Generierung durch eine 4096-IFFT beschrieben. Der Eingangsvektor für die IFFT besteht für ein DVB-C2-Signal minimaler Bandbreite von 7,61 MHz hierbei aus 3409 aktiven Trägern und Zero-Padding, um ein Vektor der Größe 4096 zu erzeugen. Das DVB-C2-Signal in dieser Form bildet somit ein OFDM-Signal mit 7,61 MHz aktiver Bandbreite bei einer Gesamtbandbreite von 9,14 MHz respektive einer Periodendauer von $T = 7/64 \cdot 1/1000000 = 109,4$ ns (siehe auch [1]).

3.1. Anwendung am Beispiel des 0-dB-Echo-Filters

Die ursprüngliche Idee für die Anwendung der zusätzlichen Vorverzerrung geht auf den Gedanken zurück, eine möglichst einfache Filterung des Signals bzw. eine Unterdrückung der Out-of-Band-Emissionen an den Kanalgrenzen durch ein künstliches Echo durchzuführen und das dadurch hervorgerufene Fading im Signalspektrum zur Filterung auszunutzen, wobei die Verzerrung des aktiven Spektrumsbereiches durch die Vorverzerrung kompensiert wird. In weiteren Verlauf dieses Abschnitts wird dabei ersichtlich, welche Einschränkungen sich beim Einsatz eines einfachen symmetrischen Transversalfilters ergeben.

Die Anwendung eines 0-dB-Echo-Filters wurde hierbei entsprechend den Erläuterungen im vorherigen Abschnitt mit einem kausalen symmetrischen Transversalfilter durchgeführt. Die Überführung eines nicht-kausalen in einen kausalen Transversalfilter erfolgt hierbei durch Verschiebung der Impulsantwort bzw. der Verzögerungswerte der einzelnen Echo-Taps in positive Bereiche unter Beibehaltung der symmetrischen Struktur der Gewichtungskoeffizienten. Die Übertragungsfunktion ändert sich hierbei grundsätzlich nicht, erhält jedoch zusätzlich einen Phasenterm, der der Gesamtverschiebung der Impulsantwort entspricht.

Damit die Unterdrückung der Out-of-Band-Emissionen des OFDM-Signals an den Kanalgrenzen bei ± 4 MHz möglichst hoch ausfällt (bei der Anwendung eines einzelnen Echo-Taps) ist die zeitliche Verzögerung so zu wählen, dass die erste (symmetrische) Nullstelle des Filters möglichst nahe bei ± 4 MHz liegt. Die erste Nullstelle des hier beschriebenen 0-dB-Echo-Filters unter Beibehaltung des Hauptpfades liegt (ohne Herleitung) bei $f = \pm 1/(2Tk)$, mit T als Abtastfrequenz und k der Position des Echo-Taps. Die zuvor gestellte Anforderung ist für die native Abtastfrequenz eines DVB-C2-Signals von $T = 109,4$ ns nur unzureichend zu erfüllen. Die Nullstellen liegen hierbei bei $\pm 4,57$ MHz, also weit außerhalb des gewünschten Bereichs. Eine Überabtastung des Signals ist also für dieses Beispiel essentiell: die Erhöhung der Abtastfrequenz um den Faktor 8 und die Wahl des Echo-Taps bei $9T$, führt zu Nullstellen bei $\pm 4,06$ MHz. Die Koeffizienten des Filters sind hierbei entsprechend zu $a_0 = 1, a_9 = 0,5$ zu wäh-

len. Die Länge der Impulsantwort entspricht etwas mehr als einem Sample der nativen Abtastfrequenz eines DVB-C2-Systems.

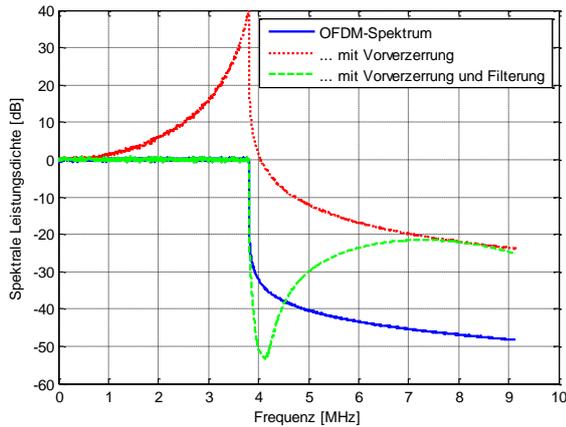


Bild 5 Darstellung der spektralen Leistungsdichte für ein DVB-C2-Signal (ohne Filterung), das vorverzerrten sowie das vorverzerrte und gefilterte Signal jeweils für eine 4k-QAM und Piloten im Abstand von 96 Trägern (DVB-C2 mit 1/128 Schutzintervall). Bei dem verwendeten Filter handelt es sich um ein 0-dB-Echo-Filter mit der zeitlichen Position des Echos bei 9T und einer Überabtastung des Signals mit dem Faktor 8.

In Bild 5 sind die spektralen Leistungsdichten für das ungefilterte OFDM-Signal, das vorverzerrte sowie das vorverzerrte und gefilterte Signal auf Basis des 0-dB-Echo-Filters dargestellt. Die inverse Übertragungsfunktion des Filters, mit der das ursprüngliche OFDM-Symbol im Frequenzbereich für die aktiven Träger des Signals vorverzerrt wurde, ist in 0 dargestellt.

Ein Vergleich des ungefilterten und des vorverzerrten und gefilterten Signals zeigt eine deutliche Reduktion der spektralen Leistungsdichte an den gewünschten Positionen bei ± 4 MHz von ca. -30 dB auf -50 dB.

Nichtsdestotrotz wird ein inhärentes Problem bei der Anwendung der inversen Übertragungsfunktion des eingesetzten Filters deutlich. Die Vorverzerrung führt in diesem

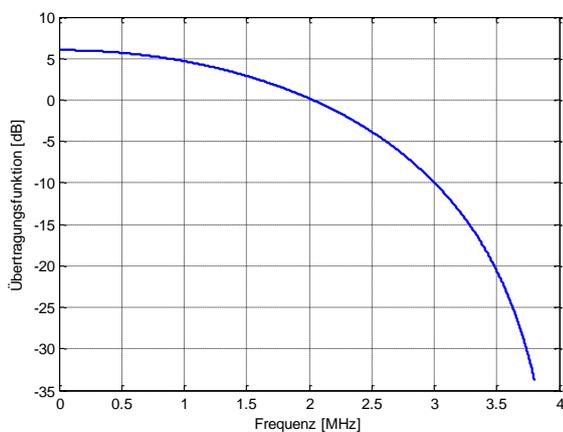


Bild 6 Übertragungsfunktion des 0-dB-Echo-Filters im aktiven Spektrumsbereich des OFDM-Signals.

Beispiel zu einer deutlichen Anhebung der Randträger des aktiven Spektrumsbereiches. Da die Randträger eines OFDM-Signals jedoch maßgeblich an der Ausprägung der Out-of-Band-Emissionen beteiligt sind, werden diese anteilig ebenso angehoben. Die Übertragungsfunktion des Filters außerhalb des aktiven Spektrumsbereichs führt weiterhin dazu, dass die spektrale Leistungsdichte für weite Bereiche außerhalb des aktiven Spektrums wiederholend über den Werten des ungefilterten Signals an den Kanalgrenzen bei ± 4 MHz liegt. Trotz der Unterdrückung an den Kanalgrenzen ist dieser simple Echo-Filter aufgrund der repetitiven Übertragungsfunktion somit ungeeignet für eine tatsächliche Filterung, da die Gesamtstörungen des gefilterten Signals wesentlich höher sind als die des Ursprungssignals.

Obwohl durch die Vorverzerrung das Signal aus Sicht des synchronisierten Empfängers wieder in ein ideales Signal konvertiert wird, zeigt dieses einfache Beispiel eine maßgebliche Randbedingung bei der Wahl des eigentlichen Filters: Die Restwelligkeit selbst eines einfachen Filters lässt sich zwar mit der Vorverzerrung für den aktiven Spektrumsbereich (Subträger) rückgängig machen, allerdings führt abhängig vom eingesetzten Filter eine Anhebung der Randträger des so vorverzerrten Signals ebenso zu einer Anhebung der Out-of-Band-Emissionen.

3.2. Einsatz von Filtern kurzer Impulsantwort

Der vorherige Abschnitt hat anhand eines 0-dB-Echo-Filters gezeigt, dass der Wahl des Filters trotz und insbesondere aufgrund der Vorverzerrung des Signals entsprechende Aufmerksamkeit zukommen gelassen werden muss. Im Folgenden soll das Beispiel daher durch Einsatz eines Filters mit zeitlich kurzer Impulsantwort dargestellt werden, der aufgrund der Restwelligkeit jedoch nicht in einer traditionellen Zeitbereichsfilterung eingesetzt würde. In diesem Fall handelt es sich um ein Rechteck-Filter.

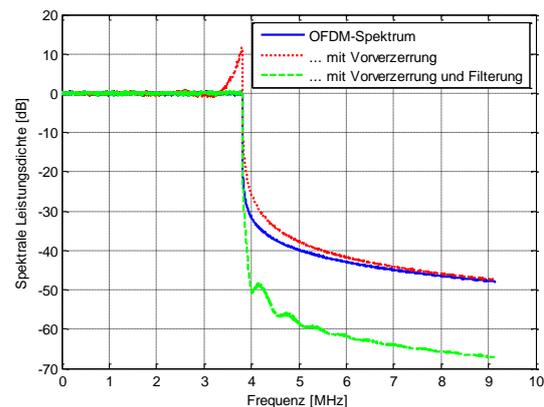


Bild 7 Darstellung der spektralen Leistungsdichte für ein DVB-C2-Signal (ohne Filterung), das vorverzerrten sowie das vorverzerrte und gefilterte Signal jeweils für eine 4k-QAM und Piloten im Abstand von 96 Trägern (DVB-C2 mit 1/128 Schutzintervall). Bei dem verwendeten Filter handelt es sich um einen Rechteck-Filter der

Länge 129 bei einer Überabtastung mit dem Faktor 8 (entspricht der Hälfte des verfügbaren Schutzintervalls).

Bei der Auswahl der Parameter für die Erstellung des Rechteck-Filters wurden lediglich zwei Randbedingungen vorgegeben:

1. Die zeitliche Länge der Impulsantwort sollte die Hälfte des kürzesten verfügbaren Schutzintervalls eines DVB-C2-Signals nicht überschreiten, um eine durch das Filter verursachte Inter-Symbol-Interferenz gänzlich auszuschließen.
2. Die Position des Übergangsbereichs zwischen Durchlass- und Sperrbereich wurde so gewählt, dass die erste Nullstelle der Übertragungsfunktion des Filters möglichst exakt bei ± 4 MHz liegt und somit eine Unterdrückung an den Kanalgrenzen möglichst hoch ausfällt.

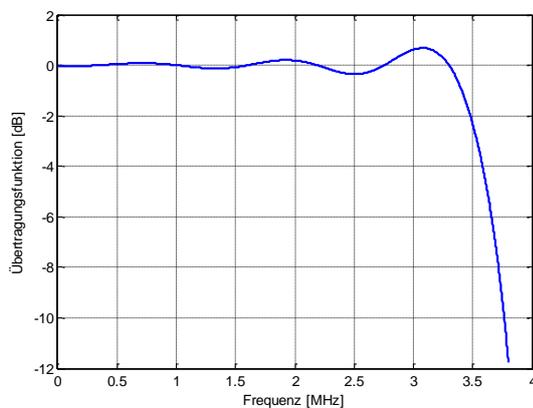


Bild 8 Übertragungsfunktion des Rechteck-Filters im aktiven Spektrumsbereich des OFDM-Signals.

In Bild 8 ist die Übertragungsfunktion des Rechteck-Filters dargestellt. Diese weist zu den Rändern des aktiven Spektrumsbereichs des OFDM-Signals einen Abfall von knapp 12 dB auf. Der Einsatz dieses Filters ohne Vorverzerrung zur Kompensation der linearen Verzerrungen würde bei hohen Modulationsstufen (beispielsweise der 4096-QAM) zu Problemen mit dem erforderlichen Signal-zu-Rausch-Abstand in einem realen Kabelnetz führen, da die Träger im Randbereich entsprechend im Signalpegel abgesenkt würden.

In Bild 7 ist der Verlauf der Leistungsdichtespektren des ungefilterten und unverzerrten OFDM-Signals, des entsprechend verzerrten und weiterhin des abschließend gefilterten Signals dargestellt. Wie zu erkennen ist, beträgt die durch das Filter bewirkte zusätzliche Unterdrückung an den Kanalgrenzen ca. 20 dB, wobei der erste Überschwinger bei ca. 4,2 MHz als Bemessungspunkt heranzuziehen ist, da dieser in Bezug auf ein spektral benachbartes Signal die größte Störung darstellt.

Trotz einer deutlichen Restwelligkeit und Verzerrung im Randbereich des aktiven Spektrums und insbesondere eines Anstiegs der Flanken des OFDM-Signals um ca. 15 dB liegt der Verlauf der Out-of-Band-Emissionen ca. 20 dB unterhalb des Verlaufs des ursprünglichen Signals. Die Verschlechterung der Unterdrückung der Out-of-Band-

Emissionen im Vergleich zu einer Filterung des OFDM-Signals mit demselben Filter allerdings ohne Vorverzerrung entspricht hierbei exakt der Differenz der Verläufe außerhalb des aktiven Spektrums zwischen dem ungefilterten und unverzerrten OFDM-Signal und dem vorverzerrten Signal ohne anschließende Filterung. Diese Differenz beträgt in diesem Beispiel maximal 5 dB.

4. Einschränkungen der Filterung mit Vorverzerrung

Die vorhergehenden Abschnitte haben gezeigt, dass mit relativ einfachen und kurzen Filtern, deren maßgebliche Einschränkung die Restwelligkeit im Durchlassbereich und somit aktiven Bereich des Signalspektrums darstellt, mithilfe der Vorverzerrung der aktiven Träger des OFDM-Signals ohne Verlust der eigentlichen Signalqualität eingesetzt werden können. Dennoch existieren für den Einsatz der Filterung mit entsprechender Vorverzerrung des Signals mit der inversen Übertragungsfunktion des Filters einige Einschränkungen, die im Folgenden dargestellt werden sollten.

4.1. OFDM-Generierung

Der Einsatz der Filterung mit Vorverzerrung bietet sich insbesondere bei OFDM-Systemen an, da hier die Anwendung der inversen Übertragungsfunktion des Filters auf die aktiven Träger des Spektrums ohnehin in der Signalverarbeitungskette der zugrundeliegenden Implementierung durchgeführt werden kann. Im Falle von DVB-C2 wäre somit die Multiplikation mit der inversen Übertragungsfunktion des Eingangsvektors für die IDFT der OFDM-Generierung nach dem Frame-Builder der geeignete Zugriffspunkt. Die ohnehin durch den DVB-C2-Standard vorgesehene Skalierung der Signalbandbreite ermöglicht hierbei bei der Parametrierung der IDFT eine Überabtastung des Signals durch entsprechendes Zero-Padding des Eingangsvektors, um die zeitdiskrete Filterung zur Unterdrückung der Out-of-Band-Emissionen einzusetzen.

4.2. Implementierungsdetails

Die im vorherigen Abschnitt gezeigten Ergebnisse basieren auf Simulationen, die entsprechend der eingesetzten Simulationsumgebung auf eine ausreichend genaue Darstellung der berechneten Werte zurückgreifen können. Dies muss für eine reale Implementierung beispielsweise in einem Messsender nicht notwendigerweise der Fall sein, sodass es bei der Durchführung der Vorverzerrung die eingesetzten Datentypen (beispielsweise Fixed-Point) insbesondere bei hohen Amplitudenschwankungen der inversen Transferfunktion des Filters zu Problemen kommen kann. Dies ist jedoch für eine reale Implementierung separat zu überprüfen.

Die inverse Transferfunktion wurde für die oben gezeigten Beispiele beiläufig berechnet, da keine Anforderungen an eine Echtzeit-Umsetzung gegeben waren. Im Falle des Transversalfilters ließen sich die Übertragungsfunktionen

aber auch analytisch recht einfach und schnell berechnen oder für andere Filter entsprechend durch Transformation der Impulsantwort in den Frequenzbereich.

4.3. Inter-Symbol-Interferenz

Wie auch bei der Filterung ohne Vorverzerrung bleibt die Einschränkung der Wahl des Filters in Bezug auf die zeitliche Länge der Impulsantwort des Filters bestehen. Auch mit Vorverzerrung der aktiven Subträger des OFDM-Signals führt eine Filterlänge, die größer als das Schutzintervall ist, zu einem Übersprechen und damit zu Inter-Symbol-Interferenz im Zeitbereich.

Durch die Vorverzerrung lässt sich jedoch zeitliche Länge der Impulsantwort optimieren, da eine vorhandene Restwelligkeit durch die Vorverzerrung rückgängig gemacht werden kann.

5. Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Artikel wird eine Methode vorgestellt, um die Out-of-Band-Emissionen von OFDM-Signalen, insbesondere in Bezug auf DVB-C2, mithilfe der Filterung des Ausgangssignals zu reduzieren, ohne hierbei die Signalqualität durch eine vorhandene Restwelligkeit im Durchlassbereich des Filters, oder durch mögliches Übersprechen zwischen OFDM-Symbolen im Zeitbereich zu minimieren. Die hierzu notwendige Vorverzerrung der aktiven Subträger des OFDM-Systems mit der inversen Übertragungsfunktion des Filters lässt sich an entsprechender Stelle in der Signalverarbeitungskette implementieren. Die hier beschriebene Methode wird in naher Zukunft als eine Möglichkeit der Filterung in die Implementation Guidelines [2] Einzug finden.

Danksagung

Die Autoren danken ihren Kollegen des Instituts für Nachrichtentechnik der Technischen Universität Braunschweig, insbesondere Prof. Dr.-Ing. Ulrich Reimers, für die hilfreichen Kommentare und Anmerkungen.

6. Literatur

- [1] Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2), ETSI EN 302 769 V1.2.1, April 2011
- [2] Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation Guidelines for a second generation digital cable transmission system (DVB-C2), ETSI TS 102 991, V1.2.1, Juni 2011
- [3] Hasse, P.; Jaeger, D.; Robert, J.; Schaaf, C.: DVB-C2 – die zweite Generation des digitalen Kabelfernsehens. Fernseh- und Kinotechnik (FKT), Heft 5/2009, S. 210 – 215, Mai 2009

- [4] Olinski, S.; Analyse von linearen Verzerrungen beim Empfang von DVB-C2, Diplomarbeit, Institut für Nachrichtentechnik, Technische Universität Braunschweig, 2010
- [5] Ohm, J.-R.; Lüke, H. D.; Signalübertragung - Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtensysteme, 11. Auflage, 2010
- [6] Research for Development of Future Interactive Generations of Hybrid Fiber Coax Networks (ReDeSign); HFC architectures questionnaire report, ReDeSign, Deliverable D03, June 2008