DIPLOMARBEIT

Systemnahe Simulation rein digitaler Verarbeitung analoger Farbvideosignaldaten (PAL)

Sven Jürgens

Universität Hamburg
Fachbereich Informatik
Arbeitbereich TECH

6. April 1999

Inhaltsverzeichnis

Kapitel 1

Motivation

Die Übertragung von Fernsehsignalen und die Darstellung der Fernsehbilder erfolgt mit analoger Technik. Für den heimischen PC gibt es TV-Tuner-Karten, um am Monitor Fernsehsendungen zu verfolgen. Bislang wurde dabei auch hier die herkömmliche Technik der analogen Signalverarbeitung, wie bei Fernsehgeräten üblich, verwendet. Da sich das digitale Fernsehen, also die Verwendung der digitalen Signalübertragung und -verarbeitung, im privaten Bereich noch nicht durchgesetzt hat und der derzeitige PAL-Übertragungsstandard noch mehrere Jahre aktuell sein wird, ist die rein digitale Verarbeitung des analogen Fernsehsignals ein zur Zeit sehr intensiver Forschungsbereich. Mittlerweile haben einige Hersteller Chips für die digitale Dekodierung von Fernsehsignalen entwickelt. Bei der Videosignalverarbeitung werden die rein digitalen Verfahren der Dekodierung zur Standardaufgabe. Im Rahmen dieser Diplomarbeit werden diese Verfahren offengelegt. Die digitale Signalverarbeitung hat gegenüber der analogen Verarbeitung folgende Vorteile: Digitale Signale sind reproduzierbar. Sie sind weitgehend unabhängig von elektrotechnischen Randbedingungen wie Werte-Toleranzen von diskreten Bauteilen. Dies ist gerade für Simulationen von entscheidender Bedeutung. Das im Rahmen dieser Diplomarbeit entwickelte Modul zur digitalen Verarbeitung analoger Videosignale eignet sich zur Integration in digitale Schaltungsentwürfe. Da es eine rein digitale Lösung ist, ergeben sich nicht solche Probleme wie bei „Mixed-Mode"-Entwürfen (analog und digital gemischt) oder solchen mit diskreten Bauteilen.

Die Diplomarbeit dient als Machbarkeitsstudie und Aufwandsabschätzung einer Implemetation eines volldigitalen PAL-Videosignal-Decoders, die auch als Arbeitsgrundlage einer Implementation eines Chips oder eines entsprechenden Moduls, zum Beispiel einer SetTop-Box, dienen kann; die Software-Implementation stellt quasi eine ausführbare Spezifikation dar. Hierzu wurden im Rahmen der Diplomarbeit ENCODER und DECODER entwickelt, mit denen Bilder in PAL-Signale umgewandelt beziehungsweise aus einem PAL-Signal die Bilder extrahiert werden können. Zum Verständnis der exakten Beschaffenheit eines Videosignals wurde ein Programm entwickelt, welches Farbbalken generiert. Die erzeugte Datei kann mit Hilfe einer Schaltung, die als bidirektionale Schnittstelle dient, auf einem Farbfernsehgerät angezeigt werden. Desweiteren wurde ein Videosignal-Decoder als C-Programm entwickelt, das als ausführbare Spezifikation für Simulationen dient. Die Ent-

wicklung von Chips mit gleicher/ähnlicher Funktion ist dem Autor nur von den Firmen Philips und Brooktree, mittlerweile auch von Oki und Sony, bekannt. Der vorliegende Entwurf unterscheidet sich allerdings von diesen durch sein rein digitales Konzept mit einer 8-bit-Datenwortbreite. Als Software-Lösung bietet der Videosignal-Decoder eine systemnahe Simulation, wobei für die Decodierung wesentliche Parameter eingestellt werden können, um die Anforderungen an ein Chip-Design untersuchen zu können. Für die Simulation steht am Arbeitsbereich TECH eine bidirektionale Schnittstelle zur Verfügung. Die Entwicklungen der Diplomarbeit bauen auf den Erkenntnissen der Studienarbeit des Autors auf [Jürgens 1996]. In dieser Arbeit wurde anhand einer generierten Videosignal-Zeile untersucht, ob eine Decodierung im vertretbaren Rahmen möglich ist. Die Ergebnisse der Diplomarbeit sind vollständig ausführbare Spezifikationen, die sowohl für künstliche als auch reale Videosignalen geeignet ist. Bei der Implementation der Module mußten verschiedene Verfahren aus dem Gebiet der digitale Signalverarbeitung implementiert werden. Im besonderen handelt es sich hierbei um digitale (Tiefpaß-)FIR-Filter (Finite Impulse Response-Filter), um die QAM (Quadratur$a$mplituden$m$odulation bzw. -de$m$odulation), um die Signal-Synchronisation mittels PLL (Phase Locked Loop) und um die DDS (Direkte Digital Synthese), die eine Erzeugung von sinusförmigen Signalen der benötigten Frequenz unter Echtzeitanforderung erst ermöglicht.
Zur kurzen Veranschaulichung sollen die beiden Bilder in Abb. 1.1 dienen:

Abbildung 1.1:

Das linke Bild wurde mit dem ENCODER in ein PAL-Signal integriert, anschließend mit dem DECODER extrahiert. Bei dem rechten Bild handelt es sich um ein Differenzbild zwischen dem Original und dem linken, decodierten Bild.

Kapitel 2

Grundlagen

2.1 Fernsehen

Unter dem Begriff Fernsehen versteht man die (drahtlose) Übertragung von Bild- und Toninformationen vom Sender zum Empfänger. Für den Konsumenten ist dabei nur von Bedeutung, daß er Informationen von beliebigen Orten auf seinem Fernsehempfänger dargestellt bekommt. Hierfür ist einiger technischer und elektronischer Aufwand nötig. Die vorliegende Diplomarbeit behandelt zunächst die Bildaufnahme und die Bildwiedergabe.
Eine Kamera muß das von ihr aufgenommene Bild in elektronische Signale umwandeln. Hierzu wird das aufgenommene Bild zeilenweise abgetastet und die Helligkeit der einzelnen Bildpunkte in elektrische Signale umgewandelt. Um den Beginn eines neuen Bildes oder einer neuen Zeile zu kennzeichnen, werden den Bildinformationen sogenannte Synchronisationssignale hinzugefügt. Diese Informationen werden auf eine weitere Frequenz, der (Bild-)Trägerfrequenz, die für den entsprechenden Sender festgelegt ist, aufmoduliert, um per Funk übertragen werden zu können. So ist es möglich, am Fernsehempfänger durch Einstellen der festgelegten Trägerfrequenzen verschiedene Sender zu empfangen. Der Abstand zweier benachbarter Trägerfrequenzen wurde auf 7 MHz festgelegt [Limann 1978].

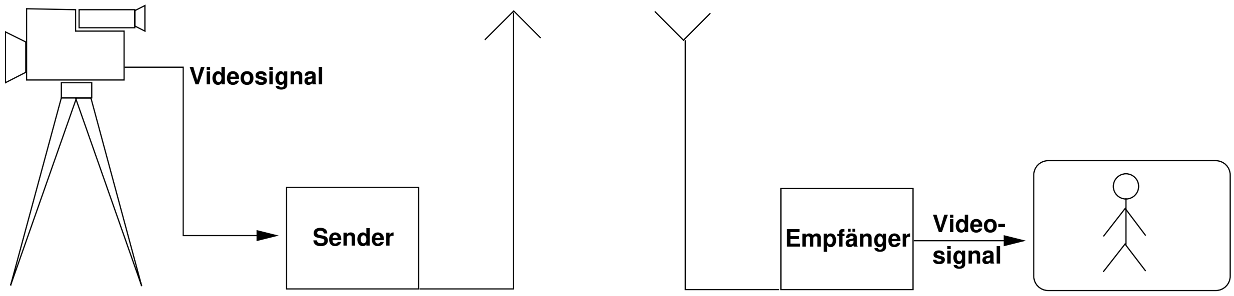


Abbildung 2.1: **Schema der Bildübertragung**

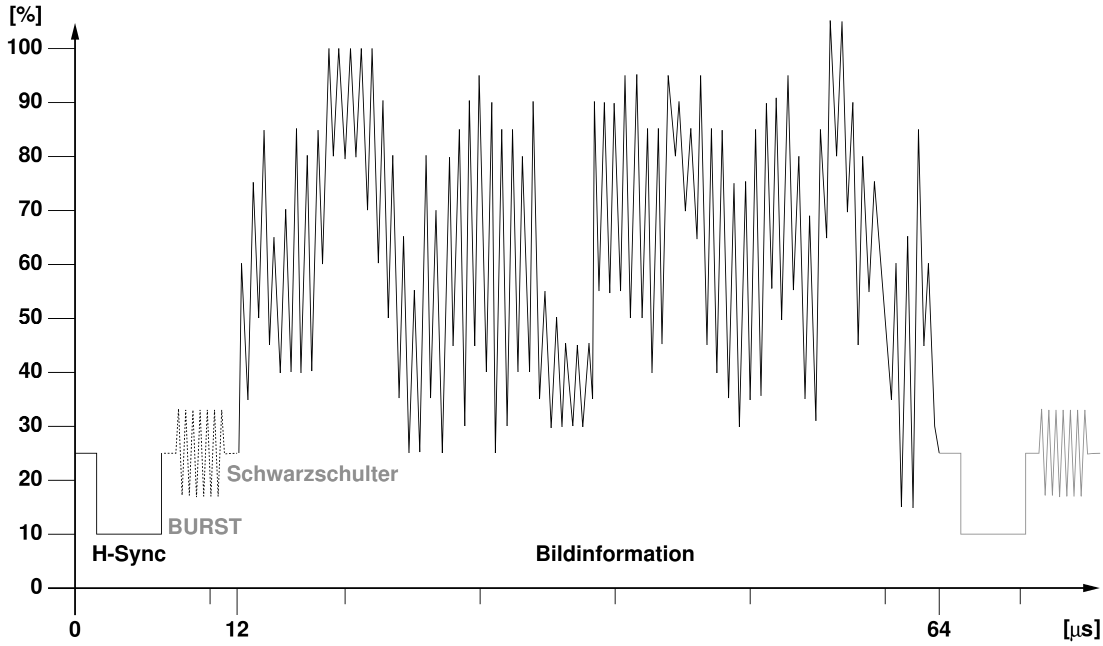


Abbildung 2.2: **Fernsehsignal (schematisch).** *Darstellung einer Bildzeile.*

2.2 Signalaufbau (im PAL-Standard)

Das Fernsehsignal setzt sich aus verschiedenen Signalkomponenten zusammen. Für die Bildwiedergabe ist es notwendig, daß Sender und Empfänger *synchron* arbeiten, das heißt, wenn die Fernsehkamera mit der Übertragung der Zeile x beginnt, muß im Empfänger auch mit der Wiedergabe der entsprechenden Zeile begonnen werden. Nur so stimmen das aufgenommene und das wiedergegebene Bild überein. Für die Bildgeometrie und den Bildaufbau werden vom Sender verschiedene Synchronisationssignale gesendet. Mit Hilfe dieser Signale synchronisieren sich Sender und Empfänger, um das aufgenommene Bild exakt wiedergeben zu können. Für die Bildsynchronisation wird das Vertikalsynchronisationssignal (kurz V-SYNC) benötigt. Es wird zu Beginn eines neuen Bildes mit dem Signal übertragen. Wird im Empfänger ein solches Signal erkannt, so wird bei der Wiedergabe der folgenden Bildinformationen in der ersten Zeile des Bildschirms begonnen. Zu Beginn einer neuen Zeile wird das sogenannte Horizontalsynchronisationssignal (kurz H-SYNC) gesendet. Im Empfänger wird nach einem H-SYNC mit der Bildwiedergabe am Anfang der nächsten Bildschirmzeile begonnen [Krisch 1993].

Nach dem H-SYNC wird die Bildinformation der entsprechenden Zeile übertragen. In Abb. 2.2 ist eine solche Bildzeile schematisch dargestellt. Auf den sogenannten BURST, der zur Rückgewinnung der Farbinformation notwendig ist, wird in Abschnitt 2.11 eingegangen.

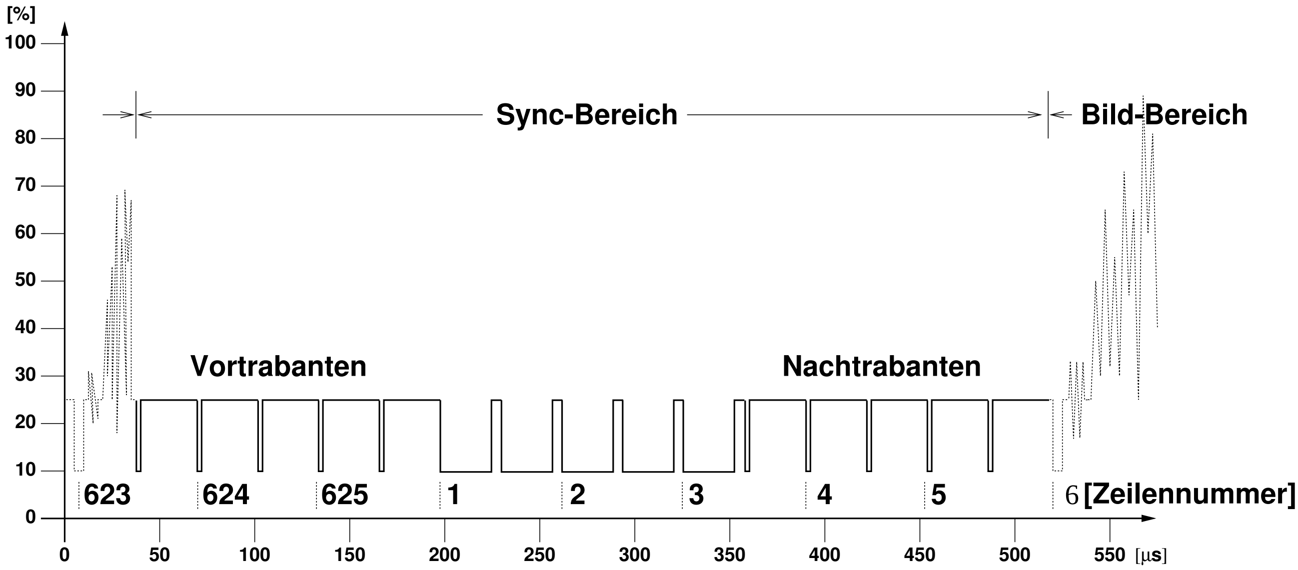


Abbildung 2.3: **Vertikalsynchronisationssignal**

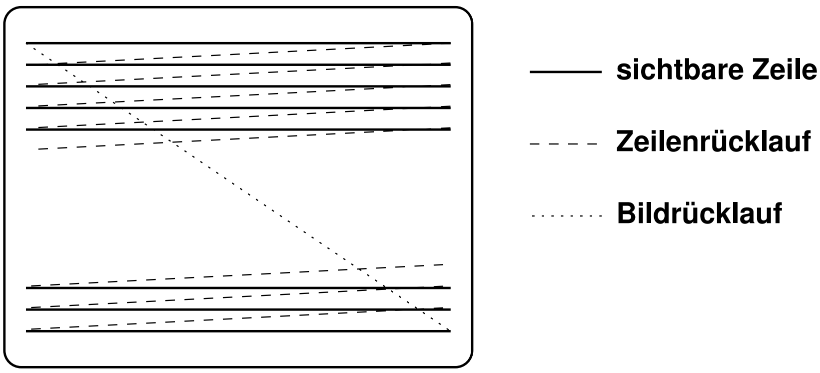


Abbildung 2.4: **Bildaufbau eines Fernsehbilds**

Nach einer definierten Anzahl von Zeilen wird ein V-SYNC gesendet, damit die nächste Zeile in der obersten Bildschirmzeile dargestellt wird(s. Abb. 2.3) . Das Bild wird somit zeilenweise von oben nach unten übertragen (s. Abb. 2.4).

Um die Bildwiederholfrequenz zu erhöhen und die durch das Verfahren der Bilddarstellung auf dem Fernsehgerät bestehenden Helligkeitsunterschiede zwischen oberem und unterem Bildbereich zu verringern, werden keine ganzen Bilder, sondern nur Halbbilder übertragen. Mit dem ersten Halbbild werden alle Zeilen mit ungerader Zeilennummer übertragen. Nach dem nächsten V-SYNC werden dann die Zeilen mit gerader Zeilennummer gesendet. Im Empfänger werden diese Halbbilder entsprechend nacheinander angezeigt, das heißt mit der Wiedergabe des ersten Halbbildes wird in Zeile 1 begonnen, mit der Wiedergabe des zweiten

Halbbildes in Zeile 2. In jeder Sekunde werden 25 Bilder, also 50 Halbbilder angezeigt. Daraus folgt, das der V-SYNC eine Frequenz von 50 Hz hat. Moderne Farbfernsehempfänger mit 100 Hz-Technik bedienen sich des Tricks der Speicherung der Halbbilder. Dadurch können sie mit einer Bildwiederholrate von 100 Halbbildern pro Sekunde das Bildflimmern deutlich reduzieren. Das Fernsehbild im PAL-Standard hat 625 Zeilen. Daraus und aus der Bildwiederholfrequenz ergibt sich für den H-SYNC eine Frequenz von 15625 Hz. Eine Bildzeile weist also eine Länge von 64μs auf. Die Synchronisationszeichen benötigen davon 12μs, für die Bildinformation verbleiben 52μs (siehe Abb. 2.2) [Mäusl 1995]. Die gesamten Zusammenhänge des Bildaufbaus sind auch nochmal im Abb. 2.22 dargestellt.

2.3 Signalspektrum

Für die Übertragung von Fernsehsignalen stehen bestimmte Frequenzbereiche zur Verfügung. Für das Fernsehsignal steht eine Bandbreite von ca. 5 MHz für die Übertragung der Bilddaten zur Verfügung. Die Bandbreite bezeichnet einen Frequenzbereich, der für die Übertragung eines Signals notwendig ist. Bei der Übertragung von Fernsehsignalen können zwei Extrema auftreten: Zum einem kann das Bild nur aus einer Farbe / Helligkeit bestehen. Das hieraus resultierende Signal hätte bei allen Bildpunkten den gleichen Wert, es entsteht somit eine Gleichspannung. Das andere Extremum ist ein Bild, bei dem die Bildpunkte auf der Bildröhre des Fernsehempfänger abwechselnd schwarz und weiß sind. Das hieraus resultierende Signal würde aus einer Schwingung von 6,5 MHz bestehen. Da dieser zweite Extremfall bei der Übertragung von „natürlichen“ Bildern in der Regel nicht auftritt, wurde die Bandbreite auf 5 MHz begrenzt [Limann 1978].
Die Bilddaten werden einer Trägerfrequenz aufmoduliert, damit nicht nur ein, sondern mehrere Fernsehsender empfangen werden können. Die Trägerfrequenzen unterscheiden sich bei zwei benachbarten Sender um 7 MHz, damit sich die unterschiedlichen Bildinformationen nicht gegeseitig beeinflussen. Dieses Signal wird kurz BAS-Signal (*B*ild-*A*ustast-*S*ynchron-Signal) genannt (siehe auch Abb. 2.5). Neben dem Bildsignal wird noch ein Tonsignal übertragen, daß 5,5 MHz oberhalb der Bildträgerfrequenz liegt.

2.4 Schwarz-Weiß-Fernsehen

2.4.1 Luminanz

Die Helligkeitsinformation eines Bildes (Grauwerte) wird als Luminanz bezeichnet. Die Bildinformationen sind die Helligkeitswerte der einzelnen Bildpunkte. Die Luminanz wird auch als Y-Signal bezeichnet, und wird mit einer Bandbreite von ca. 5 MHz übertragen, um eine genügend große Auflösung zu erreichen.

Abbildung 2.5: **Signalspektrum eines Fernsehsignals**

2.5 Farbfernsehen

Zur Weiterentwicklung des (Schwarz-Weiß-)Fernsehens wurden Verfahren zur Übermittlung von Farbinformationen gesucht. Die Grundvoraussetzung hierbei war, daß die Farbinformation in das vorhandene Signal integriert wird. Um eine Kompatibilität bei dem Empfang von Schwarz-Weiß- und Farb-Sendungen zu erreichen, muß die Farbinformation zusätzlich zum vorhandenen Y-Signal übertragen werden. Somit ist es möglich, Schwarz-Weiß-Sendungen auf einem Farbfernsehempfänger, aber auch Farbsendungen auf einem Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger (allerdings nur in schwarz-weiß) zu betrachten. Um diese Kompatibilität zu erreichen, wird auch bei Farbsendungen das (schwarz-weiße) Y-Signal übertragen, welches die Bilddetails enthält. Die Farbinformation wird zusätzlich übertragen. Da das mit dem Y-Signal übertragene Bild bereits die gesamten Bilddetails beinhaltet, wird dieses Bild bei Farbfernsehempfängern nur farbig hinterlegt.
Das menschliche Auge ist sehr viel sensibler gegenüber Helligkeitsunterschieden als gegenüber Farbnuancen. Beim Auge wird das Licht mit Hilfe der Pupille auf die Netzhaut projeziert. In der Netzhaut befinden sich Photorezeptoren (spezielle Zellen), die auf das Licht reagieren. Es existieren zwei Arten von Rezeptoren. Stäbchenzellen sind für das Hell/Dunkel-Sehen und das Sehen bei Dämmerung zuständig. Sie sind mit $4 - 120 \cdot 10^6$ Zellen am häufigsten vorhanden. Die Zapfenzellen sind für das Farb- und Formensehen sowie das Sehen am hellen Tag zuständig. Sie sind mit $4 - 6 \cdot 10^6$ Zellen deutlich weniger vorhanden [Frick 1987]. Die Stäbchen- und Zapfenzellen leiten die Lichtreize weiter an das Gehirn. Erst hier entsteht der Farbeindruck aus der Auswertung der einzelnen Lichtreize. Aufgrund diesen anatomischen Begebenheiten ist für die Übertragung von Farbinformationen nur eine geringe Auflösung und damit verbunden auch eine geringe Bandbreite erforderlich.

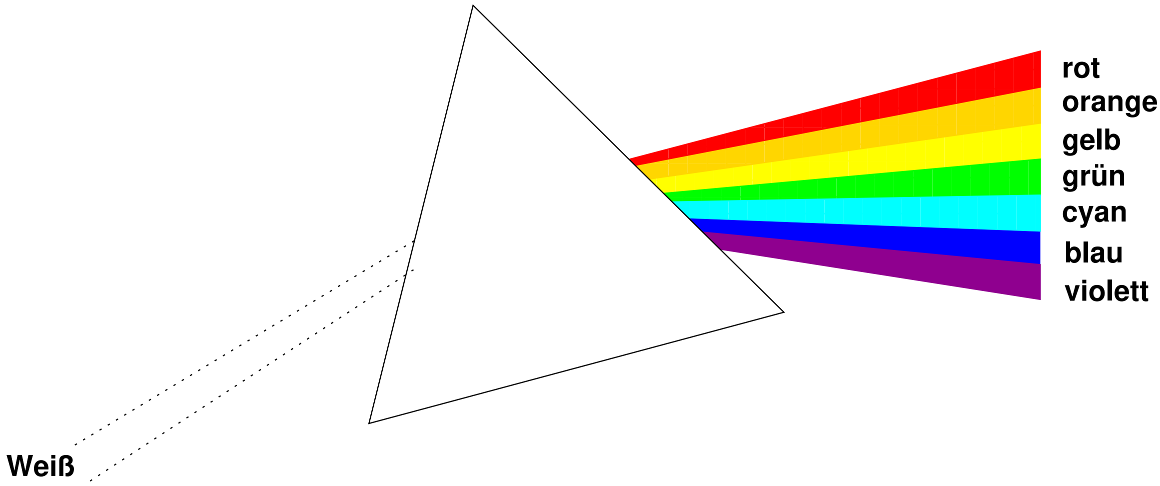


Abbildung 2.6: **Lichtbrechung durch ein Prisma**

2.5.1 Farbarten

Man unterscheidet zwischen Licht und Farbe auf Gegenständen. Als Licht wird der Teil der elektromagnetischen Strahlung bezeichnet, der vom menschlichen Auge wahrgenommen wird. Er umfaßt den Bereich der Lichtwellenlängen von $\approx$ 400 nm bis $\approx$ 700 nm. Farbe auf Gegenständen beruht auf Reflektion bzw. Absorbtion von bestimmten Wellenlängen des Lichts. Hieraus ergeben sich zunächst zwei unterschiedliche Farbmischsysteme.
Bei der additiven Farbmischung wird durch Mischen von Licht verschiedener Wellenlänge neue Farbtöne erzeugt. Weißes Licht zum Beispiel beinhaltet Licht sämtlicher Wellenlängen. Wird das Licht der Sonne durch ein Prisma gelenkt, so wird das Licht aufgrund der unterschiedlichen Wellenlängen unterschiedlich abgelenkt (gebeugt) und es erscheinen die einzelnen Wellenlänge nebeneinander angeordnet (siehe Abb. 2.6).
Für die additive Farbmischung existieren verschiedene Farbräume für verschiede Aufgabenbereiche (RGB, YUV, HSV, HLS ...) [Jack 1996]. Die Grundfarben der additiven Farbmischung beim Farbfernsehen sind *rot*, *grün* und *blau* (sogenannte Primär-Farbtöne). Mit Hilfe dieser Farbtöne lassen sich fast alle anderen Farbtöne darstellen. Vorraussetzung bei der additiven Farbmischung ist das Vorhandensein von Lichtquellen. Die sichtbare Oberfläche der Bildröhre eines Fernsehempfängers besteht aus vielen kleinen roten, grünen und blauen Punkten, die je nach Farbton des Bildpunktes unterschiedlich hell aufleuchten.
Die subtraktive Farbmischung wird für Farbe auf Gegenständen verwandt. Der Farbton eines Gegenstands entsteht durch Reflexion von Licht bestimmter Wellenlängen. Zum Beispiel erscheint eine Fläche *rot*, weil die Oberfläche (zum Beispiel eine Lackschicht) fast alle Wellenlängen des Lichts resorbiert, nur *rotes* Licht wird reflektiert. Wird eine rote Fläche mit Licht angestrahlt, welches kein rotes Licht beinhaltet (siehe additive Farbmischung), erscheint die Fläche schwarz, weil keine Wellenlänge des Licht reflek-

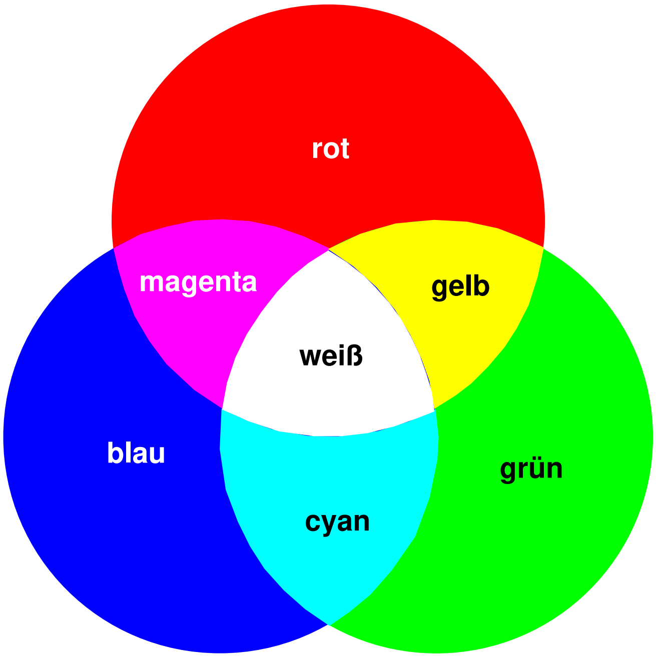


Abbildung 2.7: **Additive Farbmischung**

tiert wird. Bei der subtraktiven Farbmischung handelt es sich also um die Mischung von Farbton-reflektierenden Substanzen, die nur bestimmmte Wellenlängen des Lichts reflektieren. Mit Hilfe der Farbtöne *rot*, *gelb* und *blau* lassen sich bei der subtraktiven Farbmischung (fast) alle anderen Farbtöne erzeugen. Das Prinzip der subtraktiven Farbmischung wird zum Beispiel bei Farb-Tintenstrahldruckern angewandt. Auch bei der subtraktiven Farbmischung gibt es für bestimmte Aufgabenbereich verschiedene Farbräume.
Den Wellenlängen des Licht sind bestimmte Farbarten zugeordnet:

$$\begin{array}{llllll} 380\ nm & \ldots & 450\ nm & \triangleright & VIOLETT \\ 450\ nm & \ldots & 482\ nm & \triangleright & BLAU \\ 497\ nm & \ldots & 540\ nm & \triangleright & GR\ddot{U}N \\ 575\ nm & \ldots & 580\ nm & \triangleright & GELB \\ 585\ nm & \ldots & 595\ nm & \triangleright & ORANGE \\ 600\ nm & \ldots & 780\ nm & \triangleright & ROT \end{array} \tag{2.1}$$

Werden die sogenannten Spektralfarben der Wellenlänge nach angeordnet, ergibt sich das Farbspektrum (siehe Abb. 2.8).
Die Anordnung der Primär-Farbtöne im drei-dimensionalem Raum führt zu Abb. 2.9.
Es ergibt sich ein Farbdreieck. Durch Mischung der Primär-Farbtöne *rot*, *grün* und *blau*, die in den Ecken des Farbdreiecken liegen, lassen sich die Farbtöne *gelb*, *magenta* und

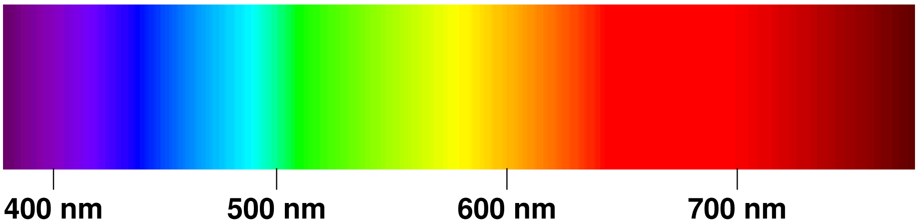


Abbildung 2.8: **Farbtöne nach Wellenlängen geordnet**

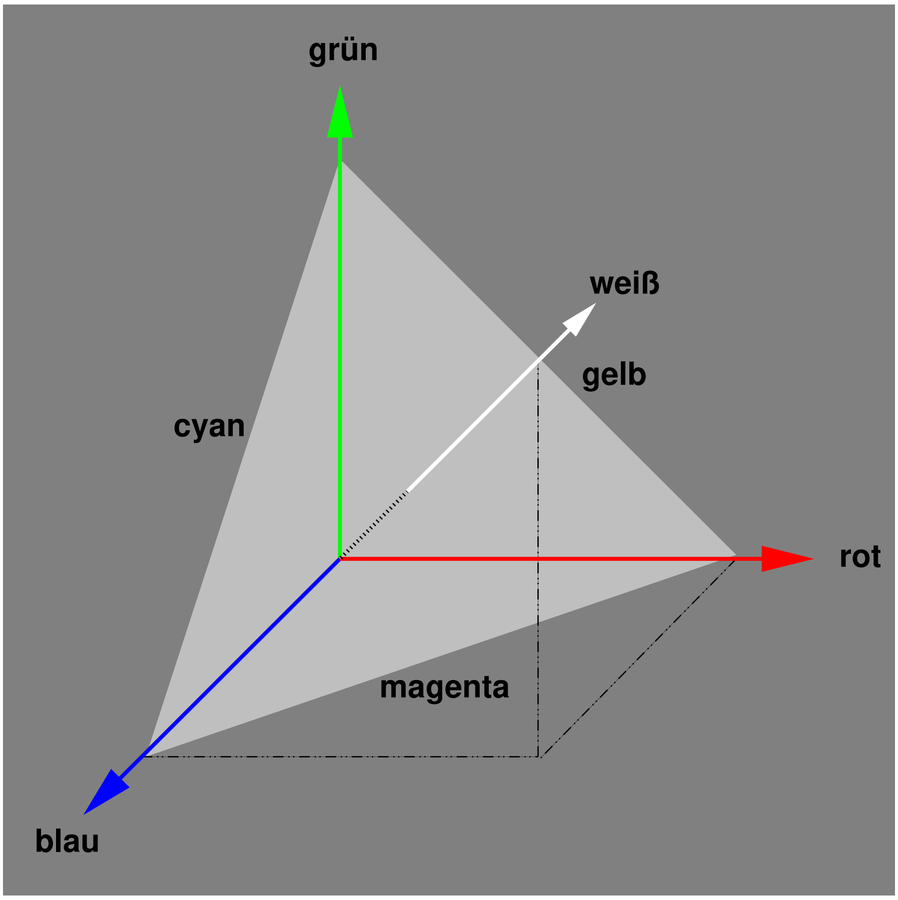


Abbildung 2.9: **Farbdreieck** *Anordnung der (Primär-)Farbtöne im Raum*

cyan erzeugen, die sich an den Seiten zwischen zwei Ecken befinden. Vom Nullpunkt des Koordinatensystem durch die Mitte des Farbdreiecks geht eine Gerade, die den Farbton *weiß* repräsentiert (die Anteile der Primärfarbtönen sind immer identisch). Aus diesem Farbdreieck wurde die Normfarbtafel abgeleitet (siehe Abb. 2.13). An der Kante der Form sind die Wellenlängen der Farbtöne notiert; die untere Gerade, die sogenannte Purpurlinie (*purpur* $\equiv$ *magenta*) trägt keine Wellenlängenangaben, da *purpur* keine Spektralfarbe ist. Aus der Normfarbtafel wurde der Farbkreis abgeleitet. Beim Farbkreis sind die gesättigten

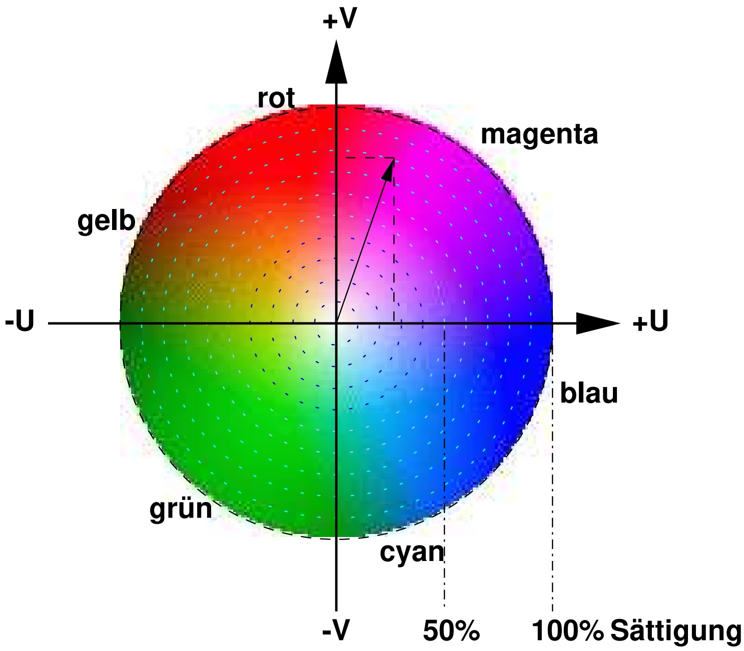


Abbildung 2.10: **Farbkreis**

(nicht mit *weiß* gemischten) Farbtöne am Rand angeordnet. Zur Mitte hin nimmt die Sättigung ab, die Farbtöne erscheinen blasser, sie werden zunehmend mit *weiß* gemischt. Das Zentrum des Farbkreises ist der Farbton *weiß* (siehe Abb. 2.10).
Mit Hilfe eines Koordinatensystem, welches über den Farbkreis gelegt wird, kann man nun jede Farbe (Farbton- und sättigung) durch die Koordinaten U und V angegeben werden.

2.5.2 Farbübertragung

Für die Darstellung der Farbtöne beim Empfänger müssen die Wellenlängen der drei Grundfarben *rot*, *grün* und *blau* festgelegt sein. Dies ist erforderlich, um eine farblich korrekte Wiedergabe des aufgenommenen Bildes sicherzustellen. Die Wellenlängen der Grundfarben beim Farbfernsehen wurden 1954 in den USA von der FCC (*F*ederal *C*ommunication *C*ommission) festgelegt. Sie betragen:

$$\begin{aligned} rot &\equiv 700 \quad nm \\ grün &\equiv 546,1 \quad nm \\ blau &\equiv 435,8 \quad nm \end{aligned} \tag{2.2}$$

Durch die Entwicklung neuer Leuchtstoffe für die Bildschirme der Fernsehempfänger, die bei gleicher Ansteuerung eine höhere Leuchtdichte ermöglichten, wurden die Primär-Farbtöne 1974 von der EBU (*E*uropean *B*roadcasting *U*nion) neu festgelegt (siehe

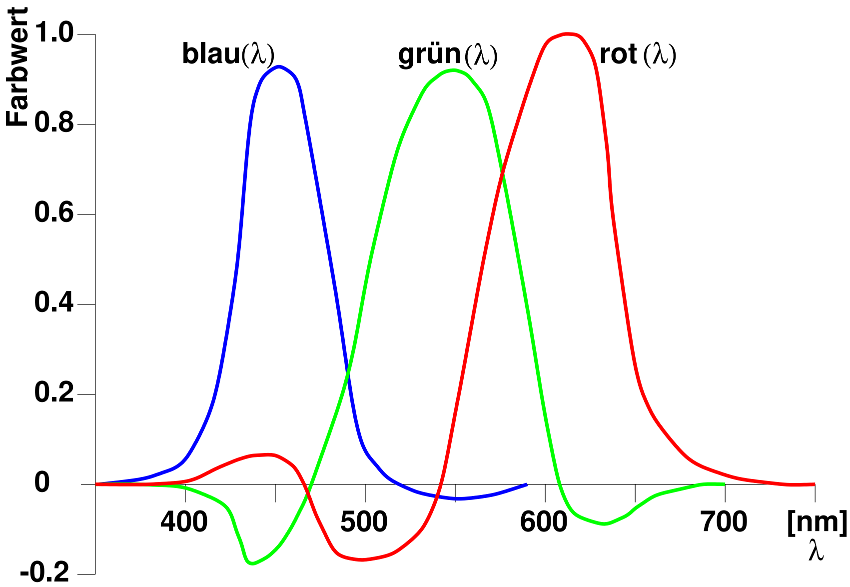


Abbildung 2.11: **Farbmischkurven** *bezogen auf die Primär-Farbtöne (aus [Mäusl 1995])*

Abb. 2.13). Die Eckpunkte des inneren Dreiecks sind die Primärfarbtöne *rot*, *grün* und *blau*, die Fläche des Dreiecks enthält alle darstellbaren Farbtöne. Die Koordinaten der neuen Primär-Farbtöne lauten:

$$\begin{aligned} rot &: \quad x = 0,64, \quad y = 0,33 \\ grün &: \quad x = 0,29, \quad y = 0,60 \\ blau &: \quad x = 0,15, \quad y = 0,06 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Werden nun für alle spektralen Farbtöne mit gleicher Farbintensität die Farbanteile der Primär-Farbtöne ermittelt und über die Wellenlänge aufgetragen, erhält man die in der Fernsehtechnik maßgeblichen Farbmischkurven (siehe Abb. 2.11).
Die Fernsehkamera beim Sender wandelt die Farbinformationen vom Bild in die jeweiligen Rot-, Grün- und Blau-Anteile um. Aus diesen drei Signalen wird nun das Y-Signal erzeugt, welches für die Kompatibilität mit dem Schwarz-Weiß-Fernsehen erforderlich ist.

$$\text{Y-Signal} \quad = \quad \text{ROT-Anteil} + \text{GRÜN-Anteil} + \text{BLAU-Anteil}$$

Das menschliche Auge hat nicht für alle Farbtöne das gleiche Helligkeitsempfinden. Farbtöne, die in der Mitte des sichtbaren Bereichs liegen, werden als sehr viel heller empfunden, als Farbtöne, die am Rand des sichtbaren Bereichs liegen (siehe Abb. 2.12).
Durch die Wichtung der Farbtöne wird das Y-Signal einer Farbfernsehkamera an das Helligkeitsempfinden des menschlichen Auges angepaßt. Die Grautöne des aufgenommenen Bildes erscheinen bei der Wiedergabe so, als ob das Bild mit einer Schwarz-Weiß-Kamera aufgenommen wurde. Ohne diese Wichtung würde das Graubild unnatürlich wirken.

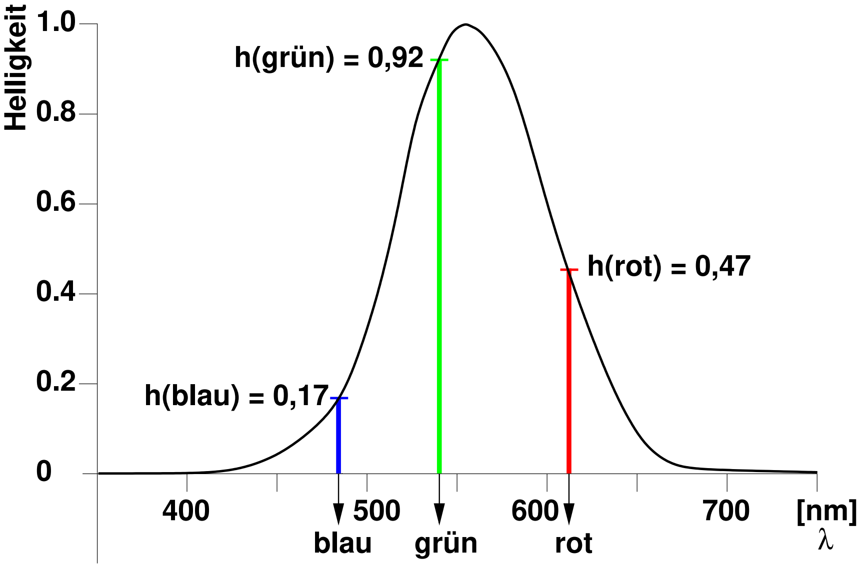


Abbildung 2.12: **Helligkeitsempfindung** *des menschlichen Auges*

Entsprechend der Helligkeitsempfindung des menschlichen Auges ergeben sich für die Primär-Farbtöne folgende Funktionswerte (siehe Abb. 2.12):

$$h(rot) = 0,47 \tag{2.4}$$
$$h(grün) = 0,92 \tag{2.5}$$
$$h(blau) = 0,17 \tag{2.6}$$

Die Farbwertsignale, dargestellt durch ihre spektralen Funktionen $rot(\lambda)$, $grün(\lambda)$ und $blau(\lambda)$ (siehe Abb. 2.11), werden mit den relativen Helligkeitsbeiwerten $h_{rel}(rot)$, $h_{rel}(grün)$ und $h_{rel}(blau)$ multipliziert. Diese erhält man durch Normierung aus den Helligkeitsbeiwerten $h(rot)$, $h(grün)$ und $h(blau)$. Zur Berechnung der relativen Helligkeitsbeiwerte bildet man zunächst die Summe der Funktionswerte ([Mäusl 1995])

$$\sum h = h(rot) + h(grün) + h(blau) \tag{2.7}$$
$$= 0,47 + 0,92 + 0,17 \tag{2.8}$$
$$= 1,56 \tag{2.9}$$

und normiert dann die einzelnen Funktionswerte auf diesen Normierungsfaktor. Die relativen Helligkeitsbeiwerte ergeben sich dann zu

$$
\begin{aligned}
h_{rel}(rot) &= \frac{h(rot)}{\sum h} = \frac{0,47}{1,56} = 0,30 \\
h_{rel}(gr\ddot{u}n) &= \frac{h(gr\ddot{u}n)}{\sum h} = \frac{0,92}{1,56} = 0,59 \\
h_{rel}(blau) &= \frac{h(blau)}{\sum h} = \frac{0,17}{1,56} = 0,11
\end{aligned}
\tag{2.10}
$$

und für die Berechnung des Y-Signals erhält man die Gleichung

$$
y = 0,30 \cdot rot + 0,59 \cdot gr\ddot{u}n + 0,11 \cdot blau. \tag{2.11}
$$

Für einen weißen Bildpunkt sind die Werte von *rot*, *grün* und *blau* gleich EINS, es ergibt sich für den Wert von Y auch EINS. Für Grautöne liegt der Wert von Y zwischen EINS und NULL, bei schwarz ist Y gleich NULL [Krisch 1993, Mäusl 1995].

2.5.3 Chrominanz

Da bei der Entwicklung des Farbfernsehens eine Kompatibilität zum Schwarz-Weiß-Fernsehen vorausgesetzt wurde, werden die Farbinformationen zusätzlich zum schon vorhandenen Luminanz- oder Y-Signal übertragen (siehe Abschnitt 2.2, Abb. 2.5). Mit Chrominanz werden die Farbsignalanteile in einem Fernsehsignal bezeichnet. Es sind die Bildinformationen, die mit dem Luminanz- oder Y-Signal das Farbbild ergeben. Das Chrominanzsignal wird in das vorhandene Frequenzspektrum so integriert, daß es das Luminanzsignal möglichst gering beeinflußt. Das resultierende Signal wird FBAS-Signal (*F*arb-*B*ild-*A*ustast-*S*ynchron-Signal) genannt (siehe Abb. 2.14).
Das Chrominanz-Signal enthält die Informationen über Farbton und Farbsättigung. Im Farbkreis (siehe Abb. 2.10) kann mit einem Summenvektor, der aus den Vektoren U und V gebildet wird, jeder Farbton dargestellt werden. Der Winkel (die Phase) des Summenvektors bezeichnet den Farbton, die Länge des Summenvektors gibt die Farbsättigung an.

2.6 Übertragungsverfahren

Mit der Entwicklung des Farbfernsehens haben sich verschiedene Verfahren zur Übertragung der Farbinformationen entwickelt. Drei dieser Verfahren wurden im jeweiligen Ursprungsland zum Standard:

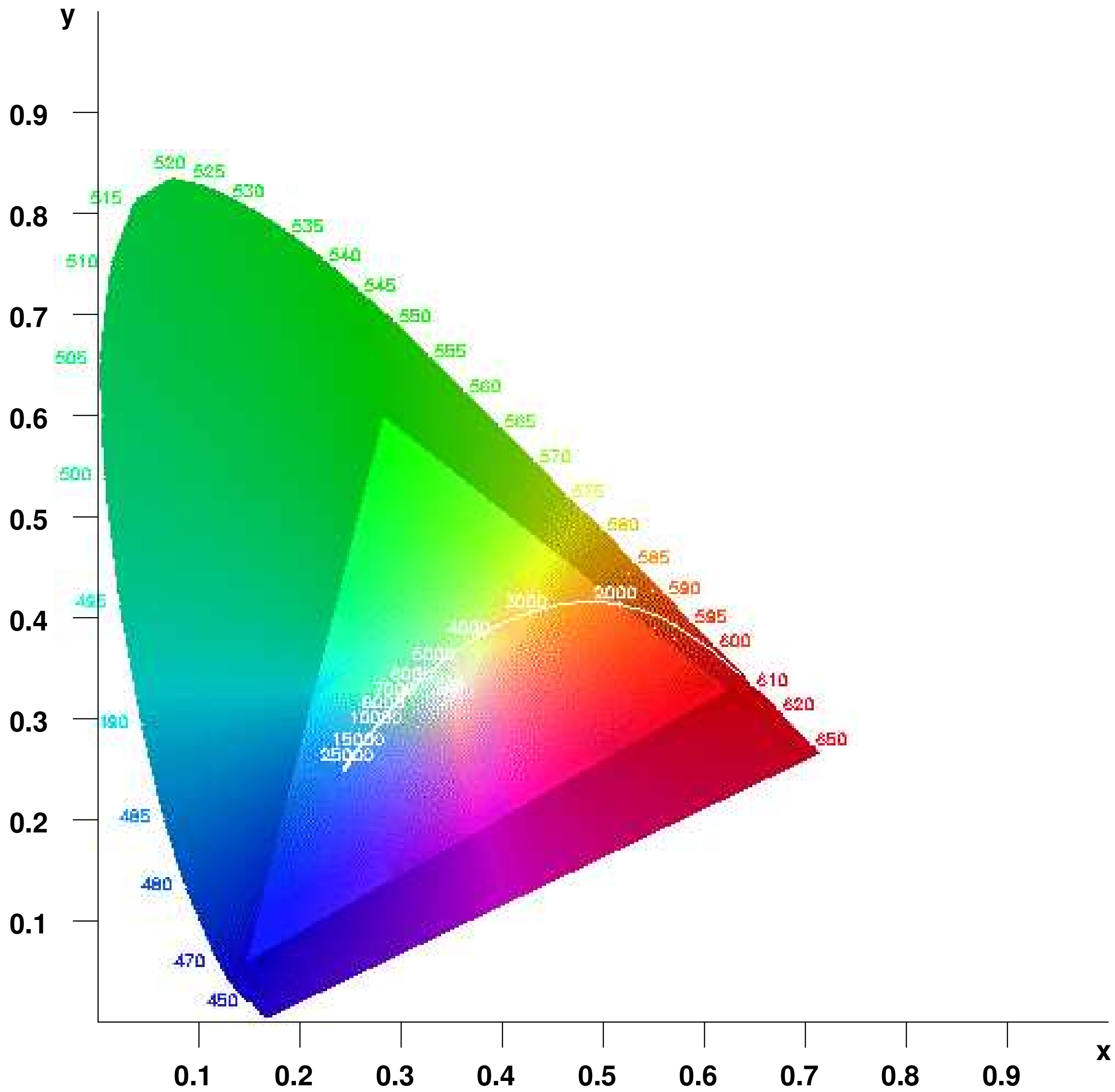


Abbildung 2.13: **Normfarbtafel im x-y-Diagramm** *Die Eckpunkte des inneren Dreiecks kennzeichnen die Position der Empfänger-Primärfarbtöne*

• NTSC	*N*ational *T*elevision *S*ystem *C*omittee	USA	1953
• PAL	*P*hase *A*lternating *L*ine	Deutschland	1967
• SECAM	*Séq*uentiel *à* *M*émoire	Frankreich	1968

Für die Farbbildübertragung müssen insgesamt drei Signal-Komponenten gebildet werden: das Leuchtdichtesignal, das Farbtonsignal und das Farbsättigungssignal. Das Leuchtdichtesignal (Helligkeitsinformation) wird mit dem Luminanz-/Y-Signal übertragen. Für die bei-

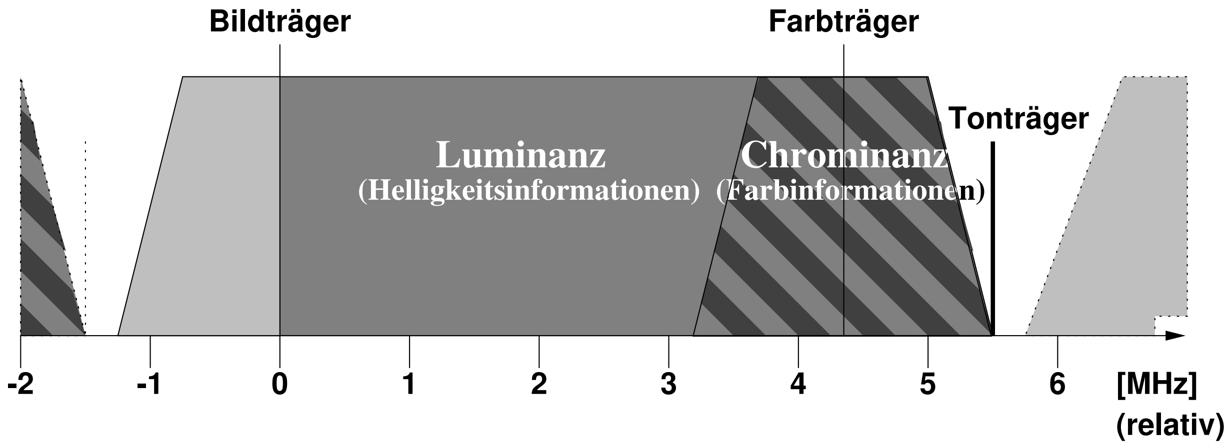


Abbildung 2.14: **Signalspektrum eines Farbfernsehsignals**

den weiteren Signal-Komponenten könnten jetzt zwei beliebige der drei Signale *rot* , *grün* oder *blau* genommen werden. Als zusätzliche Bedingung sollen die Signal-Komponenten für die Farbinformationen zu NULL werden, wenn (nicht-farbige) Schwarz-Weiß-Bilder übertragen werden. Aus diesen Grund werden sogenannte Farbdifferenzsignale gebildet. Für die Übermittlung der Farbinformation werden die um die Luminanz verminderten *Rot*- und *Blau*-Signale genommen; das nicht direkt mit übertragene *Grün*-Signal kann mit Hilfe der Gleichung 2.11 im Empfänger berechnet werden [Krisch 1993].
Im Folgenden wird eine kurze Übersicht zu den einzelnen Standardverfahren gegeben.

2.6.1 NTSC

NTSC ist der erste Farbfernseh-Standard, er wurde 1953 in den USA eingeführt. Für die Übermittlung der Farbinformation werden zwei weitere Signale benötigt. Diese werden mit Hilfe einer speziellen Modulationsart, der QAM (*Q*uadratur*a*mplituden*m*odulation, siehe Abb. 2.8), übertragen. Die beiden Farb-Signale werden I (Inphase) und Q (Quadraturphase) genannt. I und Q bezeichnen die Achsen eines Koordinatensystems über dem Farbkreis (siehe Abb. 2.10), wobei I und Q gegenüber U und V um 33^0 nach links gedreht sind. Die Ursache hierfür liegt in dem unterschiedlichen Farbauflösungsvermögen des menschlichen Auges: die Q-Achse entspricht in etwa der Richtung der geringsten Farbauflösung, das Q-Signal benötigt damit auch nur die geringste Bandbreite ($\approx$ 0,6 MHz), das I-Signal braucht hingegen eine Bandbreite von $\approx$ 1,3 MHz. Die I- und Q-Signale werden mit einer Trägerfrequenz von 3,58 MHz (4,43 MHz bei der europäischen NTSC-Version) in das vorhandene Frequenzspektrum integriert (siehe Abb. 2.14).
Nachteil des NTSC-Verfahrens sind mögliche Fehler in der Darstellung von Farbtönen. Durch die QAM werden die zwei Farbdifferenzsignale auf eine Trägerfrequenz aufmoduliert, die Trägerfrequenz und -phaselage wird (hier) nicht mitübertragen. Die Frequenz ist durch Normierung festgelegt. Zur richtigen Decodierung wird mit Hilfe eines weiteren Synchro-

nisationssignal (BURST, siehe Abschnitt 2.11) die Phasenlage des Chrominanzsignal dem Empfänger mitgeteilt. Durch Laufzeitunterschiede bei der Signalübertragung, sowie durch Reflektionen können Phasenfehler auftreten. Diese führen zu einer Veränderung der Phase des Summenvektors (siehe Abschnitt 2.5.3) und somit zu einer Veränderung des Farbtons. Alte NTSC-taugliche Farbfernsehempfänger hatten als Ausgleich möglicher Phasenfehler einen Drehknopf, mit dem man den Farbton manuell verändern konnte [Krisch 1993].

2.6.2 PAL

1967 wurde in Deutschland der PAL-Standard für die Übertragung von Farbfernsehsignalen festgelegt. Der PAL-Standard ist eine Weiterentwicklung des NTSC-Standards. Beim PAL-Verfahren werden für die Übermittlung der Farbinformationen die Farbdifferenzsignal U und V (siehe Abb. 2.10) sowie die QAM (siehe Abschnitt 2.8) benutzt. Die Drehung um 33^0 wie beim NTSC-Verfahren brachte keine nennenswerte Verbesserung der Farbqualität und wurde somit auf Grund des technischen Mehraufwandes unterlassen. Die Bandbreiten der Signale U und V sind mit $\approx$ 1,3 MHz identisch. Zur Kompensation von Phasenfehlern bei der Übertragung wird das V-Signal von Zeile zu Zeile um 180^0 gedreht. Dadurch wird der Phasenfehler abwechselnd zur Phase addiert beziehungsweise von der Phase subtrahiert. Durch die Speicherung einer Bildschirmzeile und die Mittelung der gespeicherten mit der nächsten Zeile wird der Phasenfehler mittels der *PAL-Delay-Line* eliminiert (näheres siehe Abschnitt 2.11, 2.12).

2.6.3 SECAM

Der SECAM-Standard wurde 1968 in Frankreich eingeführt. Er baut teilweise auf dem NTSC-Verfahren auf, die Art und Weise in der Verbesserung des NTSC-Verfahrens unterscheidet sich jedoch gravierend vom PAL-Verfahren.
Für die Übertragung werden die multiplikativ-veränderten Farbdifferenzsignale *Rot* und *Blau* verwendet, deren Bandbreite auf 1,3 MHz begrenzt wird. Die beiden Farbdifferenzsignale werden nicht gleichzeitig gesendet, sondern abwechselnd mit jeder Zeile. Das gesendete Farbdifferenzsignal wird im Empfänger gespeichert und mit dem der nächsten Zeile verarbeitet. Da nur ein Signal zusätzlich zum Y-Signal übertragen wird, reicht eine einfache Frequenzmodulation für die Übertragung. Die Trägerfrequenzen für die Farbdifferenzsignale sind jedoch unterschiedlich. Aus der Frequenzmodulation ergeben sich noch weitere signaltechnische Veränderungen, auf die hier nicht weiter eingegangen wird. Der Vorteil von SECAM liegt in der phasenfehler-unempfindlichen Übertragung der Farbdifferenzsignale, die jedoch zu Nachteilen in anderen Bereichen der Bilddarstellung führt (Stichwort: Moiré-Störungen, siehe [Krisch 1993]).

2.7 Farbräume

2.7.1 RGB

Die Primär-Farbtöne des Farbraums RGB sind *rot*, *grün* und *blau* mit definierten Farbton-Werten (siehe Formel 2.3). Der Farbraum RGB wird für die Darstellung des Bildes auf der Fernsehbildröhre benötigt, wo die einzelnen Bildpunkte aus roten, grünen und blauen Leuchtflächen zusammenmischt werden.

2.7.2 YUV

Beim PAL-Standard wird für die Übertragung von Farbinformationen der Farbraum YUV benutzt. Die Farbräume RGB und YUV können mittels einer linearen Transformation in einander überführt werden (siehe Formel 2.12). Aus den von der Kamera aufgenommenen roten, grünen und blauen Bildinformation wird auf Grund der Kompatibilität zum alten Schwarz-Weiß-Fernsehen das Y-Signal nach Gleichung 2.11 gebildet. Die Farbinformationen werden mit den Signalen U und V übertragen. Das U-Signal wird aus den Blau-Anteilen des aufgenommenen Bildes erzeugt, das V-Signal entsteht aus den Rot-Anteilen. Bei U und V handelt es sich um sogenannte Farbdifferenzsignale. Da bei der Übertragung von (nicht-farbigen) Schwarz-Weiß-Bildern das Chrominanz-Signal zu NULL werden soll, damit keine Beeinflussung des Luminanz-Signals auftritt, werden vom U- und V-Signal das Y-Signal subtrahiert.

$$
\begin{aligned}
u_Y &: \text{Y-Signal} \\
u_{rot} &: \text{Rot-Signal} \\
u_{grün} &: \text{Grün-Signal} \\
u_{blau} &: \text{Blau-Signal} \\
u_{R-Y} &: \text{Rot-Differenzsignal} \\
u_{B-Y} &: \text{Blau-Differenzsignal}
\end{aligned}
$$

Gleichung 2.11 wird somit zu

$$u_Y = 0,30 \cdot u_{rot} + 0,59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau} \tag{2.12}$$

Die Gleichungen für u_{U-Y} und u_{V-Y} lauten

$$\begin{aligned} u_{R-Y} &= u_{rot} - u_Y \\ &= u_{rot} - (0,30 \cdot u_{rot} + 0,59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau}) \\ &= 0,70 \cdot u_{rot} - 0,59 \cdot u_{grün} - 0,11 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.13}$$

$$\begin{aligned} u_{B-Y} &= u_{blau} - u_Y \\ &= u_{blau} - (0,30 \cdot u_{rot} + 0,59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau}) \\ &= -0,30 \cdot u_{rot} + 0,59 \cdot u_{grün} + 0,89 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.14}$$

Ein Gründifferenzsignal wird nicht mitübertragen, da es im Empfänger mit Hilfe der Y-, U- und V-Signale rekonstruiert werden kann. Die Beziehung für die empfängerseitige Erzeugung eines Grün-Differenzsignals lautet

$$u_{G-Y} = -0,51 \cdot u_{V-Y} - 0,19 \cdot u_{U-Y} \tag{2.15}$$

In Abb. 2.2 ist eine Bildzeile eines FBAS-Signals schematisch dargestellt. Für die Synchronisationszeichen H-SYNC und V-SYNC sind 25% der Amplitude vorgesehen, die restliche 75% stehen den Bildinformationen (Luminanz- und Chrominanz-Signal) zur Verfügung. Werden die Farbdifferenzsignale nach Gleichung 2.13 und 2.14 eingefügt, ergibt sich folgendes Bild:
Bei der Übertragung der Farbtöne kommt es zu Übersteuerungen, die die Zeilensynchronisation stören beziehungsweise zu Übermodulationen führt. Da beide Fälle nicht auftreten dürfen, werden die Farbdifferenzsignale in folgender Weise reduziert

$$\begin{aligned} u_V &= 0,88 \cdot u_{R-Y} \\ &= 0,61 \cdot u_{rot} - 0,52 \cdot u_{grün} - 0,10 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\begin{aligned} u_U &= 0,49 \cdot u_{B-Y} \\ &= -0,15 \cdot u_{rot} + 0,29 \cdot u_{grün} + 0,44 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.17}$$

Die Signale u_U und u_V (kurz mit U und V bezeichnet) werden reduzierte Farbdifferenzsignal genannt. Mit den reduzierten Farbdifferenzsignalen ergibt sich Abb. 2.15 zu Abb. 2.16.
Die jetzt noch auftretenden Übersteuerung sind noch tolerierbar, wenn man bedenkt, daß sie nur bei vollständig gesättigten Farbtönen auftreten, die in realen Szenen aber äußerst selten vorkommen. Im Empfänger werden aus den Signalen Y, U und V die Rot-, Grün-und Blau-Anteile zurückberechnet. Die Werte der Farbdifferenzsignale ergeben sich

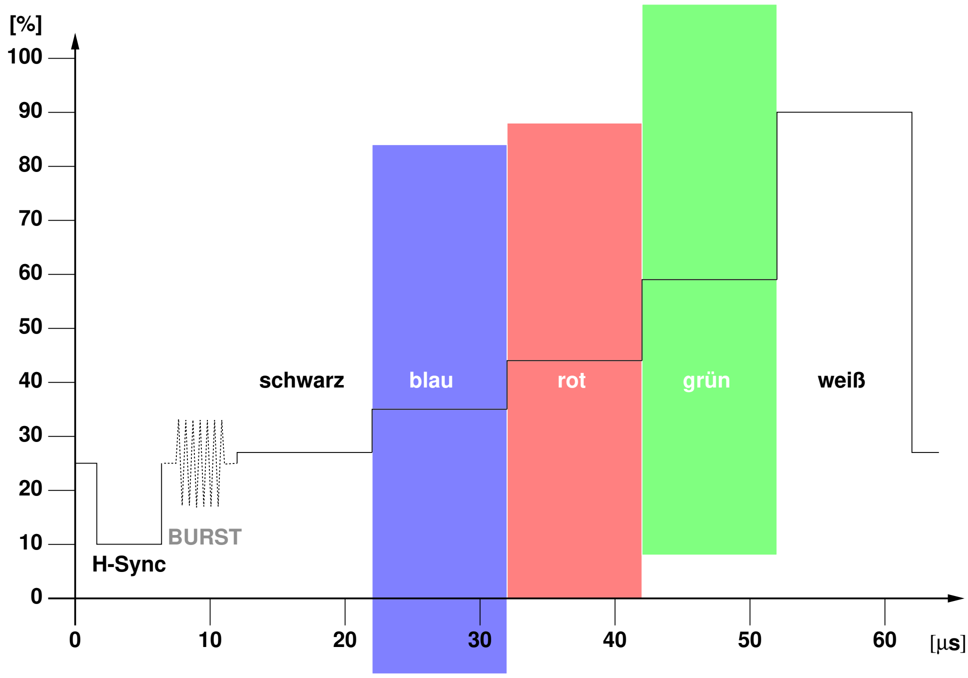


Abbildung 2.15: **FBAS-Signal** *mit Farbdifferenzsignalen*

aus den Gleichungen 2.15, 2.16 und 2.17:

$$\begin{aligned} u_{R-Y} &= 1,14 \cdot u_V \\ u_{G-Y} &= -0,58 \cdot u_V - 0,39 \cdot u_U \\ u_{B-Y} &= 2,04 \cdot u_U \end{aligned} \tag{2.18}$$

Hieraus lassen sich die Rot-, Grün- und Blau-Anteile berechnen:

$$\begin{aligned} Rot &= 1,14 \cdot u_V + u_Y \\ Grün &= -0,58 \cdot u_V - 0,39 \cdot u_U + u_Y \\ Blau &= 2,04 \cdot u_U + u_Y \end{aligned} \tag{2.19}$$

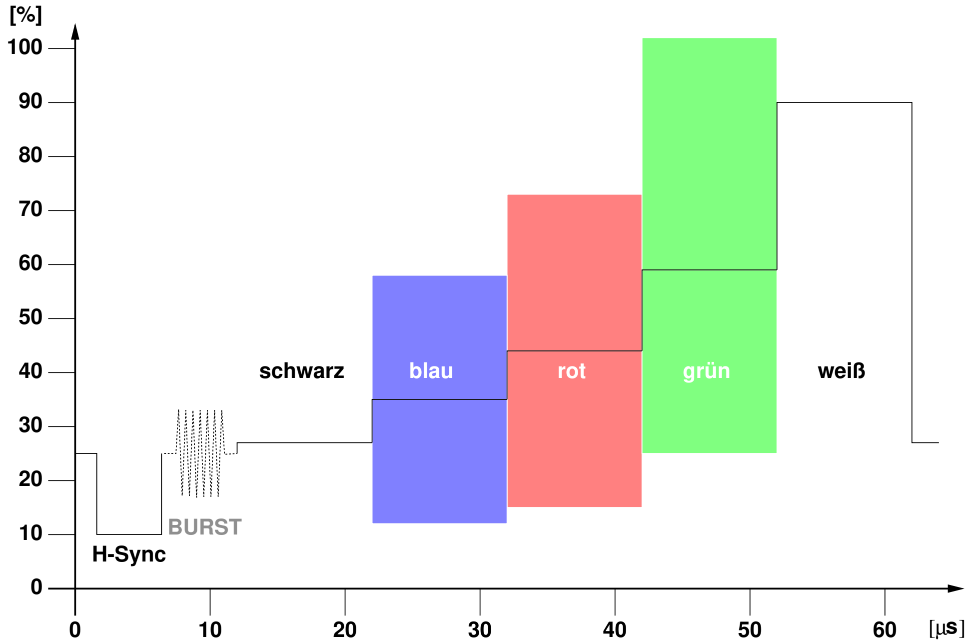


Abbildung 2.16: **FBAS-Signal** *mit reduzierten Farbdifferenzsignalen*

2.8 Quadraturamplitudenmodulation (QAM)

Die *Q*uadratur*a*mplituden*m*odulation ist eine Methode, um zwei Signale auf nur eine Trägerfrequenz aufzumodulieren. Bei der Entwicklung des Farbfernsehens stand man vor dem Problem, daß insgesamt drei Signale für die Wiedergabe von Farbbildern übertragen werden müssen. Durch das etablierte Schwarz-Weiß-Fernsehen waren die Frequenzen und Bandbreiten für die Übertragung von Fernsehsignalen bereits vorgegeben. Durch die Vorgabe, das Farbfernsehen kompatibel zum Schwarz-Weiß-Fernsehen zu entwickeln, sollten die Farbinformationen zusätzlich übertragen werden. Mit dem Luminanz- oder Y-Signal wird bereits das Leuchtdichte- beziehungsweise Helligkeitssignal übermittelt. Für die Farbinformationen wurden zwei weitere Signale benötigt. Das vorhandene Frequenzspektrum ließ zwei weitere Trägerfrequenzen nicht zu, da sich die Signale untereinander zu stark gestört hätten. Mit der QAM stand aber eine Möglichkeit zur Verfügung, zwei Signale auf nur eine Trägerfrequenz zu modulieren.
Die U- und V-Signale werden getrennt jeweils auf die sogenannte Farbträgerfrequenz aufmoduliert (siehe Abb. 2.17).
Der Träger des V-Signals ist gegenüber dem Träger des U-Signals um 90^0 phasenverschoben. Diese beiden Signale können somit ohne Informationsverlust einfach addiert werden. Durch die Phasenverschiebung des einen Trägers um 90^0 gegenüber dem anderen liegen die beiden

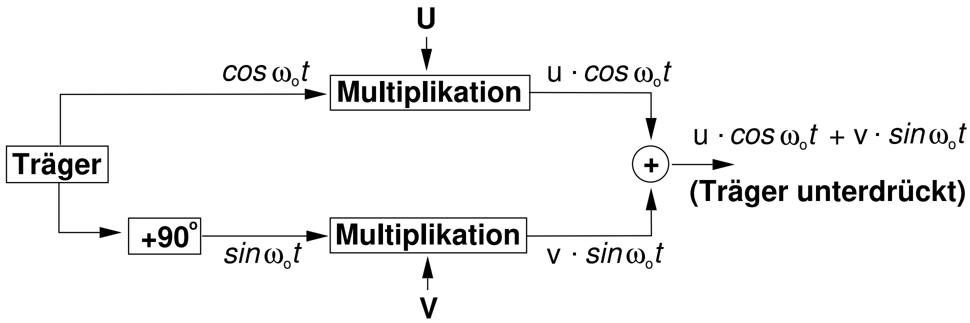


Abbildung 2.17: **Schaltungsprinzip der QAM**

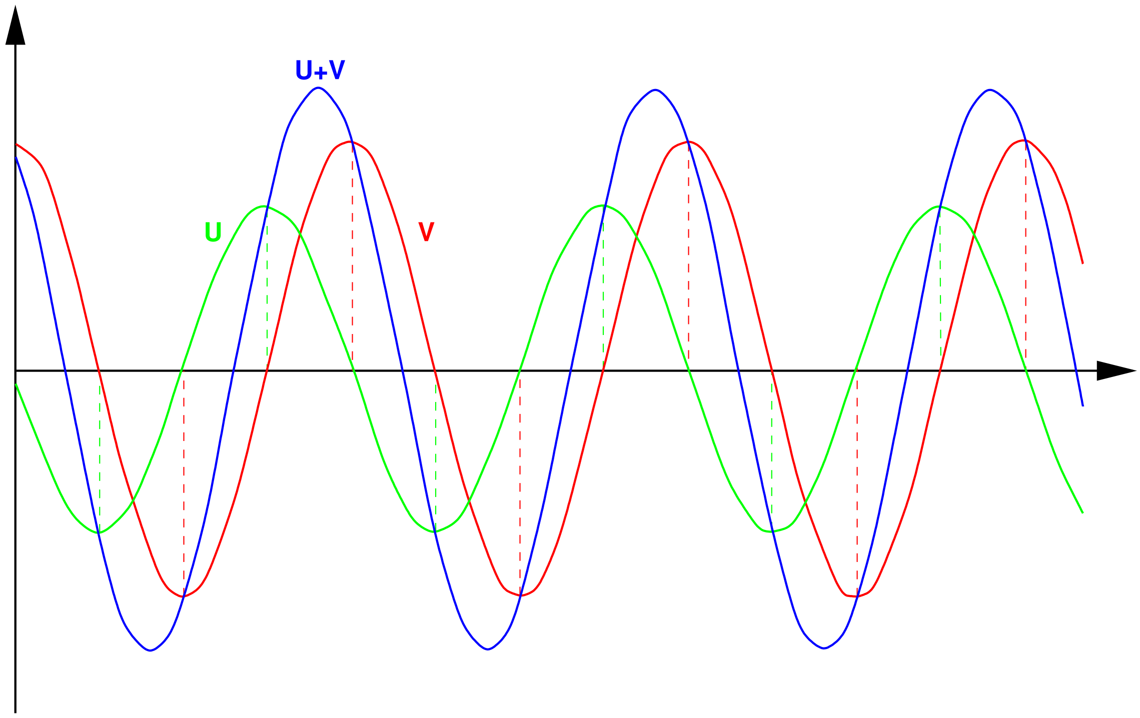


Abbildung 2.18: **Summenkurve der Farbträger** *mit :*
$U = \hat{u} \cdot \cos\omega_0 t$, $V = \hat{v} \cdot \sin\omega_0 t$ *und* $U + V = \hat{u} \cdot \cos\omega_0 t + \hat{v} \cdot \sin\omega_0 t$

Signale orthogonal zu einander. Wenn die eine Trägerfrequenz die Nullachse schneidet, hat die andere gerade ein Maximum und umgekehrt (siehe Abb. 2.18).
Die beiden Signale können, da sie orthogonal zu einander liegen, im Empfänger auch wieder getrennt werden. Bei der QAM ist die Trägerfrequenz unterdrückt. Die Frequenz muß im Empfänger neu erzeugen werden. Für die korrekte Demodulation ist aber die Kenntnis der genauen Phasenlage der Farbträgerfrequenz von entscheidender Bedeutung. Schon geringe

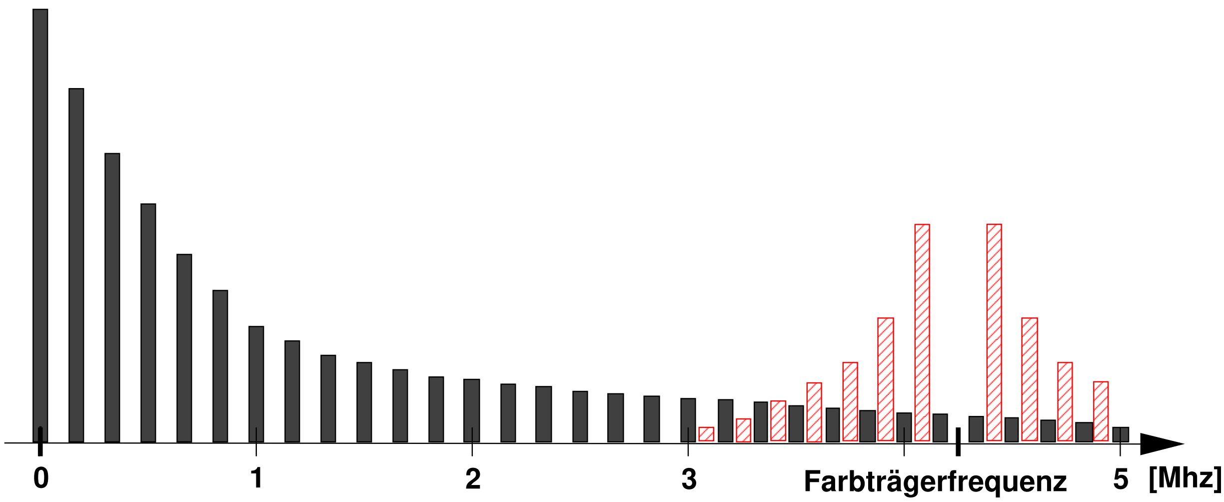


Abbildung 2.19: **Frequenzspektrum des FBAS-Signals** *schematisch*

Abweichungen in der Phasenlage (< 5 %) führen zu für das menschliche Auge sichtbaren Farbtonänderungen [Krisch 1993, Limann 1978].

2.9 Farbträgerfrequenz

Bei der Auswahl der Farbträgerfrequenz mußte darauf geachtet werden, daß sich das Luminanz- und das Chrominanz-Signal möglichst wenig beeinflussen. Jede periodische Schwingung läßt sich nach Fourier [Bron 1981] aus sinus-förmigen Grundschwingungen und deren Harmonischen zusammensetzen. Daher wurde die Farbträgerfrequenz so gewählt, daß deren harmonische Schwingungen nicht mit denen des jeweiligen Bildträgers zusammenfallen [Limann 1978] (siehe Abb. 2.19).
Um dieses zu erreichen, wurde die Farbträgerfrequenz beim PAL-Übertragungsverfahren als ein ungerades Vielfaches eines Viertels der Zeilenfrequenz gewählt. Zusätzlich wurden noch 25 Hz zur Frequenz hinzuaddiert, um Störmuster zu unterdrücken, die durch die Beeinflussung von Luminanz und Chrominanz entstehen [Mäusl 1995]. Um die Störungen möglichst gering zu halten, wird der Farbträger im oberen Frequenzbereich des Y-Signals gewählt, Werte von $\approx$ 4,4 MHz schienen am geeignetsten. Die genaue Beziehung ist

$$f_{FT} = 283,75 \cdot f_h + 25\ Hz = 4\ 433\ 618,75\ Hz \tag{2.20}$$

f_{FT} : Farbträgerfrequenz
f_h : H-SYNC-Frequenz

wobei die Addition von 25 Hz die Wahrnehmung der oben angesprochenen Störmuster noch weiter verringert.

2.10 Schwarzschulter

Die Schwarzschulter befindet sich zwischen dem H-SYNC und dem Bereich der Bildinformation. Ihr Wert entspricht dem Farbton *schwarz*. Die Schwarzschulter dient als Nullpunkt bei der Bildinformationsdekodierung, der Farbton *weiß* bildet den Wert EINS. Alle anderen Farbtöne liegen mit ihren Luminanzwerten zwischen NULL und EINS (siehe Abb. 2.16).

2.11 BURST

Bei der QAM werden zwei Signale auf einen Träger aufmoduliert. Bei dieser Modulation wird die Trägerfrequenz nicht mit übertragen. Die Frequenz ist nach Gleichung 2.20 vorgegeben. Wesentlich für die Demodulation der U- und V-Signale ist aber die Phasenlage der Farbträgerfrequenz des Senders. Um diese Phasenlage dem Empfänger zu übermitteln, wird nach dem H-SYNC ein sogenannter BURST gesendet. Der BURST umfaßt ≈ 12 Perioden des Farbträgersignals, das der Schwarzschulter aufaddiert wird. Auf diesen BURST synchronisiert sich die empfängerseitig erzeugte Farbträgerfrequenz. Die Elektronik im Empfänger ist so ausgelegt, daß die Phase des Farbträgersignals zwischen zwei Bildzeilen ($64\mu s$) nahezu konstant bleibt, um eine korrekte Demodulation der U- und V-Signale zu gewährleisten.
Mit dem BURST wird beim PAL-Verfahren noch eine weitere Information dem Empfänger übermittelt. Durch einen Wechsel der Phase zwischen $+135^0$ (A-BURST) und -135^0 (B-BURST) ($180^0 \pm 45^0$) wird definiert, ob in der folgenden Zeile das V-Signal um 0^0 oder 180^0 verschoben ist (siehe auch Abschnitt 2.12). Durch eine empfängerseitige Mittelwertbildung dieses alternierenden BURSTs erhält man wieder die eigentliche Bezugsphase von 180^0. Durch diesen alternierenden BURST kann man genaugenommen vier verschiedene Halbbilder unterscheiden. Durch die ungerade Anzahl von 625 Zeilen pro Bild unterscheiden sich das erste und dritte, sowie das zweite und vierte Halbbild durch die Reihenfolge der A- beziehungsweise B-BURSTs (siehe Abb. 2.20). Beim ersten und zweiten Halbbild befindet sich der A-BURST in den Zeilen mit ungerader Zeilennummer, im dritten und vierten Halbbild in den Zeilen mit gerader Zeilennummer. Dieses Schema gilt für die gesamte Übertragung, daß heißt auch während des V-SYNC-Bereichs findet der A-/B-BURST-Wechsel statt.

2.12 PAL-Schalter

Als Verbesserung des NTSC-Standards wurde beim PAL-Verfahren eine Phasenfehlerkorrektur implementiert. Mit dem damaligen NTSC-Verfahren war es nicht möglich, Phasenfehler zu kompensieren. Die Fernsehempfänger hatten einen Drehregler, mit dem manu-

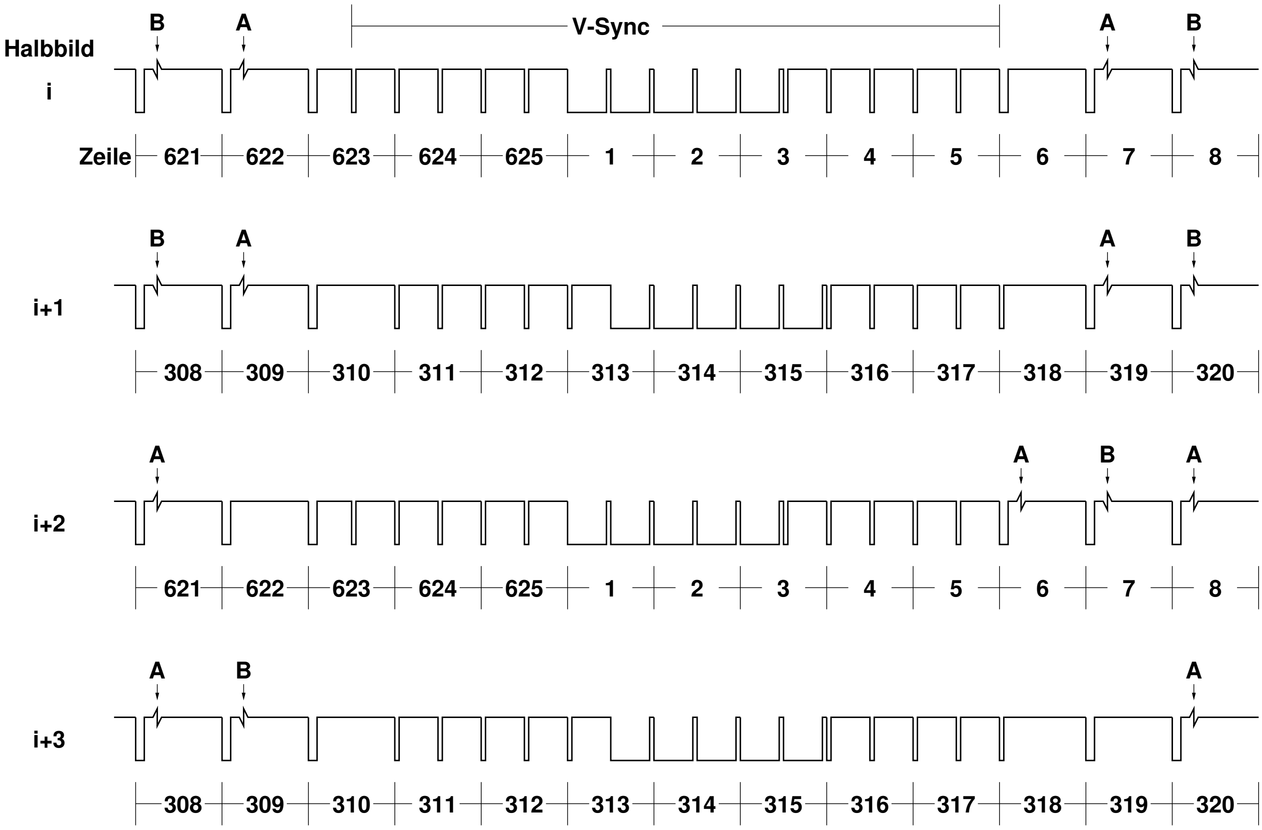


Abbildung 2.20: **PAL-Halbbilder mit BURST-Phasenlage**

ell die Farbart verändert werden konnte. Phasenfehler können während der Übertragung durch Reflektionen des Fernsehsignals entstehen, aber auch im Empfänger selbst können Phasenfehler auftreten. Solche Phasenfehler führen zu einer nicht korrekten Wiedergabe der Farbtöne. Der PAL-Schalter sorgt dafür, daß das V-Signal von Zeile zu Zeile umgepolt wird, die Phase wird jeweils um 180^0 gedreht. Dadurch führen Phasenfehler in der einen Zeile zu einer Farbtonänderung mit dem Uhrzeigersinn, in der nächsten Zeile führen sie zu einer Änderung gegen den Uhrzeigersinn (siehe Abb. 2.21).
Um den korrekten Farbton wiedergeben zu können, wird jede Bildzeile beim PAL-Verfahren zwischengespeichert. Vor der Wiedergabe einer neuen Zeile wird diese mit der Zeile im Speicher gemittelt. Da der Phasenfehler in zwei aufeinanderfolgenden Zeilen in entgegengesetzte Richtung verläuft, wird er mittels dieses Verfahrens eliminiert. Um dem Empfänger mitzuteilen, ob die folgende Zeile das V-Signal oder das umgepolte V-Signal enthält, wird die Phasenlage des BURSTs verändert (siehe Abschnitt 2.11). Bei einer Zeile mit unverändertem V-Signal weist der BURST einen Phasenwinkel von $+135^0$ (A-BURST) auf, bei umgepolten V-Signal hat der BURST einen Phasenwinkel von -135^0 (B-BURST).

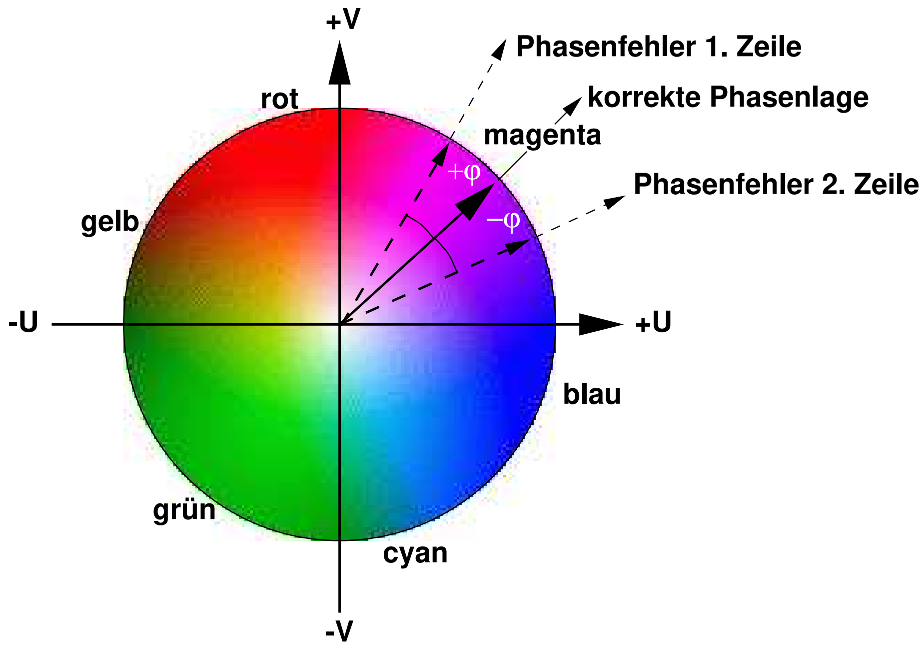


Abbildung 2.21: **Phasenfehlerkorrektur**

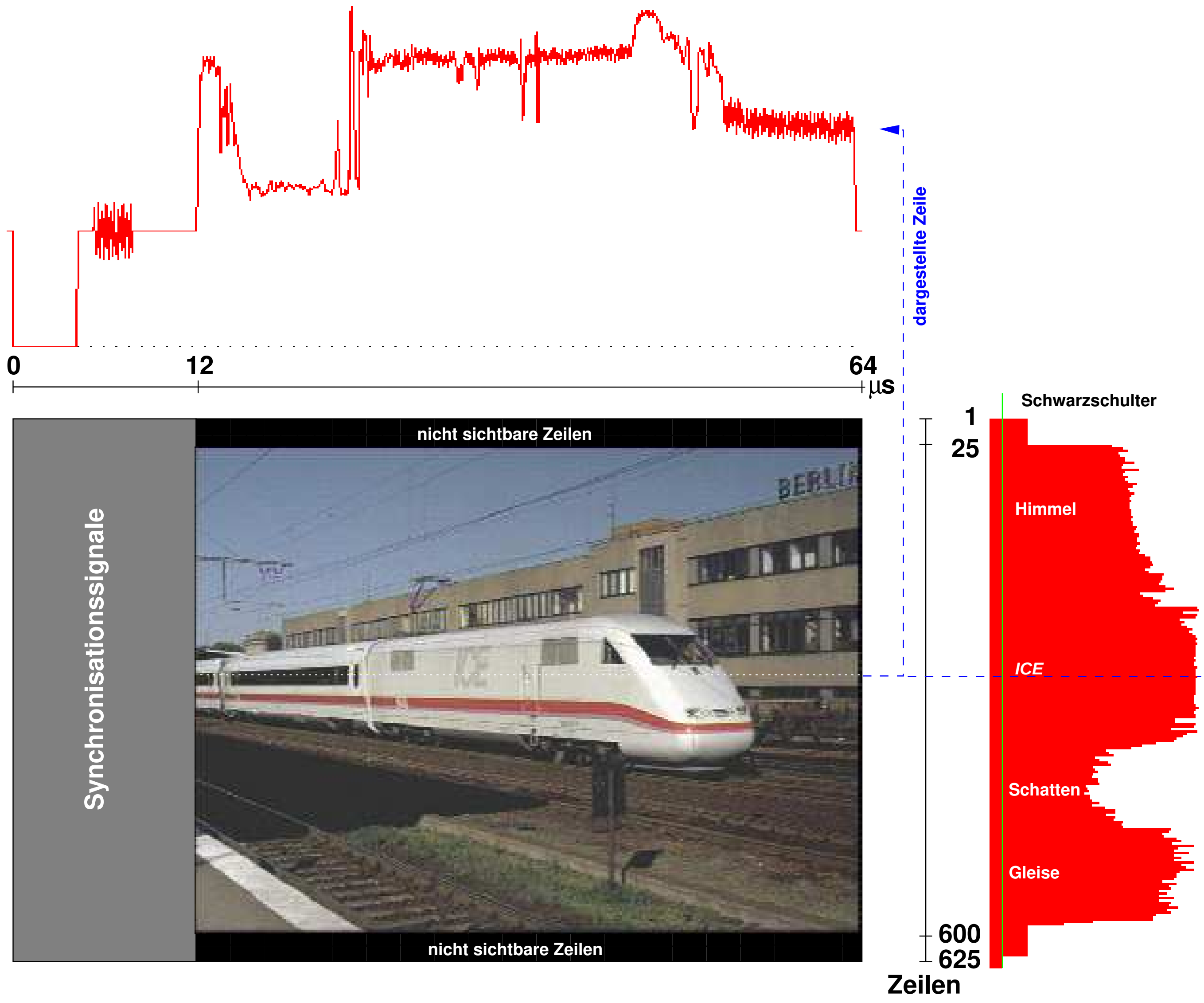


Abbildung 2.22: **Seitenverhältnis beim PAL-Fernsehbild** *schematisch*
oben: Signal einer FBAS-Zeile des unteren Bildes
rechts: FBAS-Signal des gesamten Halbbildes

2.13 Digitale Filter

Um die einzelnen Signale eines Farbfernsehbilds zu trennen, werden verschiedene Filter benötigt. In analogen Systemen, wie zum Beispiel im Fernsehempfänger, werden Signale mit Hilfe von elektrischen Spannungen und Strömen repräsentiert, während in der digitalen Signalverarbeitung die zu verarbeitenen Signale numerisch als Zahlenfolge vorliegen. Die Behandlung und Manipulation der digitalen Signale erfolgt dabei durch arithmetische und logische Operationen. Digitale Filter stellen wichtige Teilkomponenten der digitalen Signalverarbeitung dar. Sie übernehmen in diesem Bereich alle Aufgaben, die auch in analogen Systemen Filtern zugewiesen sind: Bandbreitenbeschränkung oder Trennung von Signalen, um nur einige Beispiele zu nennen. Die Beschreibung des Verhaltens von Filtern erfolgt (meist) im Frequenzbereich, während das zufilternde Signal im Zeitbereich vorliegt. Um ein Signal zu filtern, kann dieses (einfach ausgedrückt) durch die Fourier-Transformation vom Zeitbereich in den Spektral- oder Frequenzbereich überführt, mit dem gewünschten Frequenzgang des Filters multipliziert und anschließend rücktransformiert werden. Tatsächlich muß das Signal im Zeitbereich „abschnittsweise“ mittels der Fourier-Transformation in den Frequenzbereich überführt werden. Durch Überschneidungen an den Grenzen der einzelnen Bereiche werden „Signalsprünge“, die nach der Filterung und Rücktransformation auftreten können, ausgeglichen (genaueres hierzu in [Hess 1993]). Zeit- und Frequenzbereich sind äquivalente Darstellungen von Signalen. In beiden Darstellungsformen sind die gesamten Informationen über das Signal enthalten. Durch die Multiplikation der beiden Spektren wird nur der gewünschte Frequenzbereich erhalten, andere Frequenzen werden reduziert bzw. unterdrückt. Das Ergebnis ist ein entsprechend gefiltertes Signal (siehe Abb. 2.23 oben).

Die direkte Filterung eines Signal im Zeitbereich ohne Umwege über die Fourier-Transformation kann basierend auf dem Faltungssatz erfolgen (siehe Abb. 2.23 unten). Hierbei wird das Signal im Zeitbereich mit der Fourier-Transformierten Filtercharakteristik gefaltet. Das Umrechnen des Signal mittels der Fourier-Transformation ist hierbei nicht notwendig.

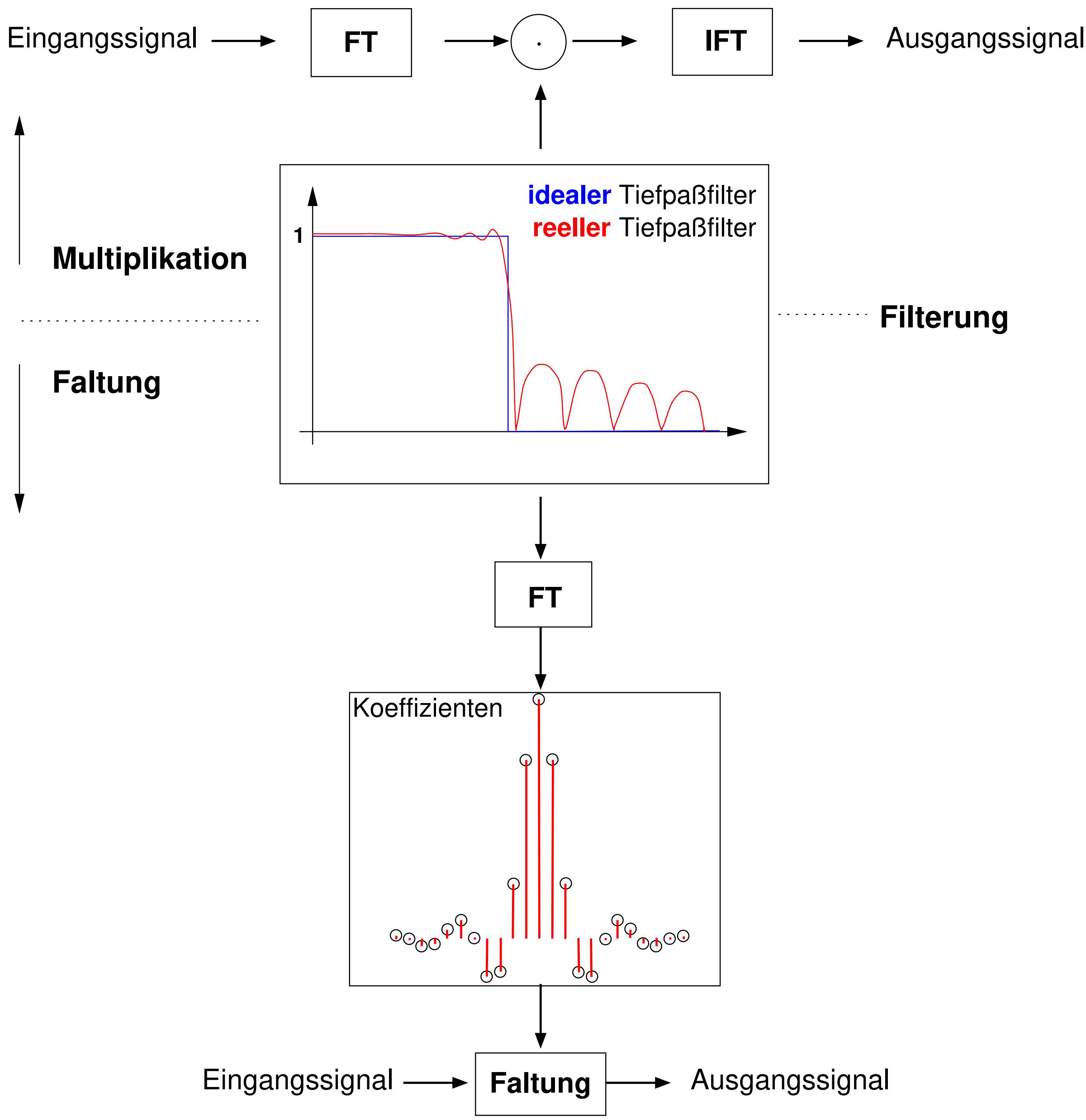


Abbildung 2.23: **Digitales Filter.** *Zusammenhang zwischen Filterung durch Multiplikation im Frequenzbereich und Faltung im Zeitbereich*

2.13.1 Fourier-Transformation

Die Fourier-Transformation (FT) bildet eine Funktion aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich ab. Die Darstellung im Frequenzraum wird auch (Fourier-) Spektrum genannt, wobei hiermit sowohl der Realteil als auch der Betrag der FT gemeint sein kann. Die FT einer eindimensionalen Funktion $f(t)$ ist durch

$$\hat{f}(k) = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \exp(-\mathrm{i}kt)dt \tag{2.21}$$

definiert, wobei k die Wellenzahl ist, die durch die Wellenlänge λ über die Beziehung $k = 2\pi/\lambda$ bestimmt ist. Mit der inversen Fouriertransformation (IFT)

$$f(x) = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}(k) \cdot \exp(\mathrm{i}kx)dk \tag{2.22}$$

erhält man aus dem Spektrum $\hat{f}(k)$ wieder die Funktion $f(x)$.
Die vorliegende Diplomarbeit befaßt sich mit periodischen Signalen. Jede periodische Funktion $f(t)$ mit einer Periode T $(f(t) = f(t+T))$ kann mit Hilfe von

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \Big(a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t) \Big) \tag{2.23}$$

in eine Fourier-Reihe entwickelt werden. Die Gewichtungsfaktoren a_n und b_n sind

$$a_n = \frac{2}{T} \int\limits_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t)dt \tag{2.24}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int\limits_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t)dt \tag{2.25}$$

Die FT liefert eine Zerlegung der periodischen Funktion in Komponenten $A(k) \cdot \sin(k \cdot t)$ bzw. $B(k) \cdot \cos(k \cdot t)$ der Wellenzahl k, die als Spektrum von $f(x)$ bezeichnet wird. $A(k)$ bzw. $B(k)$ sind die Fourierkoeffizienten bezüglich des Spektrums im kontinuierlichen Fall. Die diskrete Fouriertransformation (DFT) transformiert einen M-dimensionalen Vektor, also etwa den diskreten Abtastwerten, mit komplexen Elementen

$$\vec{f} = (f_0, f_1, \ldots, f_{M-1}) \tag{2.26}$$

gemäß $\mathbb{C}^{\mathrm{M}} \xrightarrow{\mathsf{DFT}} \mathbb{C}^{\mathrm{M}}$. Die eindimensionale DFT ist gegeben als

$$\hat{f}_u = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} f_m \cdot \exp\left(-\frac{2\pi \mathrm{i} m u}{M}\right). \tag{2.27}$$

Der Term

$$K_u = \exp\left(-\frac{2\pi \mathrm{i} m u}{M}\right). \tag{2.28}$$

wird als Kern der DFT bezeichnet. Er bestimmt die Basisfunktion, in die der Vektor $\vec{f}$ zerlegt wird. Die Basisfunktionen sind Sinus- bzw. Cosinuswellen mit verschiedener Wellenlänge, wobei der Index u (Wellenzahlindex) angibt, wieviele Perioden der Basisfunktion K_u in dem Intervall von 0 bis $M-1$ enthalten sind. Setzt man

$$W_M = \exp\left(\frac{2\pi \mathrm{i}}{M}\right), \tag{2.29}$$

so kann man die DFT schreiben als

$$\hat{f}_u = \frac{1}{M}\sum_{m=0}^{M-1} f_m \cdot W_M^{-mu}. \tag{2.30}$$

Für die inverse diskrete Fouriertransformation (IDFT) ergibt sich damit als

$$f_m = \sum_{u=0}^{M-1} \hat{f}_u \cdot W_M^{-mu}. \tag{2.31}$$

2.13.2 Faltungssatz

Mit Hilfe der Faltung läßt sich ein digitales Filter beschreiben und realisieren. Der Vorteil der Faltung liegt in dem Umstand, daß zu jedem Wort eines Datenstroms zu jedem diskreten Zeitpunkt ein gefiltertes Wort erhalten wird, wenn die Faltungsoperation zu jedem Zeitpunkt einmal ausgeführt wird. Außerdem ist die Faltung für die Hardware-Realisierung vorteilhaft, da sie aus einfachen Summen und Produkten besteht. Der Frequenzbereich des Filters wird mittels IFT in den Zeitbereich umgerechnet. Anschließend wird das Eingangssignal mit dem Zeitbereich des Filters gefaltet. Ergebnis ist das gefilterte Ausgangssignal. Die Faltung $f \circ g$ zweier Funktionen f und g ist gegeben durch

$$(f \circ g)(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(y) \cdot g(x-y) dy \tag{2.32}$$

Im Diskreten ist die Faltung definiert durch

$$h_m = (f \circ g_m) = \sum_{j}^{M-1} f_j \cdot g_{m-j}, \tag{2.33}$$

wobei f_j ein Element des Originalsignals und h_{m-j} ein Element der Faltungswerte ist.

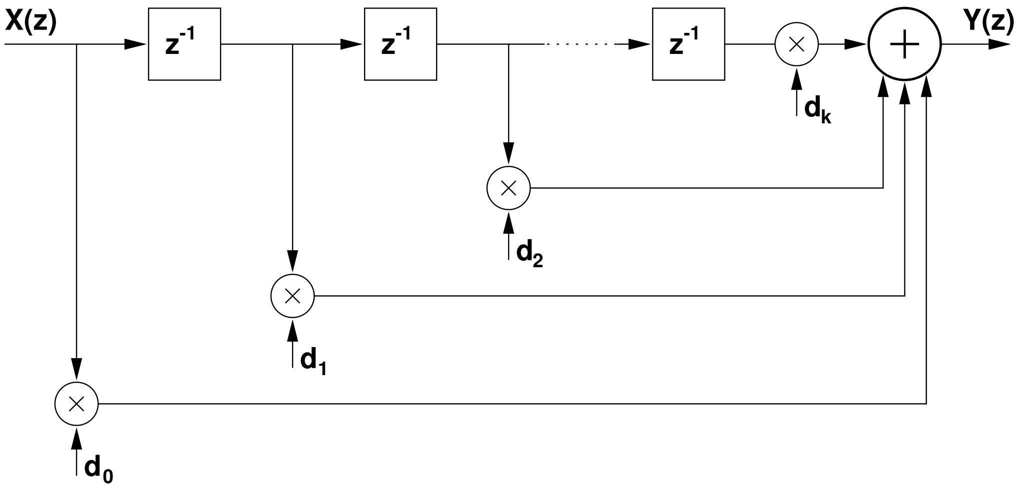


Abbildung 2.24: **FIR-Filter.**

2.13.3 Finite-Impulse-Response- (FIR-)Filter

Als FIR-Filter werden sogenannte nicht-rekursive Filter (Transversalfilter) bezeichnet, bei denen das Signal das Filter nur durchquert, im Gegensatz zu rekursiven Filtern (IIR-Filter), bei denen das Ausgangssignal die Filterung durch Rückkopplung mit beeinflußt. FIR-Filter haben eine endliche (durch Länge bestimmte) Impulsantwort. Die Realisierung eines Transversalfilters stellt die Realisierung der Faltung der Impulsantwort des Eingangssignals mit der Impulsantwort des Filters dar. Die Impulsantwort wird durch die Filterkoeffizienten dargestellt [Hess 1993]. Für die QAM-Demodulation werden FIR-Filter (Tiefpaß) benötigt. Der Phasengang eines FIR-Filters mit symmetrischer Impulsantwort ist linear in der Frequenz. Dadurch ist Verzerrerungsfreiheit garantiert. Die Verwendung von IIR-Filtern ist unter Umständen für die digitale Videosignalverarbeitung auch möglich, wurde aber im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter untersucht.

2.13.4 Filterdesign

Die Anzahl der Filterkoeffizienten für Tief- bzw. Hochpaßfilter kann mit Hilfe der Formel von *Bellanger* oder *Kaiser* abgeschätzt werden [Fliege 1993]:

$$Bellanger : N \approx \frac{2}{3 \cdot b} \log \frac{1}{10 \cdot \delta_D \cdot \delta_S} \tag{2.34}$$

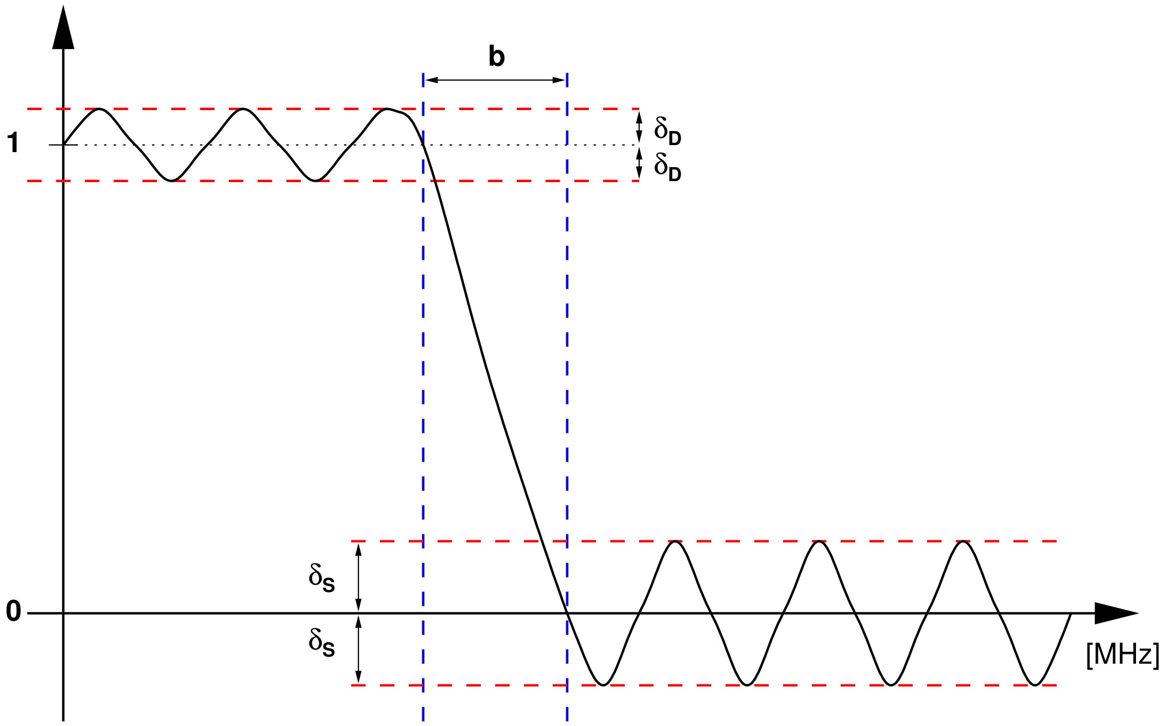


Abbildung 2.25: **Filterdesign.**

$$Kaiser : N \approx 1 - \frac{20 \cdot \log \sqrt{\delta_D \cdot \delta_S} - 13}{14,6 \cdot b} \tag{2.35}$$

Durch die Wahl der Bereiche δ_D, b und δ_S und Einsetzen in die Gleichung 2.34 oder 2.35 ergibt sich die entsprechende Anzahl N an Filterkoeffizienten. Als numerisches Standardverfahren hat sich der *Parks-McClellan-Entwurf* etabliert, mit dessen Hilfe auch andere Filtertypen berechnet werden [Hess 1993]. Die Approximation erfolgt durch iterative Suche der Extremwerte der optimalen Lösung mit Hilfe des Austauschalgorithmus von *Remez*. Hierbei werden die Filterkoeffizienten nicht einzeln und sequentiell, sondern gemeinsam und simultan optimiert [Hess 1993]. Durch die Quantisierung des Eingangssignal entsteht ein systematischer Fehler, der Quantisierungsfehler genannt wird. Aus diesem Quantisierungsfehler ergibt sich ein Signal/Rausch-Abstand, der nach der Formel

$$S = 20dB \cdot \log \frac{U_{\text{seff}}}{U_{\text{reff}}} = A \cdot 6dB + 1,8dB \approx A \cdot 6dB \tag{2.36}$$

berechnet werden kann, wobei A die Anzahl der Bits des A/D-Wandlers bezeichnet

[Tie.,Schenk 1993]. In der vorliegende Diplomarbeit wird ein 8-bit-A/D-Wandler benutzt, der Signal/Rausch-Abstand kann somit nicht besser als $\approx$ 48 dB sein. Hieraus ergibt sich die Signaldämpfung im Sperrbereich des Tiefpaßfilters. Ebenso sollte die Welligkeit im Durchlaßbereich des Filters unter 6 dB liegen. Durch diese Begrenzungen und unter der Vorgabe, daß der Übergangsbereich $b = 600$ kHz (3 MHz - 3,6 MHz), beziehungsweise $b = 500$ kHz (3 MHz - 3,5 MHz) beträgt, ergeben die Abschätzungen der Filterkoeffizientenanzahl für den Tiefpaßfilter des Y-Signals folgende Werte:

$$\delta_D = 3dB, \delta_S = 48dB, b = 600kHz : \tag{2.37}$$

$$\begin{aligned} Bellanger &\approx \text{ 26 Filterkoeffizienten} \\ Kaiser &\approx \text{ 22 Filterkoeffizienten} \\ Parks - McClellan &: \text{ 33 Filterkoeffizienten} \end{aligned}$$

$$\delta_D = 3dB, \delta_S = 48dB, b = 500kHz : \tag{2.38}$$

$$\begin{aligned} Bellanger &\approx \text{ 31 Filterkoeffizienten} \\ Kaiser &\approx \text{ 27 Filterkoeffizienten} \\ Parks - McClellan &: \text{ 40 Filterkoeffizienten} \end{aligned}$$

In Abb. 2.26 ist die Filtercharakteristik des Tiefpaßfilters mit 32 Koeffizienten nach Formel 2.37 dargestellt.

Halbbandfilter

Durch die Wahl einer bestimmten Grenzfrequenz kann der Verarbeitungsaufwand für die Tiefpaßfilter abermals reduziert werden. Durch die Abtastrate von 15 MHz ist die maximal darstellbare Frequenz (die sogenannte Nyquist-Frequenz) auf 7.5 MHz begrenzt. Durch die Wahl der Hälfte der maximal darstellbaren Frequenz als Grenzfrequenz erhält man einen sogenannten Halbbandfilter. Bei diesem Filter ist, bei ungerader Gesamtkoeffizientenanzahl, jeder zweite Filterkoeffizient gleich NULL, wodurch sich der Implementierungsaufwand nahezu halbiert (siehe auch Abb 4.5) (genauer in [Fliege 1993]).

Multiratenfilter

Eine weitere Möglichkeit, den Verarbeitungsaufwand für die Filter zu verringern, ist die Implementierung von Multiratenfiltern. Multiratenfilter eignen sich besonders für schmalbandige Filter. Die Breite des Durchlaßbereichs sollte deutlich schmaler als die Hälfte der

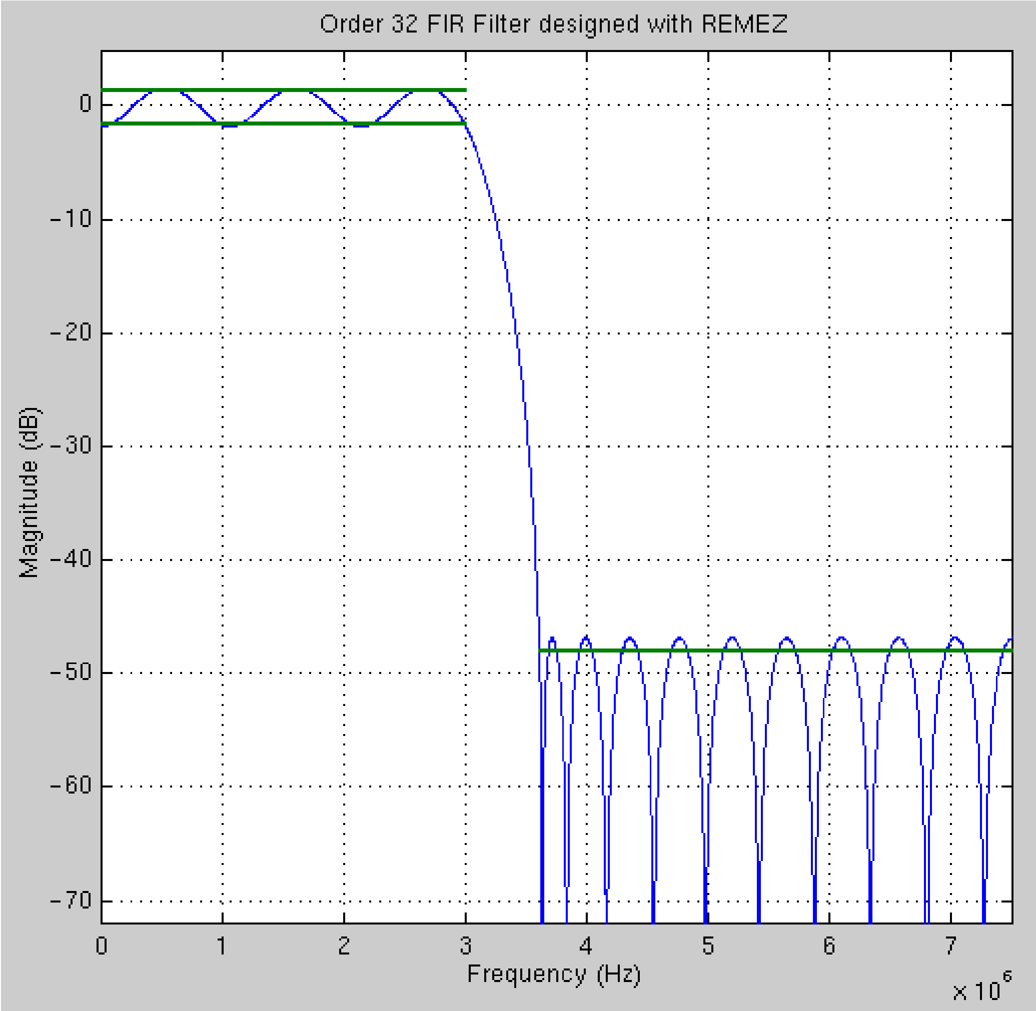


Abbildung 2.26: **Tiefpaßfilter mit 33 Koeffizienten** *nach Remez (erstellt mit MATLAB)*

Abtastfrequenz sein. Eine Multiratenfilterkaskade besteht aus einem Filter (Dezimationsfilter) und einer anschließenden „Unterabtastung“ (Dezimation), daß heißt, daß zum Beispiel nur jeder zweite, dritte, vierte, fünfte, ... Eingangssignalwert weiter benutzt wird. Das Dezimationsfilter braucht hierbei keinen schmalen Übergangsbereich und kommt somit auch mit wenigen Koeffizienten aus. Durch den Faktor der Dezimation wird die Abtastfrequenz des Signals reduziert. Nach der Dezimation hat das Spektrum des gefilterten Signals mit Ausnahme des Skalierungsfaktors die gleiche Gestalt wie das Spektrum des Eingangssignals und kann durch eine weitere Stufe der Multiratenfilterkaskade geleitet werden. Hierdurch erreicht man häufig eine deutliche Reduzierung des Rechenaufwands [Wierich 1998], (siehe auch [Fliege 1993]).

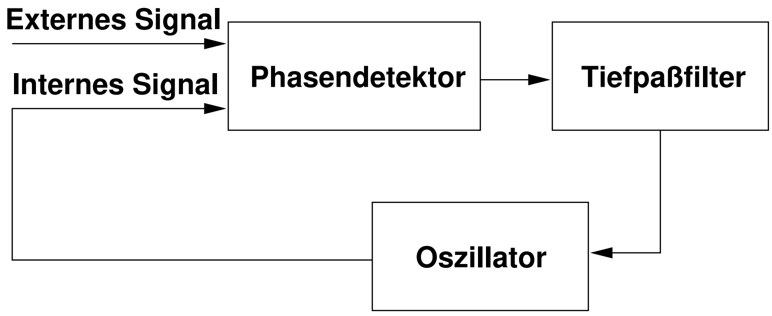


Abbildung 2.27: **Schema einer PLL.**

2.14 Phase Locked Loops (PLL)

Mit Hilfe der *P*hase *L*ocked *L*oop werden zwei periodische Signal miteinander synchronisiert. Beim Fernsehen ist die PLL sowohl für den Bildaufbau und die Bildgeometrie (H-SYNC und V-SYNC) als auch für die Darstellung von Farbinformationen notwendig. Die PLL synchronisiert ein im Fernsehgerät erzeugtes Signal mit dem vom Sender ausgestrahlten Signal bzw. mit bestimmten Signalkomponenten. Die Frequenzen der zu synchronisierenden Signale sind bekannt bzw. definiert. Eine PLL besteht im wesentlichen aus drei Modulen: einem Phasendetektor, einem Filter und einem Oszillator (siehe Abb. 2.27)
Bei einer PLL unterscheidet man zwischen vier Bereichen:

Haltebereich (*Lock-range*): Der Haltebereich $\Delta\omega_L$ bezeichnet den Frequenzbereich, in dem die PLL einer Frequenzänderung des Eingangssignal folgen kann und die Synchronisierung aufrecht erhalten werden kann.

Ausrastbereich (*Pull-out-range*): Der Ausrastbereich $\Delta\omega_{Pout}$ definiert diejenige sprunghafte Frequenzänderung, bei der die PLL „ausrastet", daß heißt der Frequenzänderung nicht mehr folgen kann und die Synchronisierung fehlschlägt.

Ziehbereich (*Pull-in-range*): Der Ziehbereich $\Delta\omega_{Pin}$ beschreibt den Frequenzbereich der Eingangsfrequenz, auf den die PLL einrasten kann. Dieser Bereich ist von der Eigenfrequenz des PLL-Oszillators abhängig.

Haltebereich (*Hold-range*): Der Haltebereich $\Delta\omega_H$ ist der Frequenzbereich, innerhalb dessen die PLL im eingerasteten Zustand bei langsamer Veränderung der Eingangsfrequenz folgen kann.

Diese vier Frequenzbereiche sind auf folgende Weise angeordnet:

$$\Delta\omega_L < \Delta\omega_{Pout} < \Delta\omega_{Pin} < \Delta\omega_H \tag{2.39}$$

Innerhalb des Haltebereichs kann die PLL stabil arbeiten, außerhalb liegt der unstabile Bereich, in dem die PLL nicht in der Lage ist, sich auf eine Eingangsfrequenz zu synchronisieren. Es existieren somit verschiedene Bedingungen für die Eingangsfrequenz. Für eine stabil arbeitende PLL sind es folgende drei Bedingungen [Best 1993]:

1. Die Eingangsfrequenz liegt innerhalb des Haltebereichs $\Delta\omega_H$,
2. die Eingangsfrequenz führt keine Frequenzsprünge aus, die größer als der Ausrastbereich $\Delta\omega_{Pout}$ sind,
3. die Änderungsgeschwindigkeit $\Delta\omega$ der Eingangsfrequenz bleibt kleiner als der Grenzwert ω_n^2 (ω_n: Eigenfrequenz des Oszillators).

Im Fernsehempfänger kann mit einer PLL zum Beispiel ein im Empfänger erzeugtes Signal mit dem BURST des FBAS-Signals synchronisiert werden, um die Phase des Farbträgersignals zu rekonstruieren. Diese Synchronisation ist für die farblich-korrekte Darstellung der Farbinformation notwendig. Durch die Multiplikation des BURST des FBAS-Signals mit dem im Oszillator erzeugtem Signal erhält man nach Tiefpaßfilterung ein Signal, das proportional zum *cos* der Phasendifferenz der beiden Eingangssignale ist. Dieses Signal wird zur Regelung des im Oszillator erzeugten Signals benutzt. Wenn die beiden Eingangssignale synchronisiert sind, ist das Produkt der Signale nahezu NULL ([Best 1997]). Dadurch daß die Frequenz des Farbträgersignals bekannt ist und „eigentlich“ nur die Phase synchronisiert werden muß, benötigt die Software-PLL des *DECODERS* nur wenige Perioden, um die Signale zu synchronisieren. Beim Fernsehen kann man beim Wechsel der gespeicherten Programme die „Einrast“-Zeit der PLL beobachten.

2.15 Direkte Digital Synthese (DDS)

Die *D*irekte *D*igitale *S*ynthese wurde in den frühen 70 Jahren entwickelt. Sie stellt heute eines der wichtigsten Hilfsmittel für die digitale Signalerzeugung dar. Eine DDS benutzt nur Logik und Speicher, also keine analogen Komponenten, um das Signal zu erzeugen. Die vorgegebene Amplitude, Frequenz und Phase wird somit auch genau eingehalten. Ebenso werden Veränderungen dieser Vorgaben unverzüglich umgesetzt. Die DDS ist lediglich in der maximal darstellbaren Frequenz von der Taktfrequenz der Logik abhängig, die Grenze liegt bei ≈ 45 % der Taktfrequenz [Osicom 1999].
Der Aufbau einer DDS ist relativ einfach und setzt sich aus einem Phasen-Akkumulator, einem Speicher für Sinuskurven-Werte und eventuell einem Digital-Analog-Wandler zusammen. Der Phasen-Akkumulator generiert nacheinander die gewünschten Zeitwerte t der Sinuskurve mit

$$t = k/f_{Sample} \qquad \text{mit } k = 1, 2, 3, \ldots \quad , f_{Sample} = \text{Samplefrequenz.} \tag{2.40}$$

Mit Hilfe dieser Werte werden die diskreten Werte einer Sinuskurve $sin(2\pi \cdot f \cdot t)$ aus dem Speicher in äquidistanten Abständen (bei konstanter Frequenz) ausgelesen. Die Kurvenwerte können mittels einer Interpolation noch genauer berechnet werden.

Kapitel 3

PAL-Encoder

3.1 Implementierung

Das FBAS-Signal im PAL-Standard ist ein Signal, das sich aus mehreren einzelnen Komponenten zusammensetzt. Die einzelnen Komponenten weisen Frequenzen im Bereich von 50 Hz bis zu 4 433 618,75 Hz auf, auf die sich ein Dekoder synchronisieren muß. Um die Komplexität eines FBAS-Signals zu verstehen, wurde zusätzlich zur Durcharbeitung der Literatur [Limann 1978, Krisch 1993, Mäusl 1995, Morgenstern 1994] ein FBAS-Signal generiert.
Am Anfang wurde der zeitliche Ablauf einer Zeile realisiert. Die zeitlichen Angaben der FBAS-Signal-Komponenten in den einzelnen Literaturquellen waren zwar unterschiedlich, die Differenzen waren allerdings sehr gering. Somit ließen sich die Horizontal- und Vertikal-Synchronisationssignale (H-SYNC und V-SYNC) sowie BURST und Schwarzschulter relativ einfach erzeugen. Als Bildinformation wurden zunächst Farbbalken generiert.
Hierdurch ließ sich sowohl die Funktion als auch die Qualität der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) (siehe Abschnitt 2.8) überprüfen. Durch wiederholten Aufruf des Zeilengenerators wurde ein Halbbild erzeugt, ein Videosignal im Umfang von 8 Halbbildern wurde in eine Datei geschrieben. Diese wurde in den Speicher des VidTrans (siehe Abschnitt 5.1) geschrieben und an den FBAS-Videosignal-Eingang (SCART-Buchse) eines Fernsehempfängers weitergeleitet.
Bei der Simulation traten (selbstverständlich) mehrere Probleme mit der Darstellung der Farbbalken auf beziehungsweise wurden Randbedingungen des FBAS-Signals sichtbar. Eine für die Farbbilddarstellung wichtige Eigenschaft ist, neben der genauen Farbträgerfrequenz und der korrekten QAM, der alternierende BURST (siehe Abschnitt 2.11). Der Wechsel zwischen A- und B-BURST wird auch (theoretisch) während der Übertragung des V-SYNCs fortgeführt. War dieser Wechsel bei 8 Halbbildern einmal nicht erfolgt, hat das Fernsehgerät das künstliche FBAS-Signal nicht als Farbbild erkannt. Es wurde festgestellt, daß die Farbträgerfrequenz sehr genau eingehalten werden muß. Schon Abweichungen um $\pm$ 100 Hz, das entspricht bei der Frequenz von 4 433 618,75 Hz einem Fehler von nur $\approx$

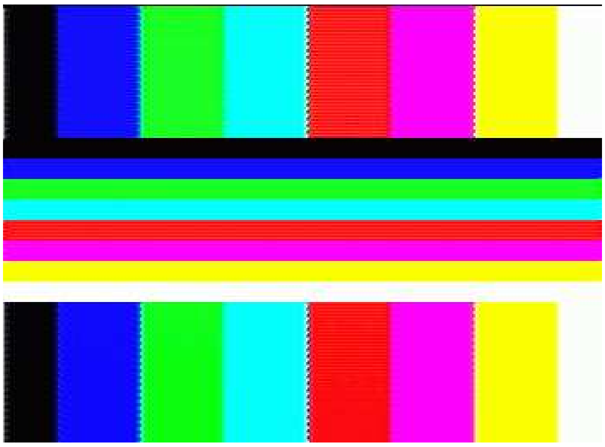


Abbildung 3.1: **Generiertes FBAS-Signal** *zum Verständnis des Signalaufbaus und zur Beurteilung der QAM*

0,003%, führt zur Abschaltung der QAM-Decoderstufe wegen fehlgeschlagener Synchronisation und zur Schwarz-Weiß-Darstellung der Farbbildinformationen.

3.2 Bildcodierung

Nachdem die Implementierung des Encoders abgeschlossen war, wurde mit der Implementierung des *PAL-DECODERs* begonnen. Um den *DECODER* qualitativ testen zu können, wurde der Encoder dahingehend erweitert, daß Bilddateien im *.ppm*-Format (*Portable Pixel Map*, Graphikdateiformat) in ein FBAS-Signale integriert werden. Diese Bilder lassen sich anschließend auf dem Fernsehgerät anzeigen. Das vom Decoder aus diesem FBAS-Signal extrahierte Bild läßt sich nun mit dem Originalbild qualitativ vergleichen. Da geringe Unterschiede bei Farbbildern nicht leicht erkennbar sind, wurden zur besseren Beurteilung die beiden *.ppm*-Bilder voneinander subtrahiert. In den berechneten Differenzbildern (normal, invers pro Grundfarbe *ROT*, *GRÜN* und *BLAU*) waren die Unterschiede sehr viel deutlicher und ließen eine objektivere Beurteilung des Ergebnisses zu. Desweiteren werden auch die Abweichungen der einzelnen Bildpunkte vom Originalbild, gemittelt über das gesamte Bild, angegeben. Durch diesen Zahlenwert fällt die Beurteilung der Qualität noch leichter. Bei den Abbildungen der Differenzbilder wird dieser Zahlenwert für das gesamte Bild sowie auch für die Grundfarben *ROT*, *GRÜN* und *BLAU* angegeben (siehe Abb. 5.5).

Kapitel 4

PAL-Decoder

4.1 Implementierung

4.1.1 Blockschaltbild

Der *PAL-DECODER* ist aufgrund der modularen Zusammensetzung des FBAS-Signals ebenfalls modular implementiert worden. Er wurde in der Programmiersprache C entwickelt und ist ca. 26kByte groß. Die einzelnen Module/Prozeduren weisen definierte Schnittstellen für bestimmte Variablen bzw. Parameter auf. Die Implementierung führt zu dem folgenden Blockschaltbild (siehe Abb. 4.1), bestehend aus vier großen Modulen. Jedes Modul extrahiert eine Komponente des FBAS-Signals.
Das FBAS-Signal wird mittels eines Flash-Analog-Digital-Konverters (*FlashADC*) von einem analogen in ein digitales Signal überführt. Das FBAS-Signal, welches eine Amplitude von etwa 1 Volt aufweist, wird linear auf digitale Zahlenwerte von 0 bis 255 (8-bit-Datenwortbreite) abgebildet. Der Datenwert 0 entspricht dabei dem Spannungswert 0 Volt, der Datenwert 255 dem Spannungswert 1 Volt. Das FBAS-Signal wird mit einer Abtastfrequenz vom 15 MHz abgetastet, das heißt daß alle $\frac{1}{15\ \mathrm{MHz}} \approx 67\mathrm{ns}$ der aktuelle FBAS-Signalwert einem FBAS-Datenstromwert zugeordnet wird. Der FBAS-Datenstrom kann dann numerisch weiter verarbeitet werden. Das Modul *Timing* extrahiert aus dem FBAS-Datenstrom die notwendigen Synchronisationssignale. Diese Signale dienen der zeitlichen Steuerung der anderen Module und werden für den korrekten Bildaufbau benötigt. Das Modul *PLL* enthält einen Oszillator für die Farbträgerfrequenz und synchronisiert diese mit dem vom Sender übertragenen BURST-Signal. Für die Berechnung des Sinus kann auf die *DDS* zurückgegriffen werden, die eine Sinus-Periode in einer Tabelle abspeichert. Das Modul *QAM* extrahiert aus dem FBAS-Datenstrom die Farbinformationen (U- und V-Signal), die mit einer Matrix in die RGB-Werte umgerechnet werden. Die RGB-Werte werden danach zur Bildausgabe weitergeleitet, welche das im ursprünglichen (analogen) FBAS-Signal enthaltene Bild als *.ppm-* Datei (Portable Pixel Map) ausgibt.

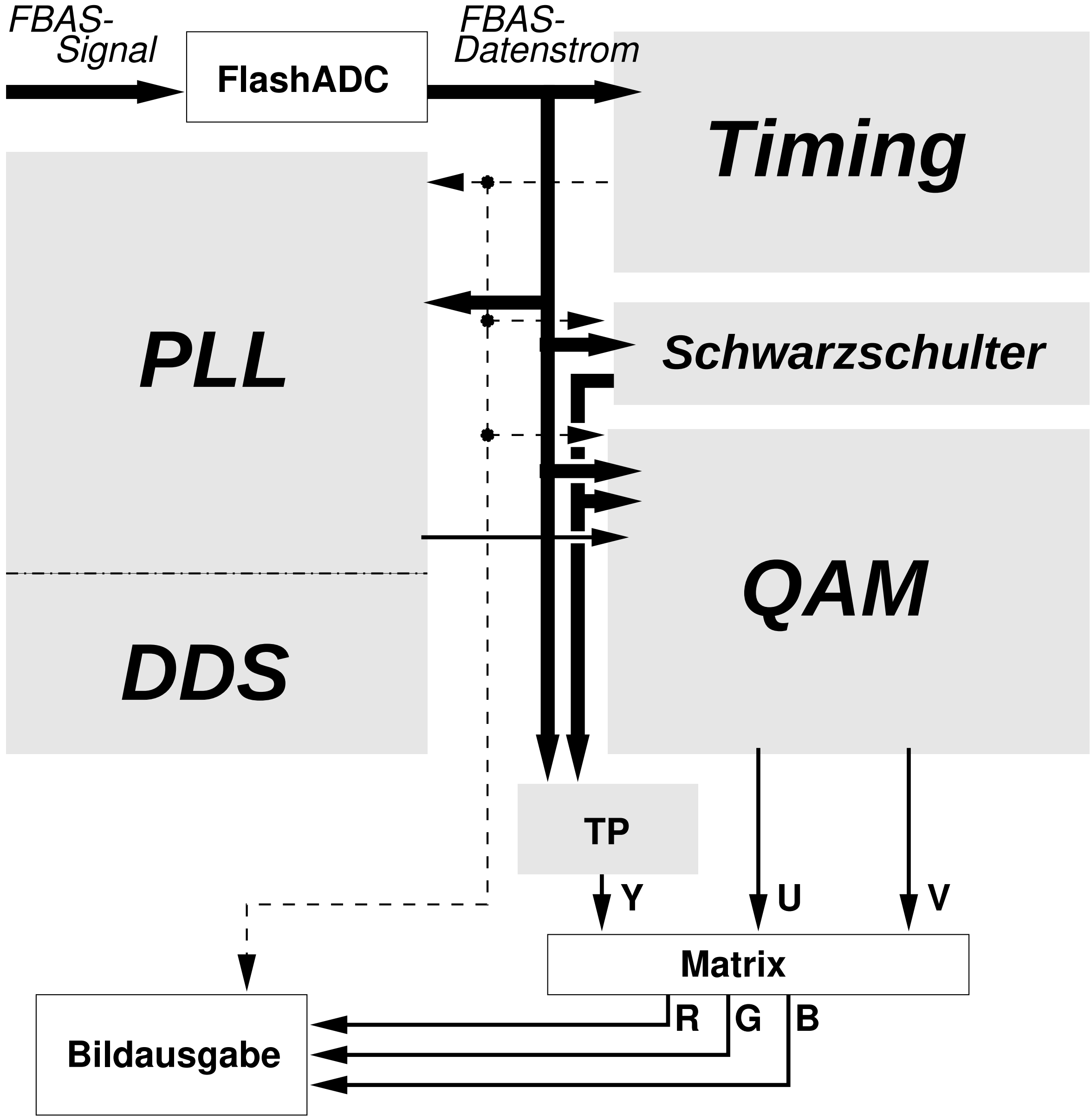


Abbildung 4.1: **Blockschaltbild**

4.1.2 Timing

Das Modul *Timing* extrahiert aus dem FBAS-Datenstrom die Horizontal- und Vertikal-Synchronisationssignale. Den Synchronisationssignalen sind die unteren 25% der Signalamplitude reserviert. Die Synchronisationssignalerkennung wurde mit Hilfe eines Schwellenwertes realisiert. Die Schwelle wird solange schrittweise inkrementiert, wie der Schwellenwert unterhalb des FBAS-Datenwertes liegt. Liegt der Schwellenwert oberhalb des FBAS-Datenwertes, wird der Schwellenwert dekrementiert und ein sogenanntes

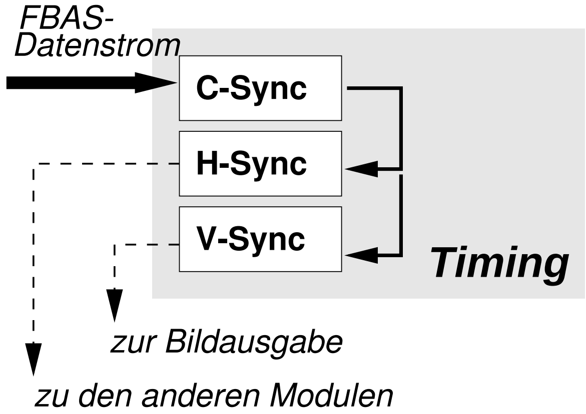


Abbildung 4.2: **Aufbau des** *Timing*-**Moduls**

Composite-Sync-Signal (C-SYNC) ausgegeben. Das C-SYNC-Signal enthält sowohl das Horizontal- als auch das Vertikal-Synchronisationssignal (H-SYNC und V-SYNC), aber auch Signalstörungen können im C-SYNC-Signal enthalten sein. In einer weiteren Zeitschwelle werden die H-SYNCs und V-SYNCs aus dem C-SYNC-Signal separiert. Ist ein C-SYNC länger als 2μs, wird es als H-SYNC interpretiert; werden fünf aufeinander folgende C-SYNCs, die jeweils länger als 8μs sind, detektiert, wird ein V-SYNC-Signal ausgegeben. Die meisten Störungen können so unterdrückt werden. Als Anschauung dient Abb. 4.3. Im unteren FBAS-Signalbereich ist der Schwellenwert aufgetragen. Das erste Signal unterhalb des FBAS-Signals ist das C-SYNC-Signal. Aus diesem Signal werden die H-SYNCs und V-SYNCs extrahiert.
Die Extraktion der H-SYNC und V-SYNC ist gegenüber den Fernsehempfängern sehr einfach gestaltet, arbeitete in den Simulationen bei normalen und leicht verrauschten FBAS-Signalen jedoch zuverlässig. In Fernsehgeräten werden erzeugte Frequenzen (15625Hz und 50Hz) mit den H-SYNCs beziehungsweise V-SYNCs synchronisiert. Dadurch ist auch bei sehr stark verrauschten Bildern der Bildaufbau noch intakt, obwohl kaum noch Bildinformationen dargestellt werden. Bei der vorliegenden Variante werden erst bei stärker verrauschten FBAS-Signalen Bildausgabe-Störung durch unvollständige Bildausgabe sichtbar, ein Fernsehgerät würde hier noch ein „verschneites“, teilweise farbiges Bild zeigen. Durch den einfachen Aufbau „synchronisiert“ sich der digitale *DECODER* jedoch extrem schnell mit dem eingegebenen Signal.

4.1.3 Tiefpaßfilter

Für die Decodierung des FBAS-Signals werden mehrere Tiefpaßfilter benötig. Mit Hilfe der Filter werden die benötigten Signalbestandteile von den jeweils unerwünschten getrennt. Mit Hilfe eines Tiefpaßfilters mit einer Grenzfrequenz von 3 MHz wird das Luminanzsignal (Y-Signal) von den Chrominanzsignalen (U- und V-Signale) getrennt (siehe Abb. 2.14).
Der Kurvenverlauf eines idealen Tiefpaßfilter zeigt Abb. 4.4 (durchgezogene Linie). Durch die (endliche) Berechnung einer (endlichen) Fourier-Reihe als Nährung der Rechteckfunk-

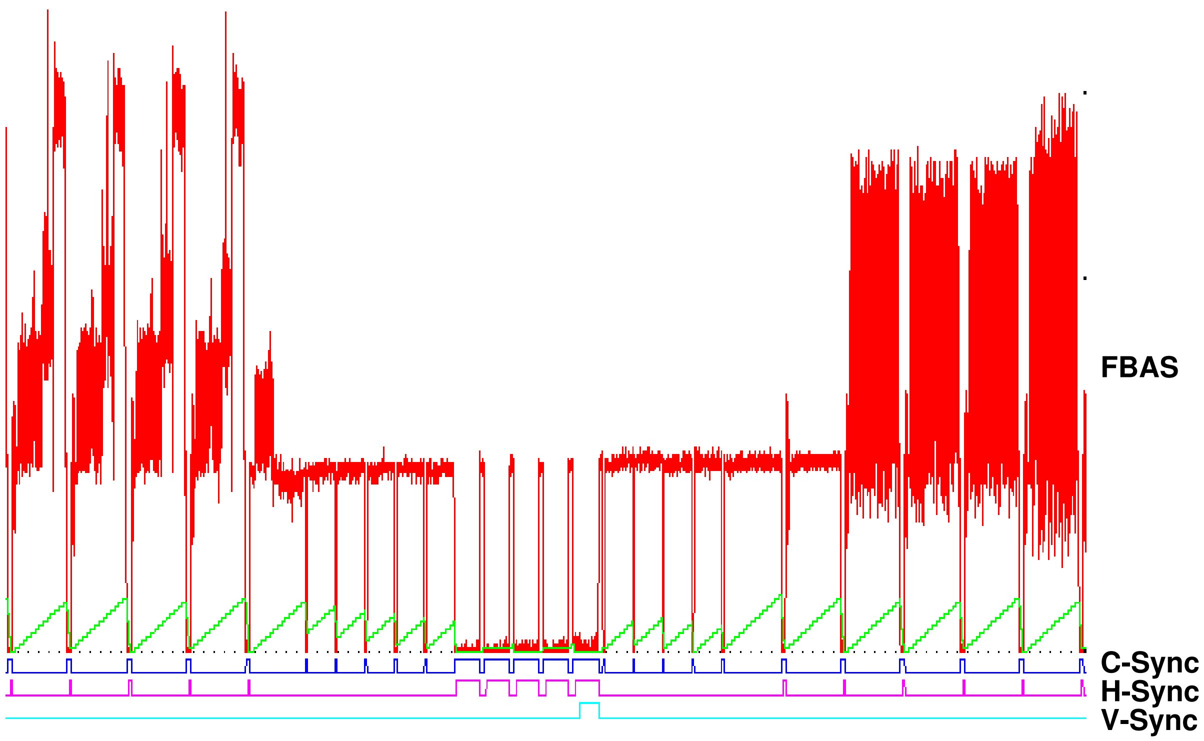


Abbildung 4.3: **FBAS-Signal** *mit Synchronisationssignalen (Quelle: TV, Abb. 1.1)*

tion sowie durch die Begrenzung der Koeffizienten für die Faltung ändert sich der Verlauf der Filtercharakteristik (Abb. 4.4: gestrichelte Linie).
In Abschnitt 2.13 wurden zwei verschiedene Möglichkeiten der Filterung aufgezeigt. Bei der vorliegenden Diplomarbeit wurden die Filter mit Hilfe der Faltung realisiert. Die Filterkoeffizienten werden nach der Formel

$$k(t) = \frac{sin(\omega t)}{\pi \cdot t \cdot f_{Sample}} \tag{4.1}$$

mit

$$\begin{aligned} t &: \ diskrete\ Abtastwerte \\ t &= -i \cdot \Delta t, \ldots, 0, \ldots, +i \cdot \Delta t, \qquad (i = 1, \ldots, n) \end{aligned}$$

und

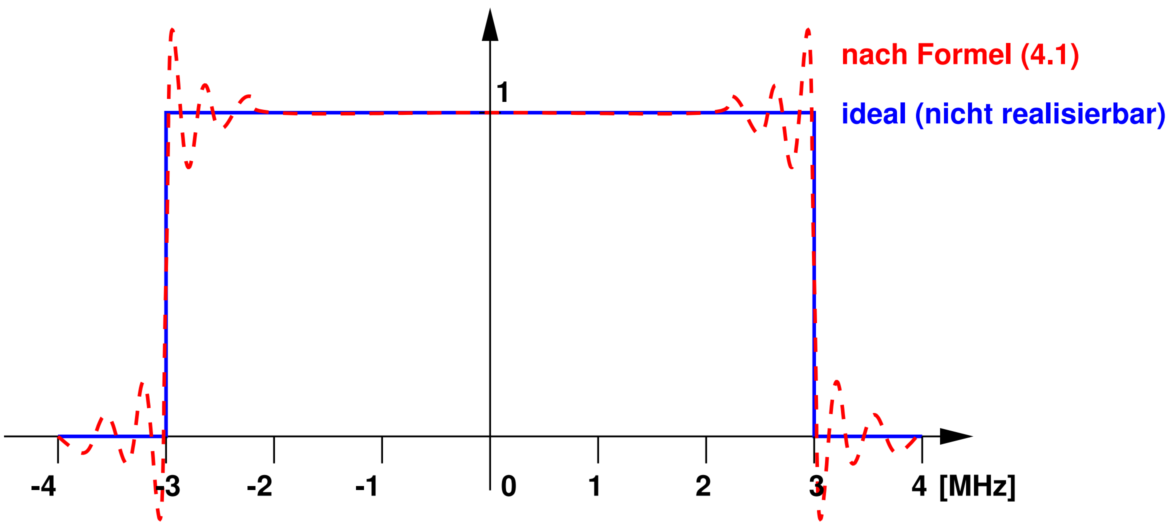


Abbildung 4.4: **Filtercharakteristik** *eines Tiefpaßfilters mit* $f_{Grenz} = 3\ MHz$

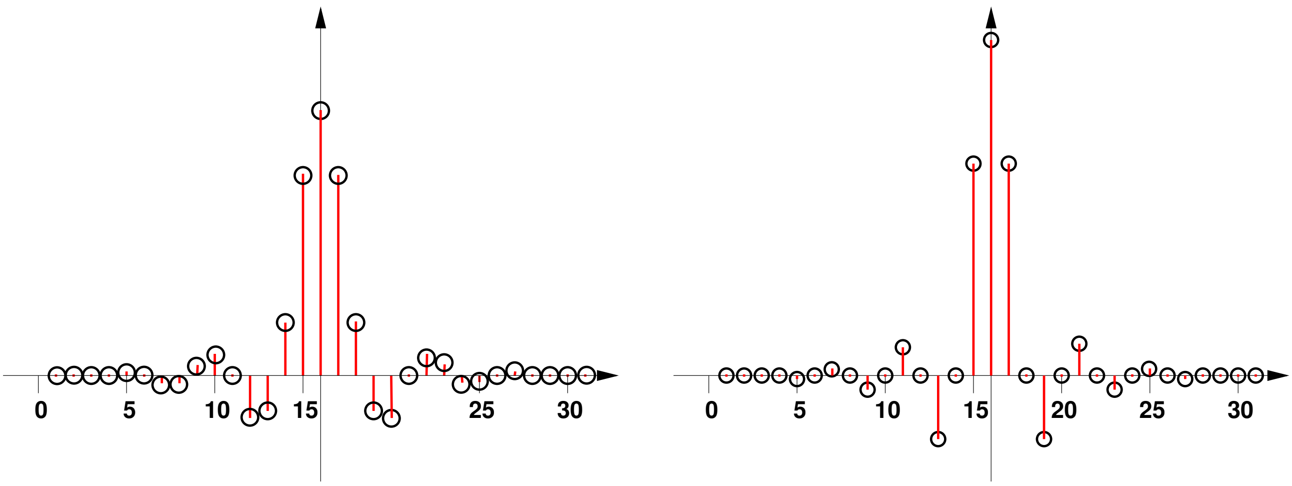


Abbildung 4.5: **Impulsantwort** *rechts: Halbbandfilter*

$$\Delta t = \frac{1}{f_{Sample}}$$

berechnet. Der Kurvenverlauf der Filterkoeffizienten ist in Abb. 4.5 dargestellt. Die Filterkoeffizienten ergeben sich durch Abtasten der Impulsantwort eines Tiefpaßfilters.

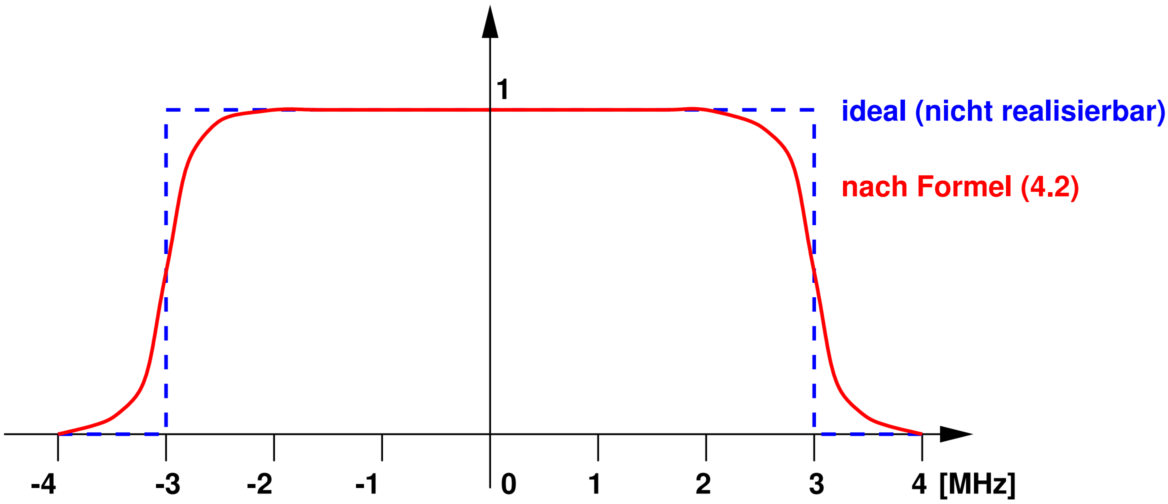


Abbildung 4.6: **Filtercharakteristik** *nach Hanning-Window-Anwendung bei den Filterkoeffizienten*

Die gestrichelte Linie zeigt den Verlauf bei 33 Filterkoeffizienten. Da nur eine endliche Anzahl von Filterkoeffizienten für die Faltung zur Verfügung stehen, kommt es aufgrund des abrupten Beginns (erster und letzter Filterkoeffizient $\neq 0$) zu einem Überschwingen in der Nähe der Grenzfrequenz. Um die hierdurch resultierende Störung in der Bildwiedergabe (Störmuster, Farbfehler) zu vermeiden, wurde ein Hanning-Window [Press u.a. 1986] über die Koeffizientenfunktion gelegt.

$$h(t) = h(t) \cdot \frac{1}{2}\Big(1 - cos\frac{2\pi k}{n}\Big), \qquad 0 \leq k \leq n \tag{4.2}$$

Der Kurvenverlauf der Filterkoeffizienten ändert sich zur durchgezogenen Linie, die Filtercharakteristik ändert sich zu Abb. 4.6.
Die durch die Anwendung des Hanning-Windows resultierende „Unschärfe“ der Filtercharakteristik im Grenzfrequenzbereich ist für die FBAS-Signaltrennung akzeptabel, da die Frequenzbereiche der zu trennenden Signale ausreichend weit auseinander liegen. Durch die Anwendung der Tiefpaßfilter wird das FBAS-Signal um die Hälfte der Filterkoeffizientenanzahl verzögert. Da alle Signale (Luminanz und Chrominanz) gefiltert werden, muß darauf geachtet werden, daß die jeweiligen Filter gleiche Anzahl von Koeffizienten aufweisen beziehungsweise bei ungleicher Koeffizientenanzahl die einzelnen Datenströme gleich lang verzögert werden. Ansonsten würden die Helligkeits- und die Farbinformation des Bildes gegeneinander verschoben wiedergegeben werden.
Der Aufwand für die Tiefpaßfilter mit 31 Koeffizienten war in dieser Arbeit vertretbar und liefert gute Ergebnisse. Die Minimierung des Filteraufwandes war nicht Ziel dieser

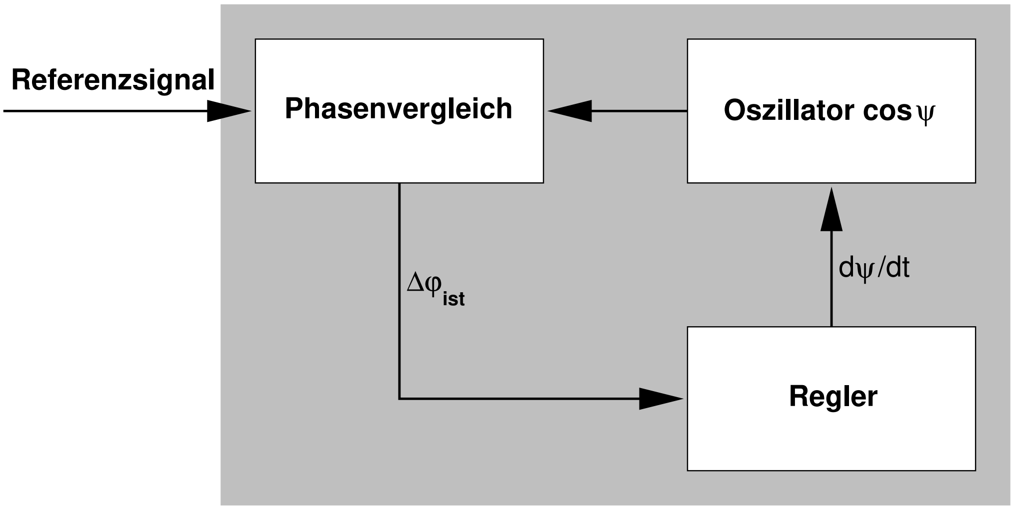


Abbildung 4.7: **Funktionsschema einer PLL**

Machbarkeitsstudie.

4.1.4 PLL

Die Farbinformationen (U- und V-Signal) eines FBAS-Signals werden mit der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) auf eine Trägerfrequenz aufmoduliert. Bei der QAM wird die Trägerfrequenz allerdings unterdrückt. Um dem Empfänger die Phasenlage des Trägers mitzuteilen, wird nach dem Horizontalsynchronisationssignal das sogenannte BURST gesendet. Der BURST hat eine Dauer von 10 – 12 Perioden der Farbträgerfrequenz. Der Empfänger hat einen Oszillator für die Farbträgerfrequenz, der mit dem BURST synchronisiert werden muß. Für die Demodulation der Farbinformation ist eine genaue Synchronisierung der beiden Signale erforderlich, da es schon bei geringen Phasen- bzw Frequenzfehlern zu sichtbaren Farbtonfehlern kommt.
Für die Synchronisierung mit dem BURST wurde eine Phase Lock Loop (PLL) implementiert. Die Funktionsweise einer PLL ist in Abb. 4.7 skizziert. Mit Hilfe des H-SYNC-Signals des Timing-Moduls (Abschnitt 4.1.2) wird der Zeitpunkt des Beginns des BURST eingestellt. Die folgenden FBAS-Signalwerte werden mit den Werten des Oszillators multipliziert. Durch die Multiplikation mit anschließender Tiefpaßfilterung erhält man einen Term, der die Richtung und Größe der Phasendifferenz angibt:

$$\begin{array}{rrl}
\text{Referenzsignal} & r(t) = & \cos(\omega_0 t) \\
\text{Oszillatorsignal} & s(t) = & \cos(\omega_1 t + \varphi) \\
\text{Multiplikation} & r(t) \cdot s(t) = & \cos\Big((\omega_0 + \omega_1)t + \varphi\Big) + \cos\Big((\omega_0 - \omega_1)t - \varphi\Big) \\
\text{nach Tiefpaßfilterung bleibt} & = & \cos\Big((\omega_0 - \omega_1)t - \varphi\Big)
\end{array}$$

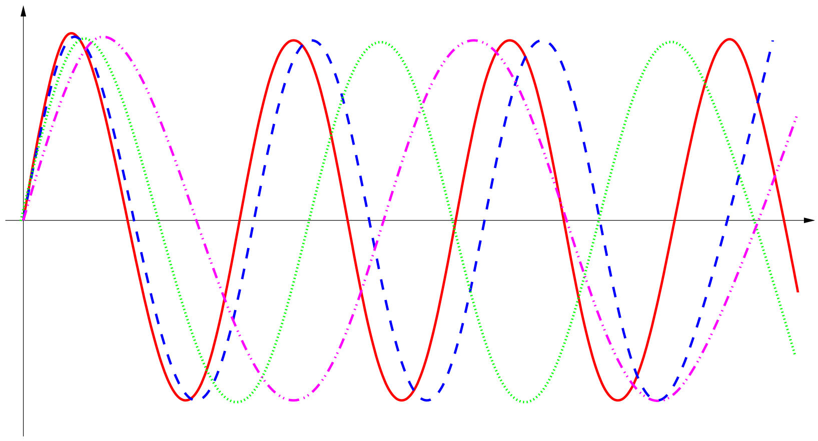


Abbildung 4.8: **Phasendifferenz mehrerer Signale** *mit unterschiedlichen Frequenzen*

Wenn die PLL eingerastet ist $\omega_0 = \omega_1$ und somit $\cos(-\varphi) = \cos(\varphi)$ (siehe auch Formeln A.2).
Die Farbträgerfrequenz beim PAL-Verfahren ist definiert; sie beträgt 4 433 618,75 Hz. Wenn man davon ausgeht, daß diese Frequenz exakt eingehalten wird, braucht man bei der Synchronisierung der Oszillatorfrequenz mit dem BURST nur die Phase regeln. Sind die Frequenzen unterschiedlich, kann die PLL nur einrasten („Locked"), wenn die Phase des Oszillators ständig verändert wird (siehe Abb. 4.8).
In der vorliegenden Diplomarbeit wird die Synchronisierung durch Regelung der Frequenz *und* Phase, alternativ nur durch Regelung der Frequenz, erreicht. Um die Vor- und Nachteile der Verfahren zu untersuchen, wurden beide Methoden der Synchronisierung implementiert.
Die Hardware-freundliche Methode ist ein Frequenz-Inkrementierer beziehungsweise -Dekrementierer (siehe Abb. 4.9). Dabei wird, abhängig vom Vorzeichen des Phasendifferenzwertes, ein fester Wert zur Oszillatorfrequenz addiert beziehungsweise subtrahiert.
Die zweite Methode ist eine proportionale Frequenz- und Phasen-Korrektur (siehe Abb. 4.10). Sie ist von der Hardware-Implementierung aufwändiger, synchronisiert die beiden Signale allerdings auch schneller. Hierbei werden die Oszillatorfrequenz und -phase um einen Wert abhängig von der Größe der Phasendifferenz geregelt.
Der Wert der Phasendifferenz zwischen dem BURST und der Oszillatorfrequenz wird auch für das Vorzeichen des V-Signals benötigt (siehe Abschnitt 2.11, siehe Abb. 4.11).
Das Vorzeichen des V-Signals wird zur Korrektur von Farbfehlern von Zeile zu Zeile geändert. Um dem Empfänger das Vorzeichen des V-Signals zu übermitteln, wird die BURST-Phase von Zeile zu Zeile um $\pm 45^0$ geändert. Diese Phasenänderung wird ebenfalls in der PLL von Phasendetektor erkannt. Diese Alternierung der BURST-Phase darf jedoch nicht zu einer Phasenänderung der Oszillatorfrequenz führen. Das PLL-Modul muß also entsprechend „träge" sein, um Schwingungen wegen der alternierenden BURST-Phase

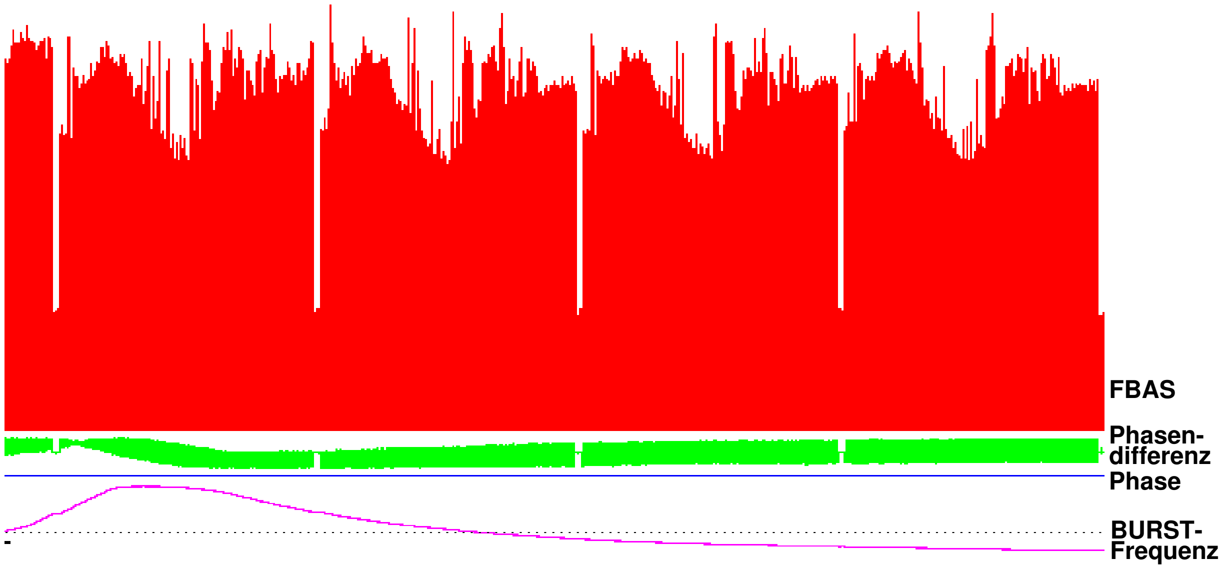


Abbildung 4.9: **Additive Frequenzkorrektur** *(Quelle: TV)*

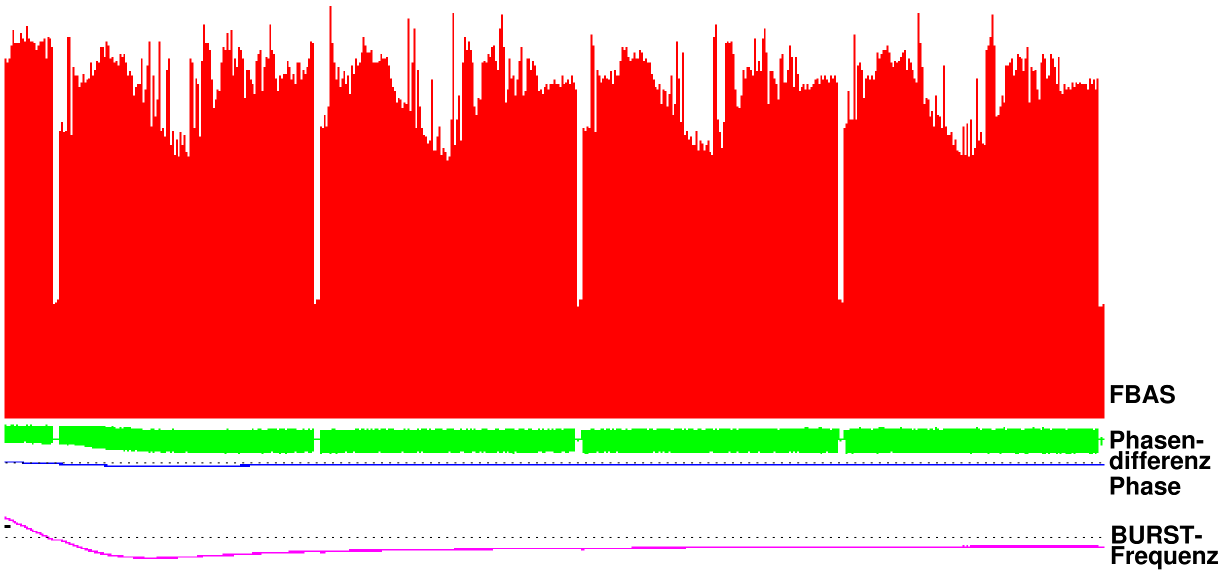


Abbildung 4.10: **Proportionale Frequenz- und Phasenkorrektur** *(Quelle: TV)*

weitestgehend zu unterdrücken. Die Frequenz- beziehungsweise Phasenkorrektur wurde so eingestellt, daß die Synchronisation auch im ungünstigsten Fall (Phasendifferenz $= \pi$) nach 3 Halbbildern abgeschlossen werden konnte.

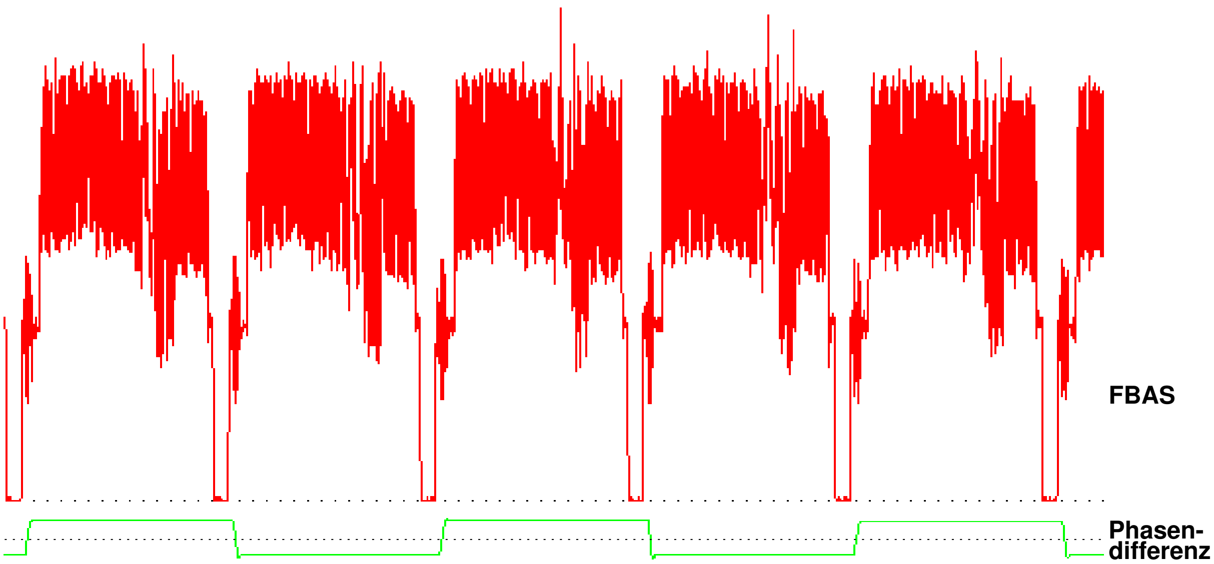


Abbildung 4.11: **Alternierende BURST-Phase** *als Signal für das Vorzeichen des V-Signals*

4.1.5 DDS

Bei der Implementierung des PAL-Decoders ist zur Demodulation der Farbinformationen die Rekonstruktion des Farbträgers (Sinussignal) mit definierter Frequenz und Phase notwendig. Hierdurch ergibt sich für eine Hardware-Realisierung ein erhöhter Rechenaufwand. Um den Rechenaufwand zu reduzieren, wurde eine Direkte Digital Synthese (DDS) als Option für die Simulationen eingeführt.
Die DDS ist eine sehr direkte Methode, um Signale zu erzeugen. Für die vorliegende Arbeit wurde die Erzeugung sinusförmiger Signale benötigt. Bestandteil der DDS ist eine Tabelle, in der die Werte einer vollen Sinusperiode abgespeichert werden. Um Speicherplatz zu sparen, kann die volle Sinusperiode auch aus einer halben Periode oder einer Viertelperiode berechnet werden. Intuitiv würde man meinen, daß viele Tabelleneinträge nötig sind, um ein sinusförmiges Signal zu generieren. Aber schon mit ein paar Tabelleneinträgen lassen sich sinusförmige Signale generieren [SRSys 1998]. Bei der Implementierung des *DECODER*s genügte schon eine Tabelle mit 32 Einträgen (eine Periode) (siehe Abb. 4.12), um die BURST-Frequenz von 4 433 618,75 Hz zu erzeugen und eine Bildqualität zu erreichen, die von der analogen Videosignalquelle nicht mehr zu unterscheiden ist, wie die im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführten Simulationen zeigten (siehe Abschnitt 5.6). Auf eine Interpolation zur genaueren Darstellung der Sinuswerte wurde verzichtet, da ohne Interpolation das Ergebnis überzeugte. Bei einer Hardware-Implementierung würde eine Interpolation sowohl Chipfläche als auch Rechenzeit benötigen. Ohne Interpolation können nur diskrete Frequenzen mit einem Rasterabstand von $\Delta f = \frac{f_{Sample}}{N}$ erzeugt werden.
Die Tabelleneninträge werden mit Hilfe der Funktion

$$sin(p) = sin\Big(2\pi \cdot \frac{p}{N}\Big) \qquad \text{mit p = 0,1,2,\ldots,N-1} \tag{4.3}$$

berechnet. Für die Erzeugung des Signals werden die Tabelleneinträge äquidistant mit der Abtastfrequenz $f_s = \frac{1}{\Delta t_S}$ ausgelesen, wobei die Schrittweite der Abtastung durch die Frequenz und Anzahl der Tabelleneinträge des zu erzeugenden Signals bestimmt ist. Als Ergebnis erhält man eine Folge von diskreten Abtastwerten eines sinusförmigen Signals (siehe Abb. 4.13), die den abgetasteten Werten eines analogen Signals entsprechen. Durch einmahlige Veränderungen in der Schrittweite der Abtastung kann das generierte Signal in der Phase, durch permanente Veränderungen in der Frequenz verändert werden.
Als Anschauung der Signalerzeugung dienen die Abbildungen 4.12 und 4.13. In der Tabelle ist eine Periode eines Sinussignals gespeichert. Zur Generierung eines bestimmten Signals wird die Tabelle mit einer entsprechende Schrittweite $\Delta\varphi$ durchlaufen. In Abbildung 4.13 sind die Werte $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2, \ldots, \varphi_{13}$ aufgetragen und das daraus resultierende Sinussignal eingezeichnet.

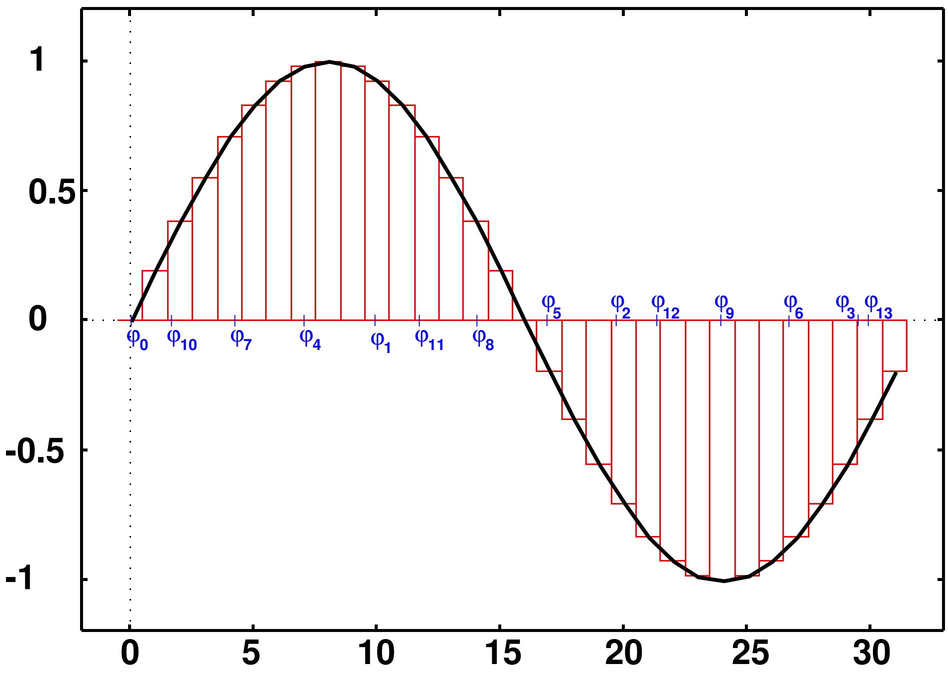


Abbildung 4.12: **Tabelleneinträge für eine Sinus-Periode** *hier: 32 Werte*

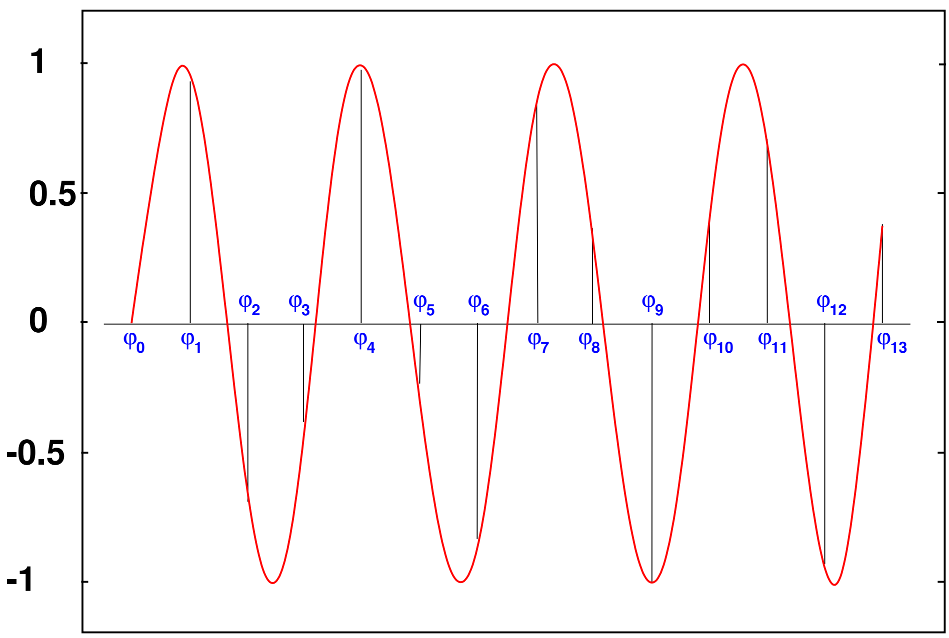


Abbildung 4.13: **Generiertes Signal** *aus der DDS-Tabelle (Abb. 4.12)*

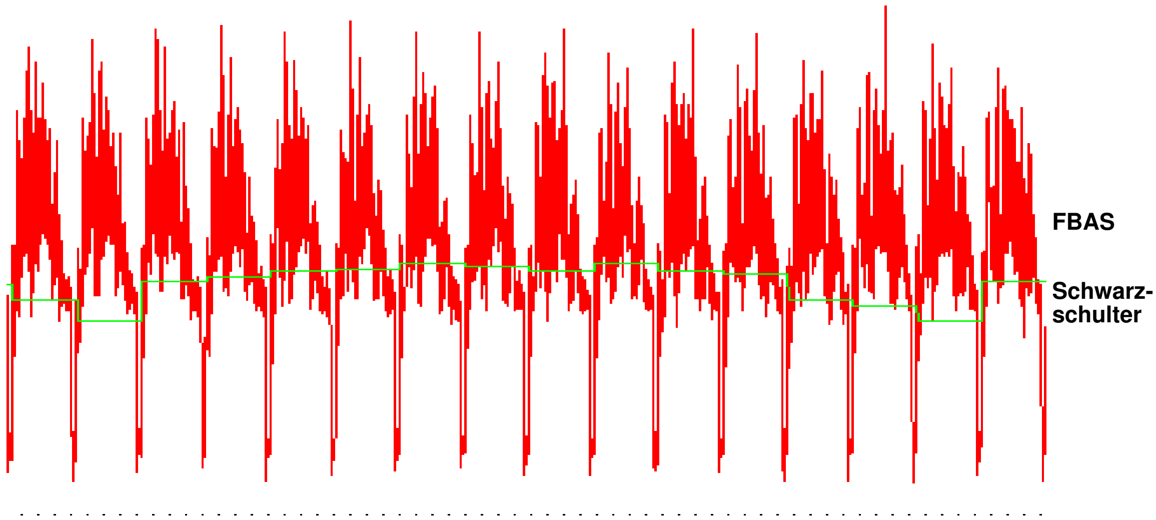


Abbildung 4.14: **Berechnung der Schwarzschulter** *durch Mittelung von 8 Werten (Quelle: VIDEO, Abb.)*

4.1.6 Schwarzschulter

Für die Auswertung der Bildinformation ist es notwendig, einen Normwert der Farbe *SCHWARZ* zur Verfügung zu haben. Dieser Wert, die sogenannte Schwarzschulter, wird zwischen den Synchronisationsignalen und der Bildinformation übertragen (siehe Abb. 2.2). Die Schwarzschulter ist der Nullpunkt der Bildinformation, der Wert der Schwarzschulter muß von allen Bildinformationswerten subtrahiert werden, um die korrekte Helligkeit beziehungsweise den korrekten Farbton berechnen zu können.

Im Idealfall wird die Schwarzschulter als horizontale Gerade angenommen. Bei „echten“ FBAS-Signalen ist die Schwarzschulter mehr oder weniger stark verrauscht beziehungsweise das FBAS-Signal schwingt insgesamt aufgrund von vorgeschalteten Elektronikkomponenten (z.B. FlaschADC). Um das Rauschen zu eliminieren, kann der entsprechende Bereich des FBAS-Signals tiefpaßgefiltert werden.

In Hinblick auf eine einfache Hardware-Implementierung wurde der Mittelwert von 8 FBAS-Signalwerten des gewählten Bereichs gebildet. Die Ermittelung der Schwarzschulter wird für jede Bildzeile wiederholt. Diese sehr einfache Methode führte zu guten Ergebnissen hinsichtlich der Farbqualität. In Abb. 4.14 ist der Verlauf der Schwarzschulter über mehrere Bildzeilen aufgetragen. Die oben beschriebene Berechnung des Schwarzschulterwertes in jeder Zeile ist einfach, kann aber auch sehr leicht zu Farbtonfehlern in der Zeile führen. Ist das FBAS-Signal stärker verrauscht, kann sich der ermittelte Schwarzschulterwert von Zeile zu Zeile wesentlich verändern. Dieses führt zu einem „streifigen“ Bild. Unter der Annahme, daß sich der Wert der Schwarzschulter von Zeile zu Zeile nicht wesentlich verändert, wurde eine weitere Methoden der Berechnung implementiert. Die Berechnung eines Wertes per Mittelung ist geblieben. Bei dieser Methode wird die Schwarzschulter von

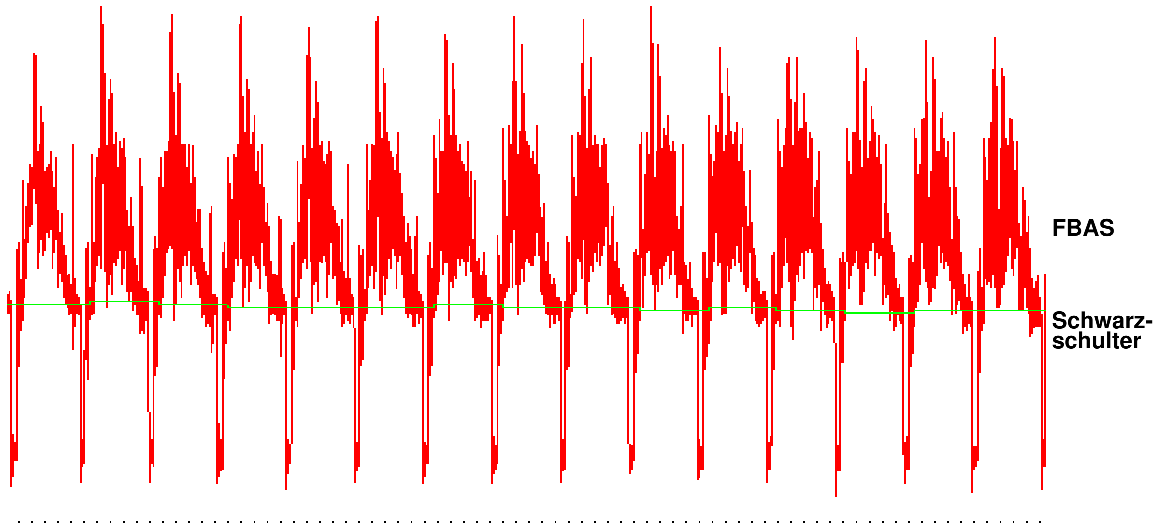


Abbildung 4.15: **Additive Berechnung der Schwarzschulter** *mit Inkrementierung/Dekrementierung (Quelle: VIDEO, Abb.)*

Zeile zu Zeile je nach Ergebnis der Mittelung inkrementiert, dekrementiert oder konstant belassen (siehe Abb. 4.15).
Die Methode der Schwarzschulterberechnung wurde Hardware-nah gestaltet, um den Rechenaufwand für eine Implementierung bewußt niedrig zu halten.

4.1.7 QAM

Die Farbinformationen eines Bildes werden beim PAL-Verfahren mit Hilfe der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) übertragen (siehe Abschnitt 2.8). Bei der QAM werden zwei Signale nur einer Trägerfrequenz aufmoduliert. Im Empfänger müssen die beiden Signale wieder getrennt werden. Durch die QAM wird die Trägerfrequenz unterdrückt, sie muß separat übermittelt werden (siehe Abschnitt 2.11). Für die korrekte Demodulation der Farbinformationen ist es notwendig, die im Empfänger erzeugte Frequenz mit der vom Sender übertragenen zu synchronisieren (siehe Abschnitt 4.1.4).
Die beiden Farbinformationssignale werden beim PAL-Verfahren U- und V-Signal genannt. Um das U- und V-Signal zu trennen, muß das FBAS-Signal mit $\sin(\omega \cdot t)$ beziehungsweise $\cos(\omega \cdot t)$ multipliziert werden (Formeln siehe Anhang A.1). Das Produkt wird anschließend jeweils tiefpaßgefiltert, um höherfrequente Anteile zu eliminieren. Bei der Multiplikation des V-Signals muß in Abhängigkeit von der Phasenlage des BURSTs das Vorzeichen geändert werden (siehe Abschnitt 4.1.4). Aus den somit vorliegenden U- und V-Signalen und dem durch Tiefpaßfilterung des FBAS-Signals zu erhaltenen Y-Signals können mit einer einfachen Matrix die *ROT*-, *GRÜN*- und *BLAU*-Anteile berechnet werden:

$$
\begin{array}{llllllllll}
ROT & = & & 1.14 & \cdot & V - Signal & + & & & & + & Y - Signal \\
GR\ddot{U}N & = & - & 0.58 & \cdot & V - Signal & - & 0.39 & \cdot & U - Signal & + & Y - Signal \\
BLAU & = & & & & & & 2.04 & \cdot & U - Signal & + & Y - Signal
\end{array}
\quad (4.4)
$$

Die *ROT*-, *GRÜN*- und *BLAU*-Werte des Bildpunktes werden anschließend an die Bildausgabe weitergeleitet und das extrahierte Bild als *.ppm*-Datei (*Portable Pixel Map*) ausgegeben.

Kapitel 5

Simulationen und Ergebnisse

5.1 VidTrans

Als Schnittstelle zum Austausch von analogen Videosignaldaten mit dem im Rahmen der vorliegenden Arbeit entstandenen *PAL-DECODER* konnte auf eine Schaltung (VideoTransientenrekorder, kurz VidTrans) von L. Larsson [Larsson 1996] zurückgegriffen werden.
Der EPLD-basierte Transientenrekorder dient zur Aufnahme und Wiedergabe von (Farb-)-Videosignalen. Die Steuerung der Schaltung sowie die Signaleingabe und -ausgabe erfolgen über die Druckerschnittstelle eines PCs. Mit der Schaltung ist es möglich, kurze Video-

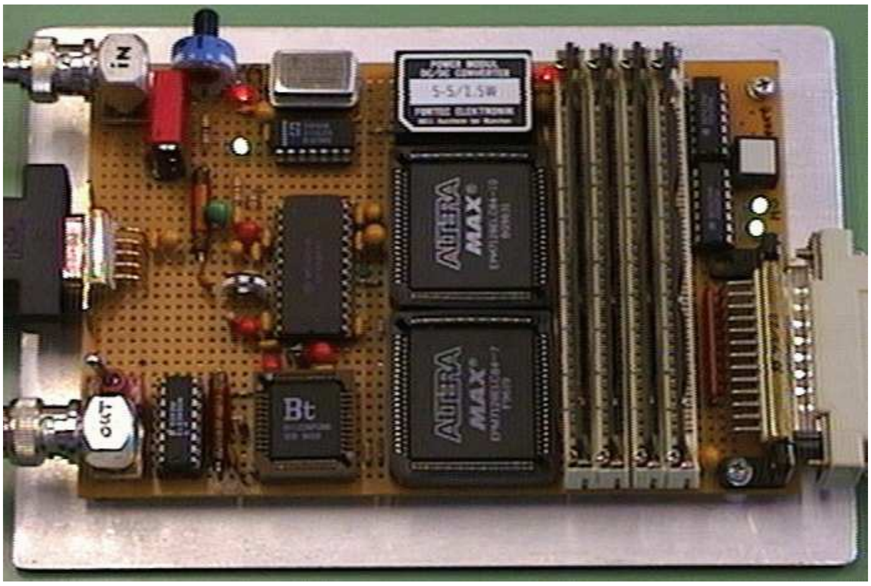


Abbildung 5.1: **Transienten-Rekorder**

sequenzen aufzunehmen und zur Simulation videosignalverarbeitender Einheiten in einer Programmumgebung zu verwenden. Videosignale, die als Simulationsergebnisse vorliegen, können mit der Schaltung in Echtzeit zyklisch abgespielt und so direkt bewertet werden. So ist eine besonders systemnahe Simulation videosignalverarbeitender Einheiten möglich. Auf der Platine ist für die Speicherung von Signaldaten ein 4 MByte-DRAM integriert. Bei der Samplerate des VidTrans von zunächst 20 MHz ergaben sich für 8 Halbbilder 3,2 MByte-Dateien. Um mit der Abtastfrequenz das Seitenverhältnis eines Fernsehbildes von 4:3 (Breite:Höhe) nahezu beizubehalten, wurde die Abtastfrequenz später auf 15 MHz umgestellt (siehe Abb. 2.22). Nach der Umstellung auf eine Samplerate von 15 MHz ergeben sich Dateigrößen von 2,4 MByte.
Beim zyklischen Auslesen des Speichers darf kein Phasensprung im Farbträgersignal auftreten. Modernere Farbfernsehgeräte schalten die QAM ab, wenn die Synchronisation mit dem Farbträgersignal nicht ausgeführt werden konnte und stellen das empfangene Signal als Schwarz-Weiß-Bild dar. Bei Simulationen konnte die Synchronisation im Fernsehempfänger nicht ausgeführt werden, wenn während 8 Halbbildern einmalig ein Phasensprung im Farbträgersignal auftrat. Die Anzahl von 8 Halbbildern ergibt sich aus Aufstellung 5.1:

$$\begin{array}{lcl}
\text{Farbträgerfrequenz } (f_{BURST}) & : & 4433618,75MHz \\
\text{Zeitdauer 1 Zeile} & : & 64\mu s \\
\text{Anzahl Zeilen/Bild} & : & 625 \\
\text{Anzahl Zeilen/Halbbild} & : & 312,5 \\
\text{Anzahl Perioden } (f_{BURST})\text{/Zeile} & = & 283,7516 \\
\text{Anzahl Perioden } (f_{BURST})\text{/Halbbild} & = & 886762,375 \\
\text{Anzahl Perioden } (f_{BURST})\text{/8 Halbbildern} & = & 709379
\end{array} \tag{5.1}$$

Obige Schaltung wurde zunächst für die Simulationen mit dem *ENCODER* (siehe Abschnitt 3.1) verwendet. Dabei wurde versucht, ein auf dem Computer synthetisiertes Signal auf dem Fernsehgerät anzeigen zu lassen. Später wurden sämtliche „echte“ FBAS-Signale mit Hilfe der obigen Schaltung in Dateien geschrieben, um anschließend mit dem *DECODER* (siehe Abschnitt 4.1) verarbeitet zu werden. Um auch die Qualität des Decoders beurteilen zu können, wurden Farbbilder mittels des Encoders in FBAS-Signal umgewandelt und mit dem Decoder wieder extrahiert. Das Original und das decodierte Bild wurden voneinander subtrahiert, um auch feine Unterschiede deutlich sichtbar zu machen.

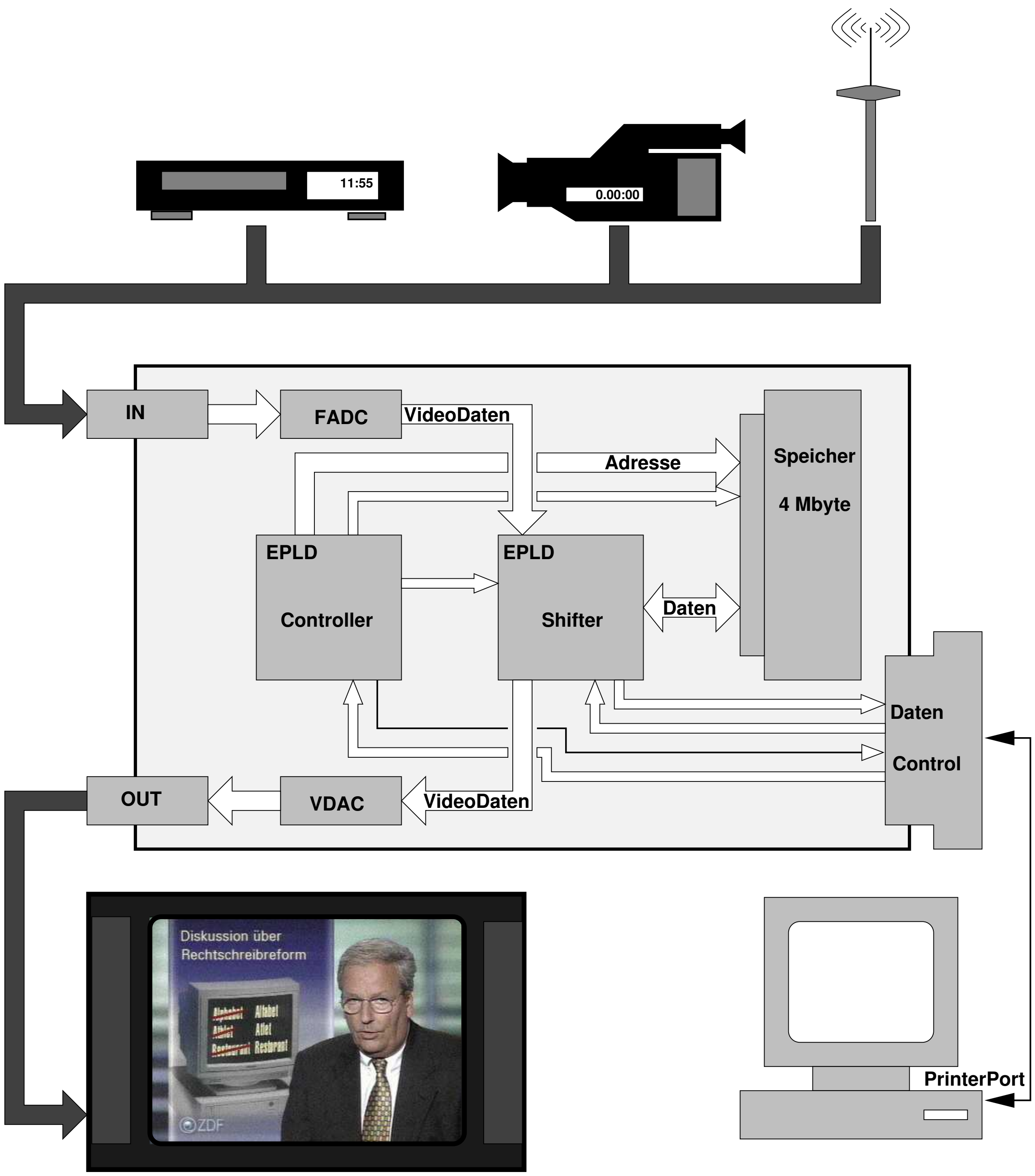


Abbildung 5.2: **Funktionsschema des VidTrans**

5.2 Simulationen

Für die Beurteilung der Funktionen des *DECODER*s wurden umfangreiche Simulationen durchgeführt. Im Mittelpunkt der Simulationen stand die Fragestellung, welche Komponenten mit welchen Parametern optisch einwandfreie Resultate liefern. Hierbei wurden sowohl einfache als auch aufwendigere Komponenten getestet, um bei einer Hardware-Implementierung Möglichkeiten der Flächeneinsparung aufzuzeigen. Die Simulationen mit dem *DECODER* und die Beurteilung der Ergebnisse wurden auf einer SUN-Workstation *Ultra 2* mit einer True-Color-Graphikkarte durchgeführt. Als Quellen für FBAS-Signale standen mehrere Medien zur Verfügung. Für die Beurteilung der „technischen“ Seite wurden FBAS-Signale von einer Videokamera, einem Videorekorder und Sequenzen von Fernsehsendungen via Drahtantenne in Dateien gespeichert. Die FBAS-Signale wurden aus einer SCART-Schnittstelle dem VidTrans zugeführt. Die für die Simulationen benutzten Bilder sind in Abb. 6.1, 6.2 und 6.3 dargestellt.
Die Beurteilung bei dieser ersten Simulationsreihe galt dem Erkennen der Synchronisationssignale, den Synchronisationen und den Auswirkungen von Rauschen auf die Arbeit des *DECODER*s. FBAS-Signale, die mittels einer einfachen Drahtantenne empfangen wurden, wiesen generell ein stärkeres Rauschen auf als Signale von Videorekorder oder Videokamera. Da die Simulationen im Arbeitsbereich durchgeführt wurden, bestand auch nicht die Möglichkeit des Anschlußes an eine Hausantenne beziehungsweise an das Kabelfernsehen. Der Vorteil dieser verrauschten Signale besteht darin, daß das Verhalten des *DECODER*s in solchen Situationen getestet werden kann. Generell konnte festgestellt werden, das die vom *DECODER* extrahierten Bilder optisch die gleiche Qualität wie die mit der Drahtantenne empfangenen Originalbilder aufwiesen. Erst wenn das zur Verfügung stehende Fernsehgerät SONY Trinitron Colour KV-X25TD die Synchronisation mit dem Farbträgersignal nicht mehr durchführen konnte, kam es bei der Simulation mit dem *DECODER* zu Bildstörungen beziehungsweise -ausfällen aufgrund falsch interpretierter Synchronisationssignale (H-SYNC beziehungsweise V-SYNC).
Die Simulationen mit den FBAS-Signalen eines Videorekorders führten zu anderen Problemen. Hierbei kam es bei selbst mitgeschnittenen Fernsehsendungen als auch bei käuflich erworbenen Videokassetten zu horizontalen Bildstörungen. Besonders bei Aufnahmen von großen geometrischen Objekten (Gebäude, Lok) fallen mehrere zunehmende Verschiebungen der Bildzeilen auf, die anschließend wieder in eine „Ursprungsposition“ zurückspringen. Eine mögliche Ursache kann die Signalkodierung und -dekodierung bei der Aufzeichnung beziehungsweise Wiedergabe von Videokassetten sein. Das FBAS-Signal wird vor der Speicherung auf Videobändern entsprechend verändert. So werden zum Beispiel Luminanz und Chrominanz getrennt aufgezeichnet. Durch diese zusätzlichen Veränderungen könnten Störungen erzeugt werden, die der Fernsehempfänger zu kompensieren vermag, beim *DECODER* jedoch sichtbar wurden. Eine genauere Analyse der Störungsursache wurde im Rahmen dieser Diplomarbeit nicht vorgenommen. Demgegenüber führten die Simulationen mit dem von der Videokamera aufgenommenen Bild zu durchweg sehr guten Ergebnissen. Diese Simulationen fanden im zeitlichen Verlauf als erste noch während der Implementierungsphase statt. Anhand dieser FBAS-Signal-Quellen wurden die einzelnen Module

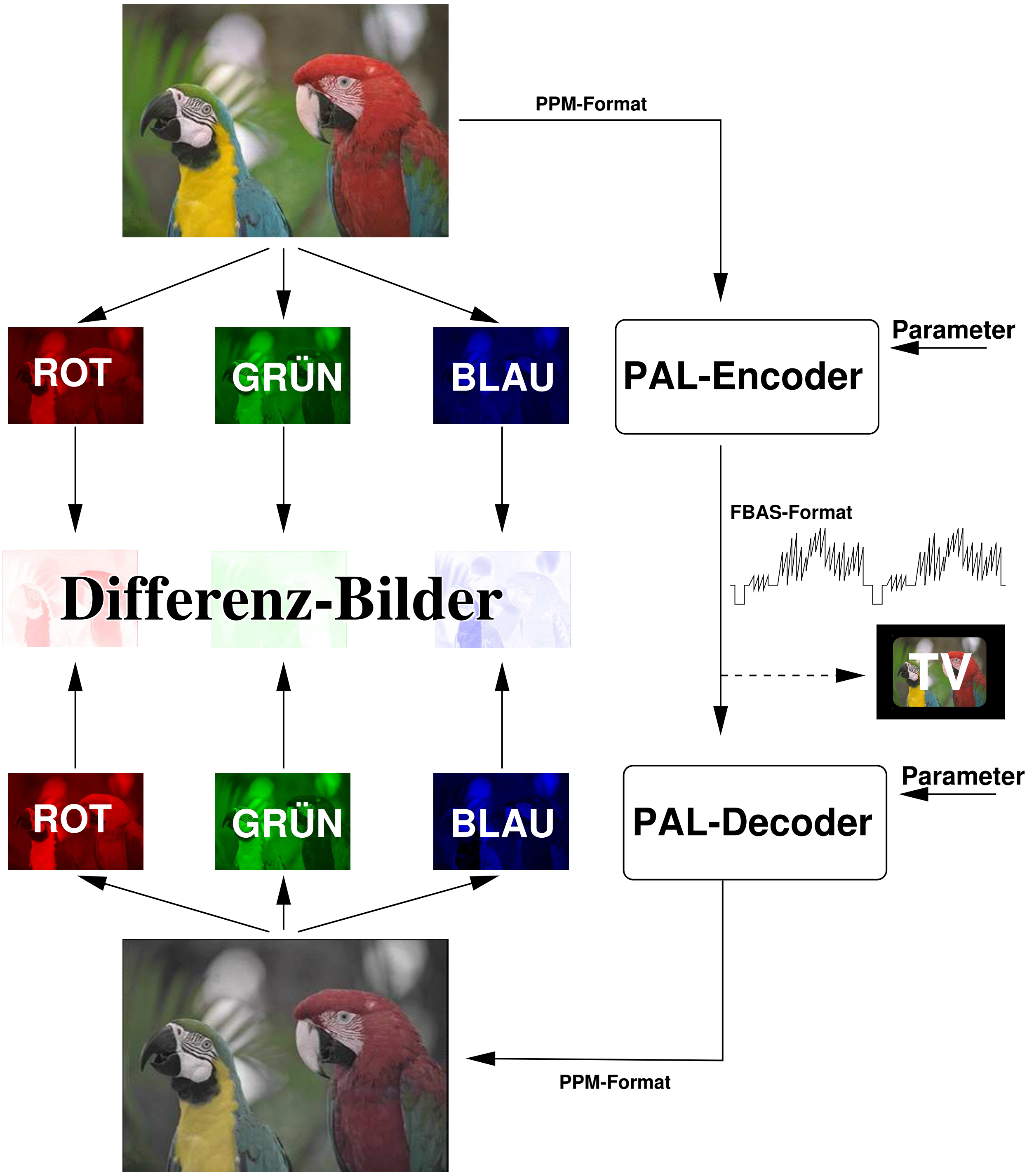


Abbildung 5.3: **Differenzbilder** *zur qualitativen Beurteilung des Decoders (extrahiertes Bild bewußt verschlechtert)*

Abbildung 5.4: **Weiß- und Schwarz-normierte Differenzbilder**
Links das dekodierte, bewußt verschlechterte Bild

implementiert und zunächst getestet.
Für die qualitative Beurteilung des *DECODER*s mußte eine Möglichkeit zur Darstellung von Farbfehlern zwischen Originalbild und vom Decoder extrahierten Bild gefunden werden. Hierfür eigneten sich am besten Bilder im gleichen Dateiformat wie das Ausgabeformat des *DECODER*s. Die Bilder im *.ppm*-Format wurden mit Hilfe des Encoders in FBAS-Signal umgewandelt. Die wenigen Parameter des *ENCODER*s waren bei diesen Kodierungen fest eingestellt, um Störeinflüsse von dieser Seite möglichst gering zu halten. Da nun Originalbild und dekodiertes Bild ein identisches Format aufweisen, lassen sich Unterschiede durch Subtraktion der einzelnen Bildpunkte veranschaulichen.
Für die Beurteilung der Differenzen stehen verschiedene Bilder zur Verfügung. Differenzen werden am besten bei den Weiß- beziehungsweise Schwarz-normierten Bilder sichtbar. Bei dem Weiß-normierten Differenzbild werden die einzelnen Farbtonanteile ROT, $GRÜN$ und $BLAU$ voneinander subtrahiert. Die Differenz des Farbtonanteils wird dann als Normierung des entsprechenden Anteils auf Maximalwert und Subtraktion der beiden anderen Anteile ausgegeben. Auf diese Weise werden Differenzen als „Schattenbild“ sichtbar: je größer die Differenz, umso farbiger das Differenzbild. Nach einem ähnlichen Verfahren werden auch die Schwarz-normierten Differenzbilder berechnet.
Mit Hilfe dieser Differenzbilder wurden die Ausgaben des *DECODER*s qualitativ beurteilt. Dabei wurden verschiedene Implementierung einzelner Module des *DECODER*s untersucht und miteinander verglichen, um die Eignung für eine Hardware-Implementierung herauszustellen. Um auch einen objektiven Wert für die Qualität der Bilder zu erhalten, wird bei der Berechnung der Differenzbilder zusätzlich noch der Mittelwert der Bildpunktdifferenzen nach der Formel 5.2

$$\Delta_{Bild} = \sqrt{\sum \Delta^2_{Pixel} \ / \ N} \tag{5.2}$$

berechnet, wobei N die Gesamtanzahl der Pixel ist. Ist der Wert $NULL$, so sind die beiden Bilder identisch, den Wert $EINS$ erhält man bei der größtmöglichen Differenz (z.B.

Differenzbild zwischen weißer und schwarzer Fläche). Der Wert der einzelnen Farbtonanteile *ROT*, *GRÜN* und *BLAU* werden ebenso wie der Gesamtmittelwert angegeben.

5.3 Timing

Das Timingmodul extrahiert die Horizontal- und Vertikalsynchronisationssignale (H-SYNC und V-SYNC) aus dem FBAS-Signal. Die Dauer des H-SYNCs ist mit ca. 5μs angegeben [Mäusl 1995]. Bei den Simulationen wurden Werte für die Erkennung eines H-SYNCs zwischen 2μs und 3μs getestet. Hierbei wurde davon ausgegangen, daß Störungen durch Rauschen o.ä. keine Impulse von mehr als 2μs Dauer hervorrufen. Die Simulationen ergaben, daß der Wert von $2{,}4\mu\text{s} \equiv 40$ Datenwerten bei $f_{Sample} = 15$ MHz bei den hier getesteten FBAS-Signalen der am besten geeignete ist. Der V-SYNC setzt sich aus fünf kurzen Impulsen von ca. $2{,}5\mu$s (Vortrabanten, s. Abb. 2.3), fünf langen Impulsen von ca. $29{,}5\mu$s Dauer und wieder fünf kurzen Impulsen zusammen. Für die rein digitale Verarbeitung können die kurzen Impulse außer acht gelassen werden; die langen Impulse eignen sich für die Erkennung besser. Bei den Simulationen mußte der anfänglich gewählte Erkennungswert von 7μs nicht geändert werden. Da fünf Impulse pro V-SYNC für die Bildrücklauf vorgesehen sind, bietet es sich an, die Erkennung des V-SYNCs mit dem Erkennen von fünf aufeinander folgenden Impulsen zu koppeln, um vermeintlich zu lange H-SYNC-Impulse nicht als V-SYNC zu interpretieren. Auch die Methode, fünf aufeinander folgende, lange Impulse als V-SYNC zu interpretieren, lief mit den vorliegenden Simulationseingaben zuverlässig.

5.4 Filterkoeffizienten

5.4.1 Anzahl der Koeffizienten

Für die Implementierung des *DECODER*s sind vier Tiefpaßfilter notwendig: ein Tiefpaßfilter für die PLL / Synchronisation mit der Farbträgerfrequenz wurde mit einer Grenzfrequenz von 500 kHz gewählt, ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 3 MHz bzw. 3.75 MHz (Halbbandfilter) trennt das Y-Signal von den Farbinformationen und zwei Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 600 kHz bzw. 937.5 kHz sind für die Demodulierung der Farbsignale U und V notwendig. Die Grenzwerte der Filter sind dem FBAS-Signal-Spektrum entsprechend gewählt und wurden durch Simulationen angepaßt. Die Tiefpaßfilter sind die vom Platz und Rechenaufwand her am interessantesten Komponenten für die Hardware-Implementierung. Einsparungen beziehungsweise Vereinfachungen erleichtern die Implementierung. Dabei darf die Qualität der Ausgabe allerdings nicht vernachlässigt werden. Um die Verzögerung der FBAS-Signalkomponenten (Y- beziehungsweise U- und V-Signal) nicht zusätzlich verändern zu müssen, weisen alle Tiefpaßfilter die gleiche Anzahl von Filterkoeffizienten auf. Für eine Hardware-Realisierung wäre noch zu untersuchen, in wie weit die Anzahl der Koeffizienten der einzelnen Filter reduziert werden könnte (siehe auch Abschnitt 4.1.3). Besonders die Tiefpaßfilter für die U- und V-Signale können mit weniger Koeffizienten auskommen, da der Übergangsbereich der Filter nicht

besonders schmal sein muß.
Bei den Simulationen mit der Anzahl der Filterkoeffizienten kommt es darauf an, den Farbfehler möglichst gering zu halten, auf der anderen Seite wird der Rechenaufwand mit jedem Koeffizienten größer.
Für die Entscheidung einer geeigneten Koeffizientenanzahl nach Formel 4.1 wurden die Berechnungen nach Formel 2.34, 2.35 und *Parks und McClellan*, sowie die Koeffizientenanzahlapproximationen in Tabelle 2.37 und 2.38 herangezogen. Um die Qualität des Filters zu beurteilen, wurde zusätzlich sowohl das Differenzbild mit dem Farbfehler als auch der subjektive Vergleich des Originalbilds mit dem vom *DECODER* extrahierten Bild herangezogen. Wie zu erwarten war, ist zwischen 63 und 31 Filterkoeffizienten auf dem Differenzbild kein wesentlicher Unterschied erkennbar, während der Unterschied zwischen 31 und 15 Filterkoeffizienten sehr viel deutlicher ist. Die Anzahl der Filterkoeffizienten hat Auswirkungen auf die Brillianz der Farbtöne, wobei eine zu geringe Anzahl von Filterkoeffizienten auch zu Farbfehlern führt (siehe Abb. 5.8). Aufgrund dieser Simulationen ist eine Implementierung der Tiefpaßfilter mit 31 Koeffizienten anzuraten, da hier der Farbfehler in einem tolerablen Bereich liegt und der subjektive Vergleich kaum Unterschiede erkennen ließ. Durch die Implementierung von Halbbandfiltern mit 31 Filterkoeffizienten kann sowohl eine leichte Verbesserung der Bildqualität, als auch eine Verkleinerung des Entwurfs herbeigeführt werden. Der Halbbandfilter hat eine effektive Koeffizientenanzahl von nur noch 13 Koeffizienten. Bei Abb. 5.7 handelt es sich bei dem Tiefpaßfilter des Y-Signals um einen Halbbandfilter mit der Hälfte der Koeffizienten gegenüber dem Tiefpaßfilter für das U- und V-Signal. Die Grenzfrequenz der Filter für U und V wurden auf $\frac{1}{16}$ der Abtastfrequenz gesetzt. Auf den folgenden Seiten sind entsprechende Simulationsergebnisse abgebildet (Abb. 5.5, 5.6 und 5.7). Die Konturen in den Differenzbildern ergeben sich aufgrund der Filterung. Weist das Originalbild sehr feine, unterschiedlich helle Strukturen auf, zum Beispiel das Fell der Bären in Abb. 5.5 oder der helle Schnee auf den dunklen Nadelbäumen in Abb. 5.6, werden diese harten Übergänge durch die Filterung unscharf. Daraus ergeben sich bei solchen Strukturen auch deutliche Differenzen zwischen Original und vom *DECODER* extrahiertem Bild. Auf das gleiche Phänomen sind auch die Ringe in den Differenzbildern von Abb. 5.8 zurückzuführen

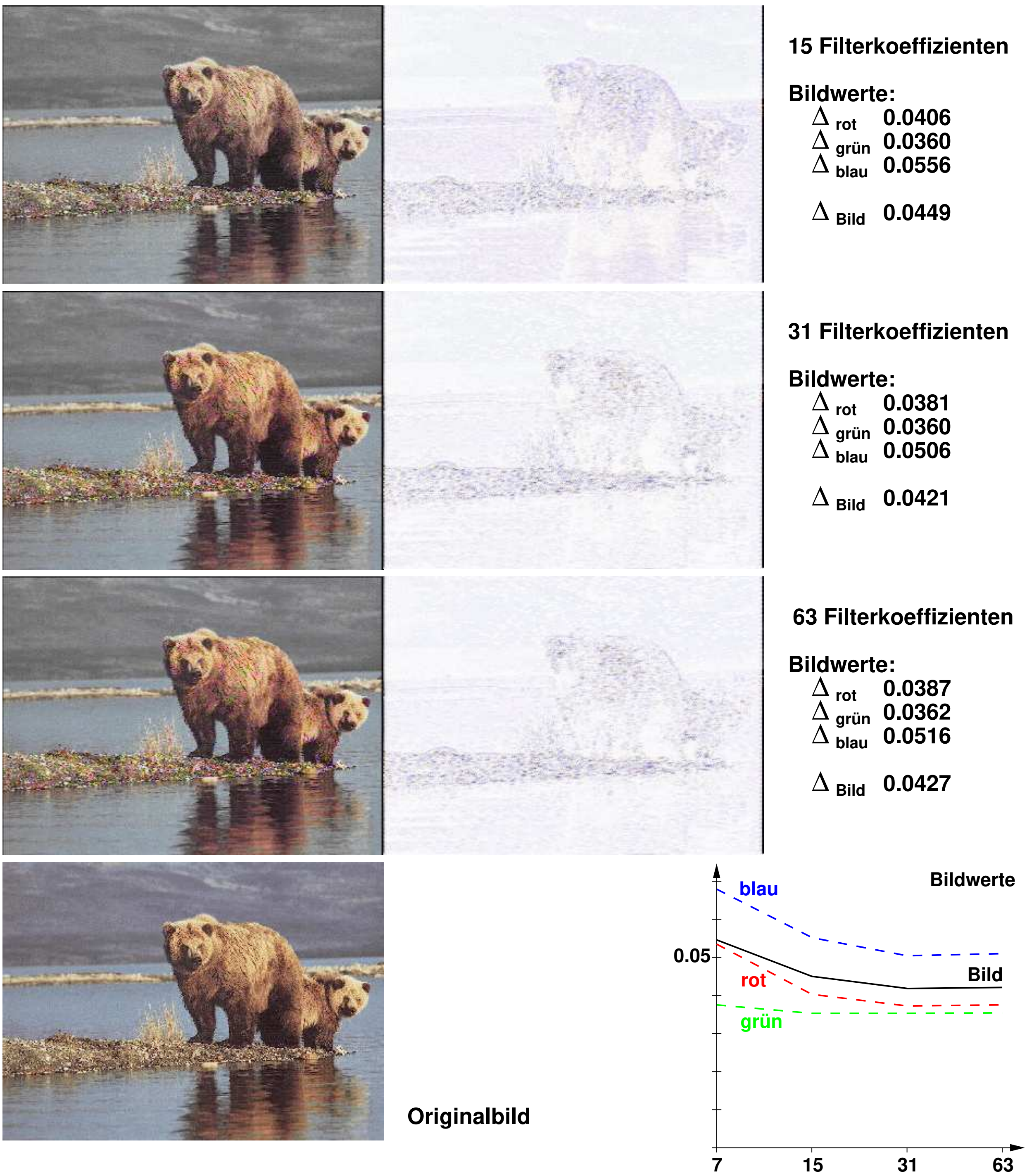


Abbildung 5.5: **Simulationen mit variabler Filterkoeffizientenanzahl**

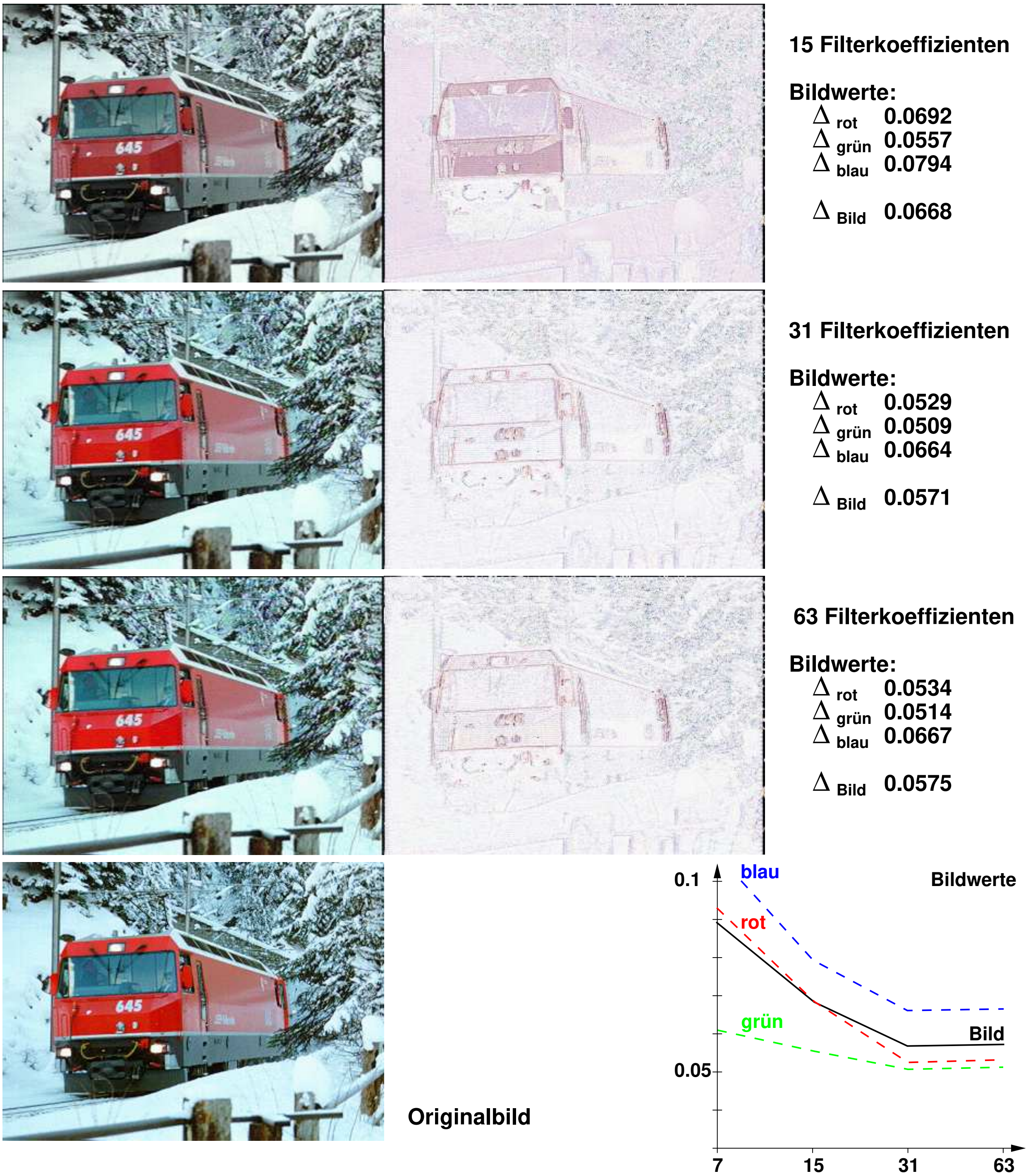


Abbildung 5.6: **Simulationen mit variabler Filterkoeffizientenanzahl** *(FIR-Filter)*

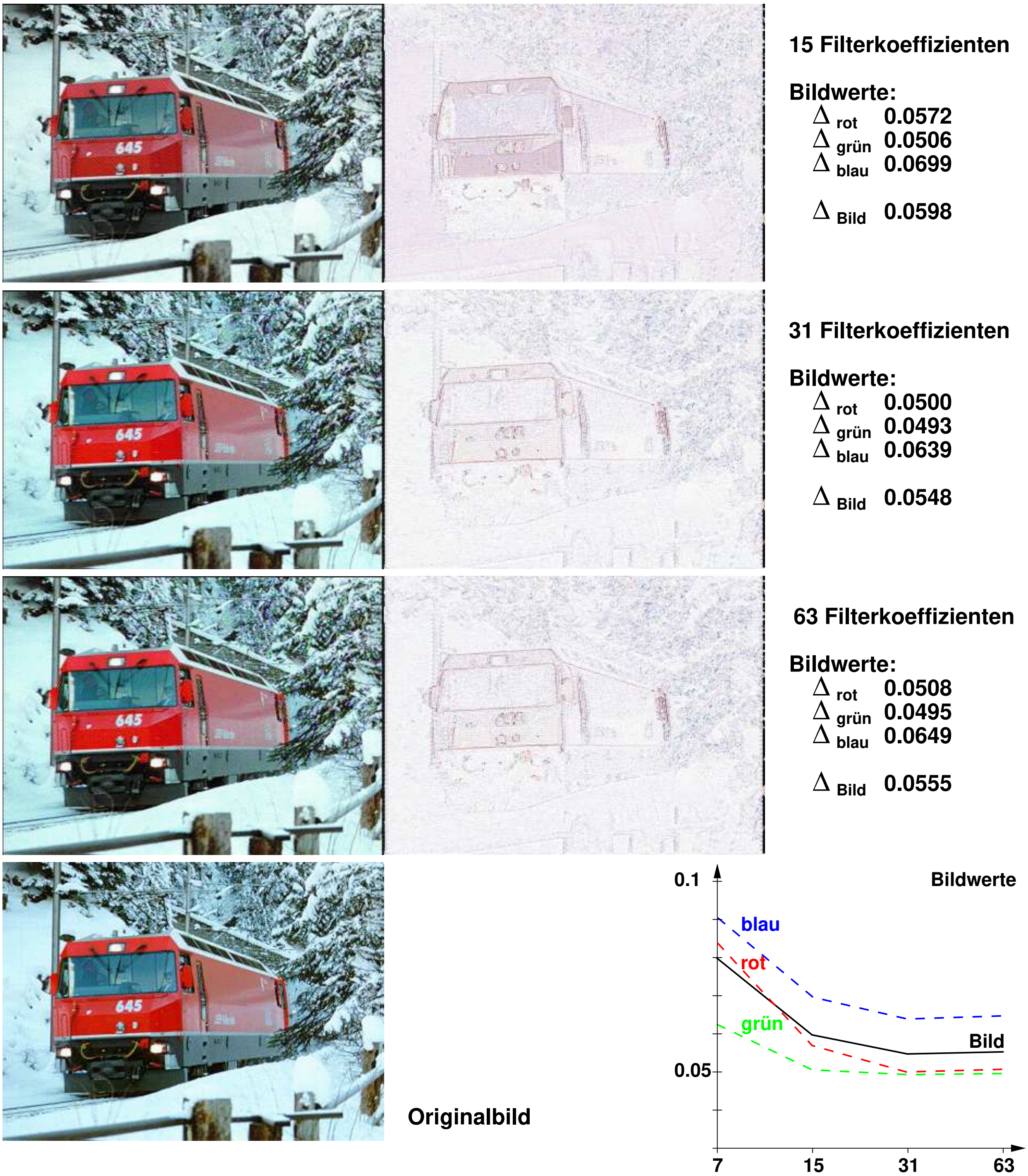


Abbildung 5.7: **Simulationen mit variabler Filterkoeffizientenanzahl** *(Halbbandfilter)*

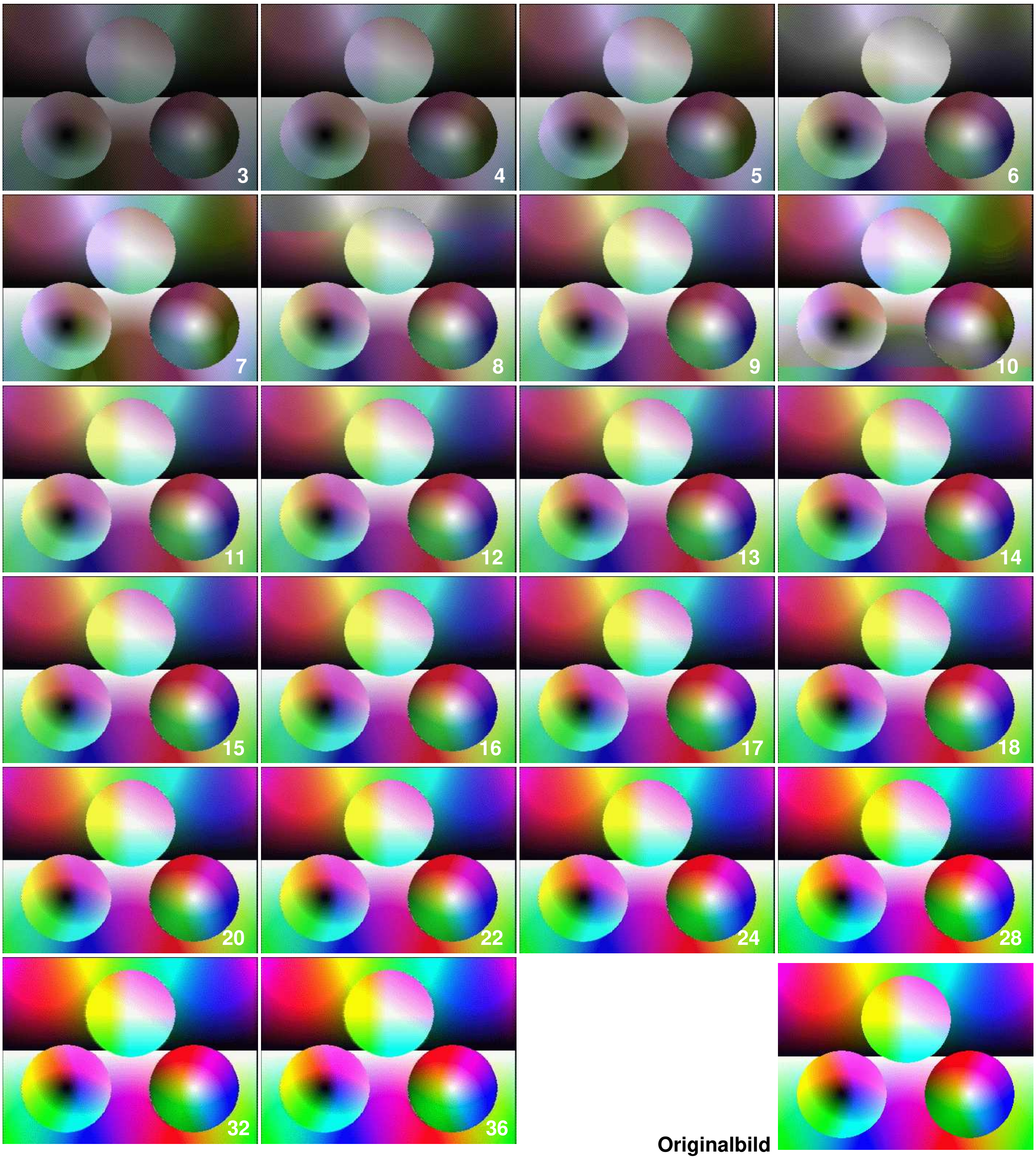


Abbildung 5.8: **Simulationen mit variabler Filterkoeffizientenanzahl**
Anzahl der Filterkoeffizienten stehen rechts unten in jedem Bild

5.4.2 Quantisierung der Koeffizienten

Die Filterung des Signals wird mit den Operationen Multiklikation und Addition durchgeführt (siehe Abb. 2.24). Um den Aufwand dieser Berechnung zu verkleinern, wurde versucht, die Koeffizienten des Filters zu quantisieren. Durch eine geeignete Quantisierung können die Multiplikationen durch *shiften* ersetzt werden, wodurch die Filter in einer Hardware-Implementierung deutlich einfacher gestaltet werden können und auch schneller werden.
Bei den durchgeführten Simulationen wurden die Koeffizienten in unterschiedlicher Weise quantisiert. Durch die Quantisierung der Filterkoeffizienten wird, genau wie bei der Anzahl der Filterkoeffizienten, die Sättigung der Farbtöne verändert. Die Simulationen mit auf 8- und 6-bit-quantisierten Koeffizienten ergaben noch deutlich farbige Resultate, während die Simulation mit auf 2-bit-quantisierten Koeffizienten lediglich ein schwarz-weißes Bild lieferten. Die Simulationen ergaben, daß durch eine 8-bit-Quantisierung der Filterkoeffizienten keine Qualitätseinbußen in der Bilddarstellung sichtbar wurden. Die Abbildungen 5.5, 5.6, 5.7 und 5.8 sind alle mit auf 8-bit quantisierten Koeffizienten extrahiert worden. Zum Vergleich sind die Bilder aus Abbildung 5.5 nochmals mit unterschiedlichen Quantisierungen in Abbildung 5.9 dargestellt.

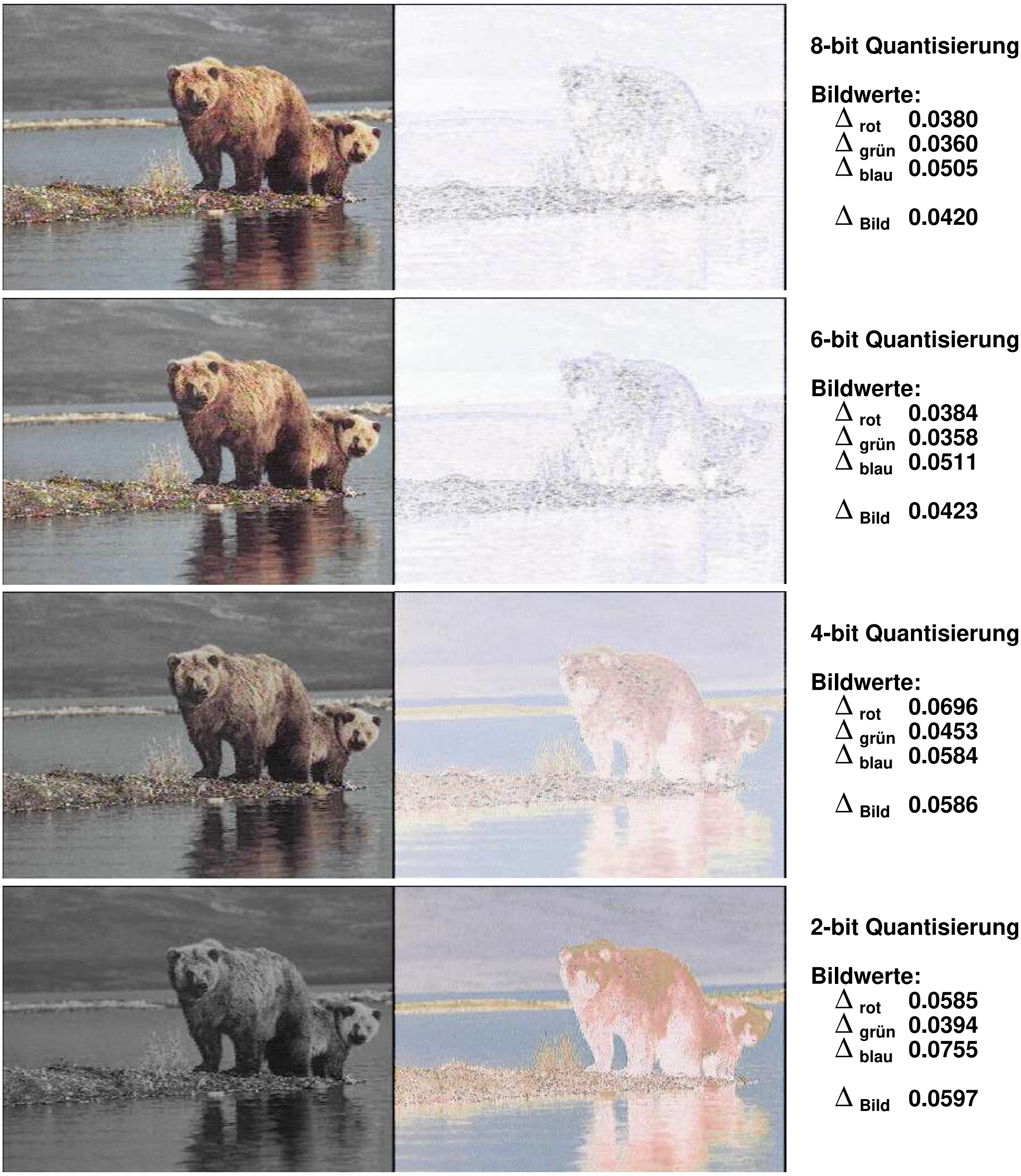


Abbildung 5.9: **Simulationen mit variabler Koeffizientenquantisierung** *(FIR-Filter, 31 Koeffizienten)*

5.5 PLL

Mit Hilfe der PLL wird die im *DECODER* erzeugte Farbträgerfrequenz mit dem BURST-Signal des FBAS-Signals synchronisiert. In Abb. 4.9 und 4.10 ist der Signalverlauf dargestellt. Hierbei ist ersichtlich, daß bei der Methode der starren Frequenzkorrektur ab dem vierten Halbbild und bei der Methode der proportionalen Frequenz- und Phasenkorrektur ab dem dritten Halbbild die Synchronisation abgeschlossen werden konnte. Die ersten bis zweiten beziehungsweise dritten Halbbilder weisen eine mehr oder weniger starke Farbtonverschiebung auf, die sich über das gesamte Bild verändert. Bei den in dieser Diplomarbeit dargestellten, extrahierten Bildern handelt es sich ausschließlich um das dritte von acht Halbbildern bei der Methode der proportionalen Frequenz- und Phasenkorrektur.
Durch die Korrektur der Farbträgerfrequenz liessen sich auch die Abweichung der einzelnen Quellen von der Farbträgerfrequenz von 4 433 618,75 Hz berechnen. Die gemessenen Abweichungen während der Simulation mit den in Abschnitt 6.1 dargestellten Bildern waren

$$\begin{aligned} ARD &: \approx 7Hz \\ ZDF &: \approx 7Hz \\ N3 &: \approx 16Hz \\ RTL &: \approx 15Hz \\ \\ Videokamera &: \approx 42Hz \\ \\ Videorekorder &: \approx 12Hz \end{aligned}$$

Da die beiden Methoden der Regelung bei den Simulationen stabil arbeiteten, kann für eine Hardware-Implementation die Methode der starren Frequenzkorrektur verwendet werden, da sie einen deutlich geringeren Platz- und Rechenbedarf aufweist.

5.6 DDS

Für die PLL und die Quadraturamplituden*de*modulation (QAM) werden die Funktionen *sin* und *cos* benötigt. Die Berechnung der jeweiligen Kurvenpunkte ist so für eine Hardware-Implementation relativ aufwendig. Um die Berechnung zu vereinfachen, wurden auch Simulationen mit der Direkten Digital Synthese (DDS) durchgeführt. Bei der DDS wird eine Periode des Sinus als Wertetabelle mit entsprechender Anzahl von Einträgen gespeichert. Die Berechnung der jeweiligen Sinuswerte bei der QAM erfolgen mit Hilfe dieser Tabelle (siehe Abschnitt 4.1.5).
Durch die Simulationen konnte festgestellt werden, daß die DDS bei entsprechender Anzahl von Tabelleneinträgen keine wesentliche Verschlechterung der Bildqualität mit sich bringt. Die DDS ist somit für eine Hardware-Implementierung eines PAL-*DECODER*s geeignet beziehungsweise anzuraten. Bei 16 Tabelleneinträgen für eine Sinus-Periode ergeben sich deutlichere Qualitätsverluste als bei 32 Tabelleneinträgen. Eine weitere Vergrößerung der Tabelle ergibt keine deutliche Verbesserung des Ergebnisses, so daß 32 Werte für am besten geeignet erscheinen. Ob die Reduzierung der Tabelleneinträge auf 8 Werte ($\frac{1}{4}$ Periode) inklusive Umrechnung der Werte schneller beziehungsweise kleiner als eine Tabelle mit 32 Einträgen wäre, müßte im Rahmen einer Implementierung noch überprft werden. Die Bilder zu diesen Simulationen sind die Abbildungen 5.10 und 5.11.

8 Tabelleneinträge

Bildwerte:
Δ_{rot} 0.0580
$\Delta_{grün}$ 0.0347
Δ_{blau} 0.0336

Δ_{Bild} 0.0436

16 Tabelleneinträge

Bildwerte:
Δ_{rot} 0.0411
$\Delta_{grün}$ 0.0270
Δ_{blau} 0.0299

Δ_{Bild} 0.0332

32 Tabelleneinträge

Bildwerte:
Δ_{rot} 0.0250
$\Delta_{grün}$ 0.0212
Δ_{blau} 0.0301

Δ_{Bild} 0.0257

64 Tabelleneinträge

Bildwerte:
Δ_{rot} 0.0242
$\Delta_{grün}$ 0.0210
Δ_{blau} 0.0305

Δ_{Bild} 0.0256

Abbildung 5.10: **Simulationen mit der DDS** *(FIR-Filter, 31 Koeffizienten, 8-bit Quantisierung)*

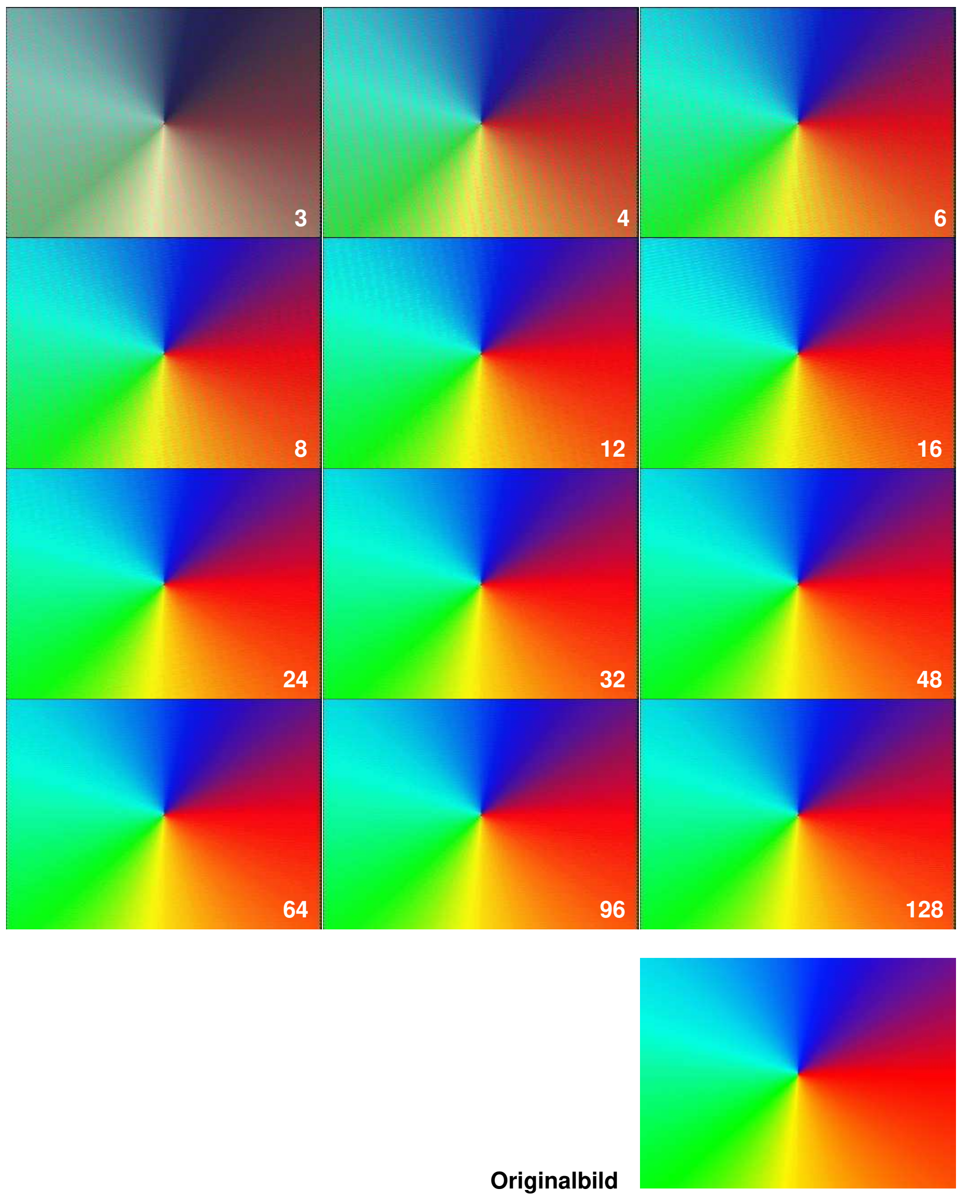


Abbildung 5.11: **Simulationen mit der DDS**
Anzahl der Tabelleneinträge stehen rechts unten in jedem Bild

Abbildung 5.12: **Fehlinterpretation der Schwarzschulterwerte**

Abbildung 5.13: **Korrekte Bildwiedergabe**

5.7 Schwarzschulter

Die Implemtierung des Moduls zur Extraktion der Schwarzschulter war bei der Entwicklung des *DECODERS* zunächst sehr einfach ausgefallen, zeigt jedoch auch keine Fehler. Erst im späteren Verlauf der Simulationen kam es zu Bildstörungen (siehe Abb. 5.12), die durch die Fehlinterpretation von Werten für die Schwarzschulter hervorgerufen wurden.
Durch die Erweiterung der bisherigen Methode für die Schwarzschulterberechnung konnte dieser Fehler abgestellt werden (siehe Abb. 5.13)

5.8 PAL-Schalter

Hauptmerkmal des PAL-Standards ist die Korrektur von Farbfehlern. Durch die zeilenweise Umschaltung des Vorzeichen des V-Signals und anschließender Mittelung zweier aufeinanderfolgender Zeilen werden Phasenfehler eliminiert. Hierzu müssen in Farbfernsehempfängern die Zeileninformationen zwischengespeichert werden. Auch bei der Implementierung des *DECODERS* wurde diese sogenannte PAL-Delay-Line realisiert.

Auf eine qualitative Beurteilung muß an dieser Stelle allerdings verzichtet werden, da es nur sehr schwer möglich ist, die Korrektur von Phasenfehlern bei der Übertragung des Fernsehsignals aufzuzeigen. Theoretisch müßte man exakt die gleichen FBAS-Signale (8 Halbbilder), empfangen an verschiedenen Orten, miteinander vergleichen. Da für die Speicherung des FBAS-Signals aber nur ein VidTrans zur Verfügung stand, konnte dieser Teil der Bewertung nicht durchgeführt werden. Durch das Hinzufügen des entsprechenden Moduls in den *DECODER* wurden keine Veränderungen in der Bildwiedergabe sichtbar, woraus sich schließen läßt, daß bei dem Empfang der entsprechenden FBAS-Signale keine Phasenfehler auftraten.

Kapitel 6

Bildverzeichnis

6.1 Fernseh- und Videobilder

ARD

ARD

ZDF

Nord3

RTL

Abbildung 6.1: **Quelle: TV** *Signalempfang mit einfacher Drahtantenne (Qualität der Dartellung identisch mit Fernsehbild)*

gefilmte Szene

Abbildung 6.2: **Quelle: Videokamera**

Mitschnitt RTL2

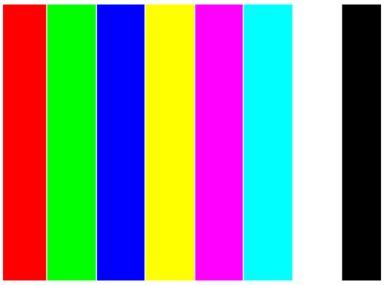
Kaufvideo

Kaufvideo

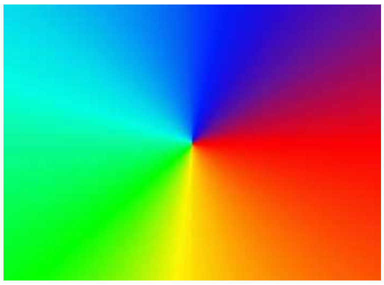
Kaufvideo

Abbildung 6.3: **Quelle: Videorekorder**

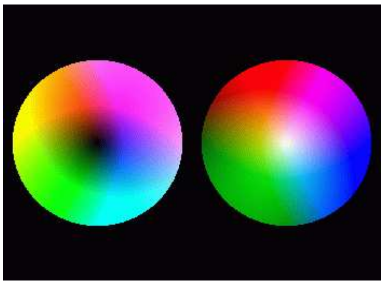
6.2 Künstlich erzeugte und aufgenommene Bilder



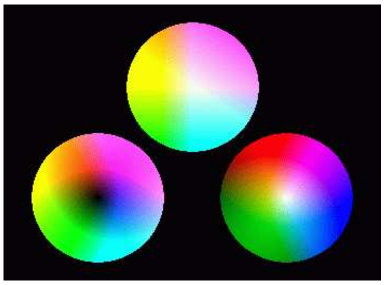
Farbbalken



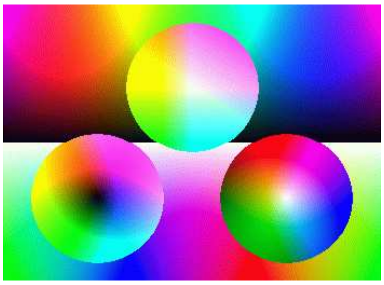
Farbverlauf



Farbkreise



Farbkreise



Farbkreise

Abbildung 6.4: **Farbbalken und Farbverläufe**

DB 401

ÖBB 1110

RhB Ge6/6 II

RhB Ge 4/4 III

Abbildung 6.5: **Natürliche Bilder (technisch / Landschaft)**

Abbildung 6.6: **Natürliche Bilder (Tiere / Personen / Blumen)**

Abkürzungsverzeichnis

BAS-Signal	:	**B**ild-**A**ustast-**S**ynchron-Signal *Bezeichnung für das Fernsehsignal (schwarz-weiß)*
DDS	:	**D**irekte **D**igitale **S**ynthese *Verfahren zur digitalen Erzeugung von Sinus-Schwingungen*
EBU	:	**E**uropean **B**roadcasting **U**nion
FBAS-Signal	:	**F**arb-**B**ild-**A**ustast-**S**ynchron-Signal *Bezeichnung für das Fernsehsignal (farbig)*
FCC	:	**F**ederal **C**ommunication **C**ommission
FIR-Filter	:	**F**inite **I**mpulse **R**esponse-Filter *nicht-rekursives Filter*
H-Sync	:	**H**orizontal-**Sync**hronisationssignal *markiert den Beginn einer neuen Bildzeile*
NTSC	:	**N**ational **T**elevision **S**ystem **C**omitee *Signalübertragungsverfahren in den USA*
PAL	:	**P**hase **Al**ternating **L**ine *Signalübertragungsverfahren in Deutschland*
PLL	:	**P**hase **L**ock **L**oop *Phasenregelschleife, Verfahren zur Synchronisation zweier periodischer Signale*
PPM	:	**P**ortable **P**icture **M**ap *Datei-Format für Graphiken*
QAM	:	**Q**uadratur**a**mplituden**m**odulation *Modulationverfahren: 2 Signale, nur 1 Trägerfrequenz*
SECAM	:	**Séq**uentiel **à** **M**émoire *Signalübertragungsverfahren in Frankreich*
V-Sync	:	**V**ertikal-**Sync**hronisationssignal *markiert den Beginn eines neuen (Halb-)Bildes*
VidTrans	:	**Vid**eo-**Trans**ienten-Recorder *Bidirektionale Schnittstelle zwischen Computer und Fernsehgerät*
YUV	:	**Y**-Signal (Luminanz), **UV**-Signale (Chrominanz) *Farbraum des PAL-Verfahrens, Einzelsignale des FBAS-Signal*

Anhang A

Formeln

A.1 QAM

Bei der QAM werden U- und V-Signal einer Trägerfrequenz aufmoduliert. Damit die Signale empfängerseitig wieder getrennt werden können, wird das V-Signal um $\pi/2$ verzögert:

$$\begin{aligned} f(t) &= u(t) \cdot \cos(\omega t) + v(t) \cdot \cos(\omega t + \pi/2) \\ &= u(t) \cdot \cos(\omega t) + v(t) \cdot (-1) \sin(\omega t) \end{aligned} \tag{A.1}$$

Um die U- und V-Signale zu demodulieren, muß das FBAS-Signal mit *cos* bzw. - *sin* multipliziert und anschließend mit Hilfe eines Tiefpaßfilters gefiltert werden:

$$f(t) \cdot \quad \cos(\omega t) \xrightarrow{Tiefpaß} \frac{1}{2} u(t) \tag{A.2}$$

$$f(t) \cdot (-1) \sin(\omega t) \xrightarrow{Tiefpaß} \frac{1}{2} v(t) \tag{A.3}$$

Herleitung von (A.2):

$$f(t) \cdot \quad \cos(\omega t) = u(t) \cdot \cos^2(\omega t) + v(t) \cdot (-1) \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \tag{A.4}$$

Aus

$$\begin{aligned} \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t) &= \frac{1}{2}\Big(\cos(\omega t - \omega t) + \cos(2\omega t)\Big) \\ &= \frac{1}{2}\Big(1 + \cos(2\omega t)\Big) \end{aligned} \tag{A.5}$$

und

$$\begin{aligned}\sin(\omega t)\cdot\cos(\omega t) &= \frac{1}{2}\Big(\sin(0)+\sin(2\omega t)\Big)\\ &= \frac{1}{2}\sin(2\omega t)\end{aligned} \tag{A.6}$$

folgt:

$$\begin{aligned}f(t)\cdot\quad\cos(\omega t) &= u(t)\cdot\frac{1}{2}\Big(1+\cos(2\omega t)\Big)-v(t)\cdot\frac{1}{2}\Big(\sin(2\omega t)\Big)\\ &= \frac{1}{2}u(t)+\underbrace{\frac{1}{2}u(t)\cos(2\omega t)-\frac{1}{2}v(t)\sin(2\omega t)}_{\approx\ 0\ durch\ Tiefpa\beta filterung\ mit\ f_g=1{,}3\ \mathrm{MHz}}\end{aligned} \tag{A.7}$$

Da die Trägerfrequenz des U-Signals 4,433 618 75MHz beträgt, wird der Term $(2\omega t)$ durch eine Tiefpaßfilterung mit einer Grenzfrequenz von 1,3MHz unterdrückt.
Herleitung von (A.3):

$$f(t)\cdot(-1)\sin(\omega t)=u(t)\cdot\cos(\omega t)\cdot(-1)\sin(\omega t)+v(t)\cdot\sin^2(\omega t) \tag{A.8}$$

Aus

$$\begin{aligned}\cos(\omega t)\cdot\cos(\omega t) &= \frac{1}{2}\Big(\cos(\omega t-\omega t)-\cos(2\omega t)\Big)\\ &= \frac{1}{2}\Big(1+\cos(2\omega t)\Big)\end{aligned} \tag{A.9}$$

und (A.6) folgt:

$$\begin{aligned}f(t)\cdot(-1)\sin(\omega t) &= u(t)\cdot(-1)\frac{1}{2}\Big(\sin(2\omega t)\Big)+v(t)\cdot\frac{1}{2}\Big(1-\cos(2\omega t)\Big)\\ &= -\frac{1}{2}u(t)\sin(2\omega t)+\frac{1}{2}v(t)-\frac{1}{2}v(t)\cos(2\omega t)\\ &= \frac{1}{2}v(t)-\underbrace{\frac{1}{2}u(t)\sin(2\omega t)-\frac{1}{2}v(t)\cos(2\omega t)}_{\approx\ 0\ durch\ Tiefpa\beta filterung\ mit\ f_g=1{,}3\ \mathrm{MHz}}\end{aligned} \tag{A.10}$$

Auch hier wird der Term $(2\omega t)$ durch die Tiefpaßfilterung unterdrückt.

A.2 PLL

Die PLL wird für die Synchronisation der Oszillatorfrequenz mit dem BURST (Farbträgerfrequenz) des FBAS-Signals verwandt. Die beiden Signale werden miteinander multipliziert:

$$\begin{aligned}\cos(\omega t)\cdot\cos(\omega t+\varphi) &= \frac{1}{2}\Big(\cos(\omega t-\omega t-\varphi)+\cos(\omega t+\omega t+\varphi)\Big)\\ &= \frac{1}{2}\Big(\cos(-\varphi)+\cos(2\omega t+\varphi)\Big)\\ &= \frac{1}{2}\cos(-\varphi)+\underbrace{\frac{1}{2}\cos(2\omega t+\varphi)}_{\approx\,0\ durch\ Tiefpa\ss filterung\ mit\ f_g=0{,}5\ \mathrm{MHz}}\end{aligned}\tag{A.11}$$

Durch Tiefpaßfilterung mit einer Grenzfrequenz von 0,5 MHz wird der Term $\cos(2\omega t+\varphi)$ unterdrückt.

Literaturverzeichnis

[Best 1993] Roland E. Best, *Theorie und Anwendung des Phase-locked Loops* VDE-Verlag, 5.Auflage (1993)

[Best 1997] Roland E. Best, *Phase-locked Loops* McGraw-Hill, 3.Auflage (1997)

[Bron 1981] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik* Harry Deutsch, 21.Auflage (1981)

[Bron 1986] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik – Ergänzungsband* Harry Deutsch, 4.Auflage (1986)

[Fliege 1993] N. Fliege, *Multiratensignalverarbeitung* Teubner (1993)

[Frick 1987] H.Frick, H.Leonhardt, D.Starck, *Taschenlehrbuch der gesamten Anatomie, Band 2 Spezielle Anatomie II* Thieme, 3.Auflage (1987), Seite 381ff

[Gardner 1966] Floyd M. Gardner, *Phaselock Techniques* Wiley (1966)

[Häberle 1991] Heinz Häberle et al, *Nachrichtentechnik*, Bibliothek des Technikers, BDT, Verlag Europa-Lehrmittel, Nourney, Vollmer GmbH & Co (1991)

[Hamming 1987] Richard W.Hamming, *Digitale Filter*, VCH (1987)

[Hess 1993] Wolfgang Hess, *Digitale Filter*, Teubner, 2. Auflage (1993)

[Jack 1996] Keith Jack, *Video Demystified* HighText Interactive Inc., 2.Edition (1996)

[Jürgens 1996] Sven Jürgens, *Simulation rein digitaler Separation (yuv, rgb) aus einem Videosignal im PAL-Standard zur Abschätzung des Implementationsaufwandes* Universität Hamburg - Fachbereich Informatik, Studienarbeit (1996), Belegexemplar bei L.Larsson

[Kamm.,Kro. 1992] K.D.Kammeyer, K.Kroschel, *Digitale Signalverarbeitung: Filterung und Spektralanalyse* Teubner, 2.Auflage (1992)

[Krisch 1993] Lothar Krisch, *Fernsehtechnik- Grundlagen, Verfahren, Systeme*, Hrsg. von Wolfgang Schneider Vieweg (1993)

[Larsson 1996] Lars Larsson, *An EPLD Based Transient Recorder for Simulation of Video Signal Processing Devices in a VHDL Environment Close to System Level Conditions*, Sixth International Workshop on Field Programmable Logic and Applications, FPL'96, Darmstadt, Germany, 23-25 September 1996

[Limann 1978] Otto Limann, *Fernsehtechnik ohne Ballast*, Franzis, 12.Auflage (1978)

[Mäusl 1995] Rudolf Mäusl, *Fernsehtechnik* Hüthig (1995)

[Morgenstern 1994] B.Morgenstern, *Farbfernsehtechnik* Teubner Studienskripten (1994)

[Osicom 1999] Osicom Technologie *DIRECT-DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIS - ...a basic tutorial*, Osicom Technologie, Santa Monica, California (1999)
http://www.osicom.com/notes/ddstutor.htm

[PHILIPS 1976] *PHILIPS Lehrbriefe Elektrotechnik und Elektronik Band 2, Technik und Anwendung* PHILIPS Fachbücher, 6.Auflage (1976)

[Press u.a. 1986] Press, Flannery, Teukolsky, Vetter, *Numerical recipes* Cambridge University Press (1986)

[SRSys 1998] Stanford Research System, *Application Note # 5 : Direct Digital Synthesis - Impact on Funtion Generator Design* Stanford Research Systems, Sunnyvale, California (1998)
http://www.srsys.com/html/dds.html und
http://www.srsys.com/html/apnotes.html

[Tie.,Schenk 1993] U.Tietze, Ch.Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik* Springer, 10.Auflage (1993)

[Wierich 1998] M.Wierich *Ein digitaler DCF77-Empfnger mit hoher Empfindlichkeit* Universität Hamburg - Fachbereich Informatik, Diplomarbeit (1998)

Abbildungsverzeichnis

Erklärung

Hiermit erkläre ich an Eides statt,
daß ich die vorliegende Diplomarbeit selbstständig angefertigt
und nur die angebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Hamburg, 6. April 1999

Sven Jürgens