STUDIENARBEIT

Simulation rein digitaler Farbseparation (yuv, rgb) aus einem Videosignal im PAL-Standard zur Abschätzung des Implementationsaufwandes

Sven Jürgens

Universität Hamburg
Fachbereich Informatik
Arbeitbereich TECH

16. Dezember 1996

Einleitung

Ziel der vorliegenden Studienarbeit ist eine Abschätzung des Implementationsaufwands bezüglich der Realisierung eines Systems zur rein digitalen Farbseparation aus einem digitalisierten Videosignal im PAL-Standard, welches als abgetasteter Datenstrom vorliegt und somit bezüglich der Amplitude und Zeit quantisiert ist. Die rein digitale Videosignalverarbeitung bietet verschiedenen Vorteile gegenüber analoger Signalverarbeitung, insbesondere in Hinblick auf Reproduzierbarkeit und Integrationsmöglichkeiten in Chips für digitale Bildvorverarbeitung.
Um Farbbilder aus einem digitalen Videosignaldatenstrom zu extrahieren waren die benötigten Funktionseinheiten mit den Methoden der digitalen Signalverarbeitung zu realisieren. Dieses sind die digitale Filterung, die digitale Erzeugung sinusförmiger Signale sowie deren phasenstarre Kopplung zu einem entsprechenden Referenzsignal durch Synchronisation sowie einige zusätzliche arithmetische Operationen. Darüber hinaus war die Realisierung einer geeigneten Simulationsumgebung notwendig, um die erzielten Ergebnisse zu erreichen und beurteilen zu können.
Das Ergebnis dieser Arbeit sind Programme, mit deren Hilfe durch Variation verschiedener, die Signalverarbeitung bestimmende Parameter die für eine Hardware-Implementation entscheidenen Abhängigkeiten untersucht werden konnten. Die Ergebnisse beruhen teilweise auf künstlich erzeugten Videosignalen, wurden aber auch mit Hilfe einer am Arbeitsbereich TECH entwickelten Schaltung überprüft, die den direkten Austausch von Videosignalen zwischen Simulation und Videogeräten wie Farbkamera und Farbfernseher ermöglicht.

Inhaltsverzeichnis

Kapitel 1

Motivation

Wesentliches Merkmal der Entwicklungen in der Computertechnik ist die Verkleinerung der geforderten beziehungsweise der benötigten Strukturen auf das absolute Minimum ohne Einschränkungen im Funktionsumfang bei gleichzeitiger Steigerung der Leistung, speziell der Rechengeschwindigkeit. Die Flächenminimierung wird zum einen durch die physikalischen beziehungsweise technischen Möglichkeiten in der Herstellung von *Integrierten Schaltungen* (*Integrated Circles*, IC's), zum anderen durch die Entwicklung neuer IC's, die mehrere alte ersetzen oder die Entwicklung von IC's für ein speziellen Aufgabengebiet, bestimmt.

Im Bereich der digitalen Signalverarbeitung ist es unter anderem notwendig die Reproduzierbarkeit von Bilddaten zu erreichen. Das Videosignal im PAL-Standard basiert, wie auch der größte Teil der heutigen Fernsehempfänger, auf analoger Technik. Das Signal wird vom Sender zum Empfänger mit Hilfe der Frequenz- und Amplitudenmodulation übertragen. Analoge Signale sind nicht exakt reproduzierbar (siehe Abschnitt 2.2.1). Im Gegensatz hierzu sind die Bildinformationen, die auf einem Computermonitor darstellt werden, wesentlich einfacher aufgebaut. Diese Bilder werden mit ihren *Rot-, Grün-* und *Blau*-Anteilen als Zahlenwerte berechnet und gespeichert. Da in der Regel eine feste elektrische, mehrpolige Verbindung zwischen Monitor und Computer besteht, ist es möglich, mehrere Signale gleichzeitig zu übertragen.

Um eine Reproduzierbarkeit der analogen Signale zu ermöglichen, müssen diese Signale mit einer festen Frequenz (Samplerate) abgetastet und die abgetastete Amplitude als Zahlenwert gespeichert werden. Anschließend müssen aus diesen Zahlenwerten die darin enthaltenen Signale separiert werden, sodaß im Ergebnis die Bildinformation als RGB-Werte vorliegt. Aufgabe dieser Studienarbeit ist es zu prüfen, welche Voraussetzungen für die Entwicklung eines solchen IC's zur rein digitalen Farbseparation notwendig sind.

Zeitgleich zu dieser Studienarbeit wurde eine Schaltung entwickelt, mit deren Hilfe Videosignaldaten in den Computer eingelesen werden können. Die Schaltung ist mit Hilfe diskreter Bauteile und zweier programmierbarer Logik-IC's (*E*lektric-*P*rogrammable-*L*ogic-*D*evise) aufgebaut.

In einer auf dieser Studienarbeit basierenden Diplomarbeit soll die simulierte Farbseparation als Hardware realisiert werden.

Kapitel 2

Grundlagen

2.1 Fernsehen

Das Fernsehen hat sich zur wichtigsten Informationsquelle der heutigen Zeit entwickelt. Mit Einführung des Farbfernsehen hat sich die Anzahl der zu übermittelnden Signale erhöht. Um eine Kompatibilität mit Schwarzweiß-Fernsehempfängern zu erhalten, wurden die vorhandenen Fernsehsignale beibehalten und um zusätzliche Signale für das Farbfernsehen erweitert. Das Farbfernsehsignal im PAL-Standard, wie u.a. in Deutschland verwendet, setzt sich aus folgenden Signalen zusammmen:

- Bildträgerfrequenz (Sendefrequenz)
- Schwarzweiß-Bildmodulation (Luminanz- oder Y-Signal)
  - Synchronisierimpulse für die Bildkippfrequenz (50 Hz)
  - Synchronisierimpulse für die Zeilenfrequenz (15 625 Hz)
- Farb-Bildmodulation (Chrominanz- oder U- und V-Signale)
  - Farbträgerfrequenz (4 433 618,75 Hz)
  - Farbtonsignal (rot, grün, blau)
  - Farbsättigungssignal (blasse oder kräftige Farbe)
- Tonmodulation
  - Tonträgerfrequenz (Bildträgerfrequenz + 5,5 MHz)

Die Signale für das Schwarz-weiß-Fernsehen setzen sich nur aus den Luminanzsignal (Helligkeit) sowie den Signalen zur horizontalen (H-Sync.) und vertikalen (V-Sync.) Bildsynchronisation zusammen (**B**ild-**A**ustast-**S**ynchron-Signal, kurz BAS-Signal). Die für das Farbfernsehen zusätzlich notwendigen Signale wurden so in das vorhandene Frequenzspektrum integriert, daß sich die Signale gegenseitig möglichst wenig beeinflussen (**F**arb-**B**ild-**A**ustast-**S**ynchron-Signal, kurz FBAS-Signal).

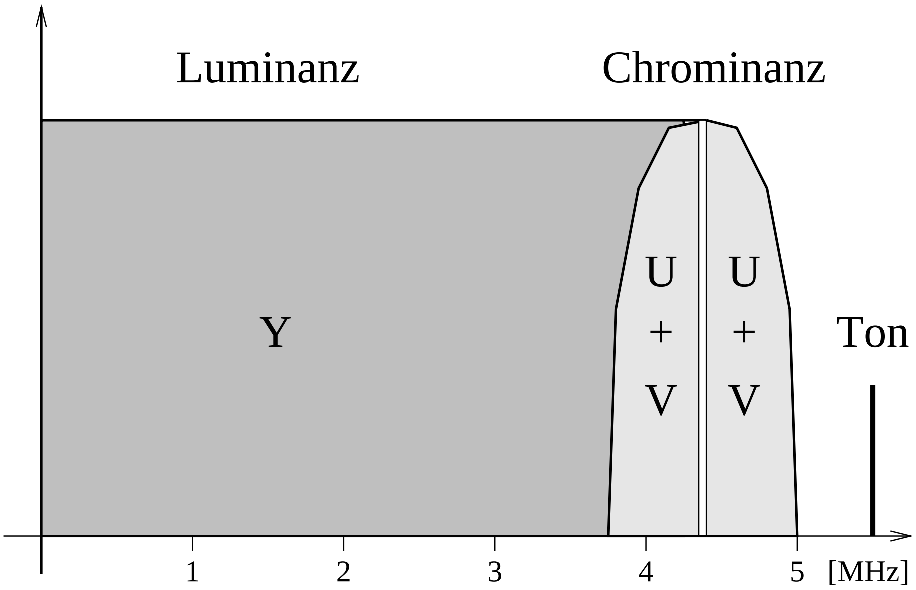

Abbildung 2.1: **FBAS-Signalspektrum.**

Hierbei entwickelten sich drei Übertragungsverfahren zum Standard:

- NTSC (*National Television System Comittee,* USA 1953)
- SECAM (*Séquentiel à Mémoire,* Frankreich 1968)
- PAL (*Phase Alternating Line,* Deutschland 1967)

Das PAL- und das SECAM-Verfahren bauen auf dem NTSC-Verfahren auf. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf das PAL-Verfahren. Die Farbwerte, die eine Farbfernseh-Kamera liefert, sind in folgender Weise definiert. Die drei Grundfarben *rot*, *grün* und *blau* sind beim PAL-Standard folgenden Lichtwellenlängen zugeordnet:

$$\begin{aligned} rot &\hat{=} 620nm, \\ grün &\hat{=} 545nm, \\ blau &\hat{=} 460nm. \end{aligned}$$

Alle anderen Farben werden beim Farbfernsehen durch additive Farbmischung dieser drei Grundfarben zusammengesetzt (siehe Abb. 2.2). Damit Schwarzweiß-Fernsehempfänger auch Farbsendungen schwarz-weiß wiedergeben können, müssen die Farbsignale wellenlängenabhängig wie das Signal einer Schwarzweiß-Kamera gewichtet werden. Durch die

Wichtung der Farbsignale wird erreicht, daß die Farbtöne für das menschliche Auge alle mit der Intensität erscheinen, wie sie der Farbempfindlichkeit des menschlichen Auges entsprechen. Um etwa den gleichen spektralen Helligkeitsverlauf wie den einer Schwarzweiß-Kamera zu erhalten wurde festgelegt, daß die Summe der gewichteten Farbsignale Eins werden muß:

$$u_Y = 0,30 \cdot u_{rot} + 0,59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau} \tag{2.1}$$

2.1.1 Synchronisation

Für die korrekte Abbildung eines Fernsehbildes ist es notwendig, daß Sender und Empfänger synchron arbeiten. Jede übertragene Bildzeile beginnt deshalb mit einem Zeilensynchronsignal, kurz H-Impuls. Durch den H-Impuls wird dem Empfänger angezeigt, daß eine neue Bildzeile beginnt. Zu Beginn eines neuen Bildes wird ein Halbbildsynchronsignal, kurz V-Impuls, gesendet. Beim PAL-Verfahren werden 25 Bilder pro Sekunde übertragen. Anstatt 25 Vollbilder pro Sekunde werden 50 Halbbilder pro Sekunde übertragen. Dadurch wird das wahrgenommene Flimmern reduziert, ohne daß die Videobandbreite erhöht werden muß. Es werden zunächst nur die Zeilen mit ungeraden Zeilennummern eines Bildes übertragen, erst danach folgen die Zeilen mit geraden Zeilennummern. Durch den V-Sync. wird dem Empfänger mitgeteilt, daß ein neues Halbbild beginnt. Durch die Übertragung von Halbbildern werden ebenfalls Helligkeitsunterschiede zwischen oberem und unterem Bildrand reduziert.
Um die Farbinformationen eines FBAS-Signals herauszufiltern, muß sich der Empfänger auf die Phasenlage des U- und V-Signals synchronisieren. Die Bedeutung dieser Signale wird im Abschnitt 2.2.2 „Chrominanz“ erklärt (siehe auch Gleichung 2.2 und 2.3). Hierfür wird nach dem H-Impuls ein BURST-Signal gesendet. Die Frequenz des Signals beträgt 4 433 618,75 Hz; sie ist so gewählt, daß sich Luminanz- und Chrominanz-Signale gegenseitig möglichst wenig beeinflussen.

2.1.2 Luminanz

Bei allen Standardverfahren (NTSC, SECAM, PAL) wird das Luminanz- oder Y-Signal schwarz-weiß-kompatibel übertragen. Mit dem Y-Signal werden die Helligkeitswerte aller Bildeinzelheiten übermittelt. Es ist somit nichts anderes als ein Schwarz-weiß-/Graustufen-Bild. Um eine möglichst große Auflösung zu erhalten, beträgt die Bandbreite des Y-Signals 5 MHz.

2.2 Farbfernsehen

2.2.1 PAL-Verfahren

Zur Übertragung eines Farbbildes sind neben dem Y-Signal noch zwei weitere Signale notwendig, da sich die einzelen Farbanteile (RGB) mit Hilfe der Gleichung 2.1 zurückrechnen lassen. Bei der Festlegung der zwei Signale wurde eine weitere Bedingung eingebracht: Bei nicht-farbigen (schwarz-weißen / grauen) Bildern sollen die zusätzlichen Signale zu Null werden. Aus diesem Grund werden sogenannte Farbdifferenz-Signale verwendet. Dieses sind die um das Y-Signal verminderten Blau- und Rot-Signale, beim PAL-Standard kurz U- und V-Signal genannt:

$$\begin{aligned} U = u_{blau-Y} &= u_{blau} - (0,30 \cdot u_{rot} + 0.59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau}) \\ &= -0,30 \cdot u_{rot} - 0,59 \cdot u_{grün} + 0,89 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned} V = u_{rot-Y} &= u_{rot} - (0,30 \cdot u_{rot} + 0.59 \cdot u_{grün} + 0,11 \cdot u_{blau}) \\ &= +0,70 \cdot u_{rot} - 0,59 \cdot u_{grün} - 0,11 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.3}$$

Um Übersteuerungen bei der Farbbildübertragung zu vermeiden, werden die Farbdifferenz-Signale in folgender Weise reduziert

$$\begin{aligned} u_U &= \mathbf{0,49} \cdot u_{blau-Y} \\ &= -0,15 \cdot u_{rot} - 0,29 \cdot u_{grün} + 0,44 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.4}$$

$$\begin{aligned} u_V &= \mathbf{0.88} \cdot u_{rot-Y} \\ &= +0,61 \cdot u_{rot} - 0,52 \cdot u_{grün} - 0,10 \cdot u_{blau} \end{aligned} \tag{2.5}$$

Im Farbfernsehempfänger müssen aus den übertragenen Y-, U- und V-Signalen die einzelnen Rot-, Grün- und Blau-Anteile rekonstruiert werden. Die Formeln hierzu lauten

$$u_{rot} = +1,14 \cdot u_V + u_Y \tag{2.6}$$

$$u_{grün} = -0,58 \cdot u_V - 0,39 \cdot u_U + u_Y \tag{2.7}$$

$$u_{blau} = +2,04 \cdot u_U + u_Y \tag{2.8}$$

Wie auch beim NTSC-Verfahren werden beim PAL-Verfahren die Farbton und Farbsättigungs-Signale mit Hilfe der Quadraturamplitudenmodulation übertragen. Sie werden jedoch nicht direkt, sondern, wie oben angeführt, als reduzierte Farbdifferenzsignale (U- und V-Signal) übertragen. Wesentliches Merkmal des PAL-Verfahrens ist die zeilenweise Umpolung des V-Signals. Bei der Modulation wird das Vorzeichen des V-Signals von Zeile zu Zeile geändert. Diese Umpolung dient zur Korrektur von Phasenfehler in der *Quadraturamplitudenmodulation*, die bei der Bildübertragung auftreten können. Phasenfehler können zum einen bei der Übertragung zwischen Sender und Empfänger, aber auch im Empfänger selbst auftreten. Sie führen zu einer falschen Darstellung der Farbtöne (siehe Abb. 2.2). Im

Empfänger wird jede Zeile gespeichert und mit der nächsten übertragenen Zeile, bei der sich das Vorzeichen und somit auch die Richtung des eventuell vorhandene Phasenfehlers geändert hat, gemittelt. Als Resultat erhält man die vom Sender ausgestrahlte Farbart.

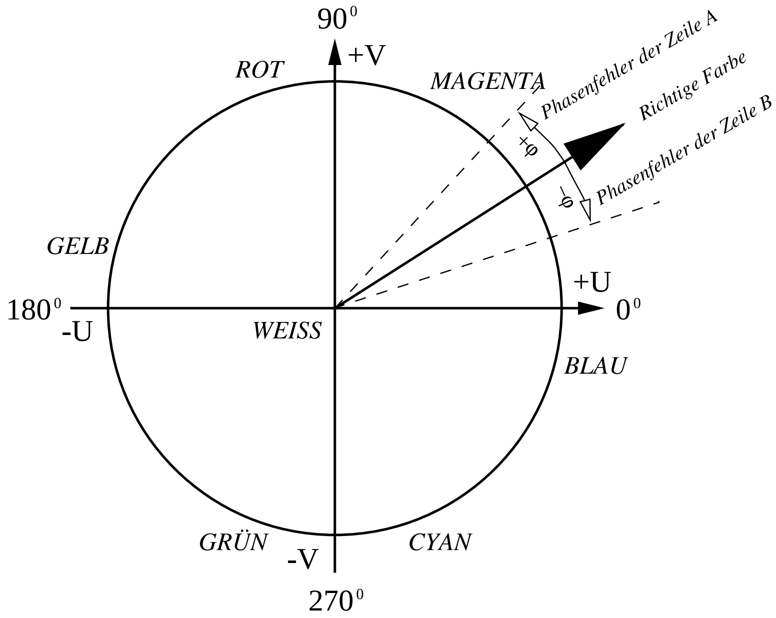

Abbildung 2.2: **Farbkreis (1).** *PAL-Verfahren zur Korrektur von Phasenfehlern*

2.2.2 Chrominanz

Die Farbart wird mit Hilfe der Chrominanz- oder U- und V-Signale übertragen. Sie setzt sich aus dem Farbton und der Farbsättigung zusammen. Aus dem Luminanz- und Chrominanz-Signal erhält man das vollständige Farbbild.
Den U- und V-Signalen liegt der sogenannte Farbkreis zugrunde (siehe Abb. 2.3). An der Peripherie sind die gesättigten Farben angeordnet, zur Mitte hin werden sie immer blasser, das Zentrum des Kreises ist weiß. In den Mittelpunkt dieses Kreises wird ein Koordinatensystem gelegt. Die horizontale Achse wird mit U bezeichnet, die vertikale mit V. Ein Farbton kann jetzt mit U und V angegeben werden, wobei die Länge des Vektors der Farbsättigung entspricht.
Um die Kompatibilität zu Schwarzweiß-Fernsehempfängern zu gewährleisten, wird beim Farbfernsehen einfach gesagt nur das mit dem Y-Signal empfangene (Schwarz-weiß-)Bild mit Hilfe der U- und V-Signale farbig hinterlegt.

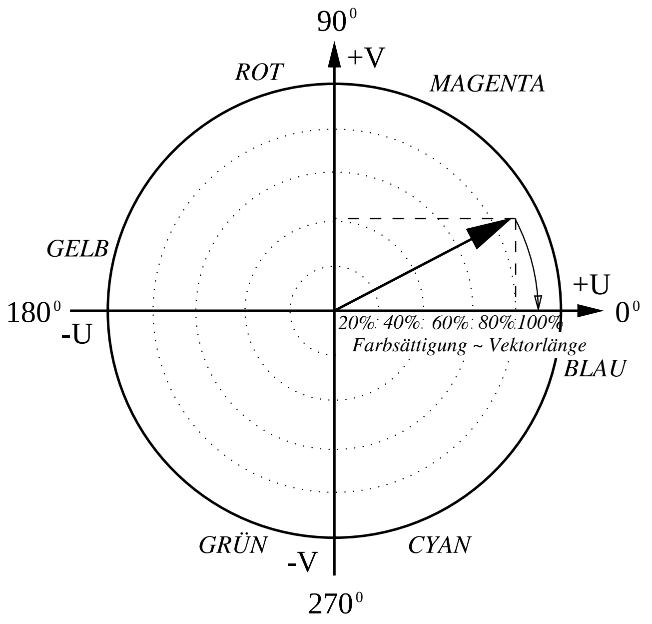

Abbildung 2.3: **Farbkreis (2).** *Kodierung der Farbarten mittels U- und V-Signal*

2.2.3 Quadraturamplitudenmodulation

Bei der Entwicklung des Farbfernsehens waren folgende Randprobleme zu berücksichtigen: Für die Übertragung der zwei zusätzlichen Signale für die Farbart konnten keine zusätzlichen Frequenzen im vorhandenen Sende-Frequenzspektrum zur Verfügung gestellt werden, außerdem sollten Farbfernsehsendungen auch von Schwarzweiß-Empfängern wiedergegeben werden können.
Das PAL-Verfahren nutzt für die Übertragung die Quadraturamplitudenmodulation (QAM). Bei der QAM handelt es sich um eine zweifache Amplituden-Modulation einer gemeinsamen Trägerfrequenz. Das eine Signal wird der Trägerfrequenz direkt, das zweite der um 90^0 verschobenen Trägerfrequenz aufmoduliert (siehe Abb. 2.4).
Durch diese Art der U- und V-Modulation können die beiden Signale wieder getrennt werden, da die beiden Signale orthogonal zueinander sind (siehe Abb. 2.5). Beim PAL-Verfahren wird das U-Signal direkt und das V-Signal um 90^0 phasenverschoben der Trägerfrequenz von 4 433 618,75 Hz aufmoduliert. Diese „krumme“ Frequenz ist so gewählt, daß sie im Frequenzspektrum mit ihren harmonischen Frequenzen zwischen denen der H-Synchronisation (15 625 Hz) und der V-Synchronisation (50 Hz) liegt und sich somit diese Frequenzen so gering wie möglich gegenseitig beeinflussen [Krisch 1993]. Das daraus resultierende Signal wird dem Y-Signal überlagert, man erhält das sogenannte FBAS-Signal (siehe Abb. 2.1).

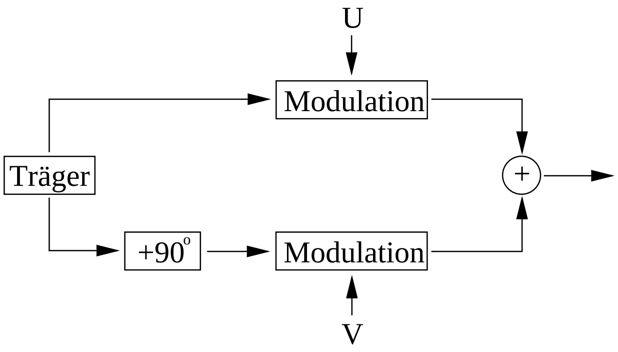

Abbildung 2.4: **QAM (1).** *Schematischer Ablauf der Quadraturamplidutenmodulation*

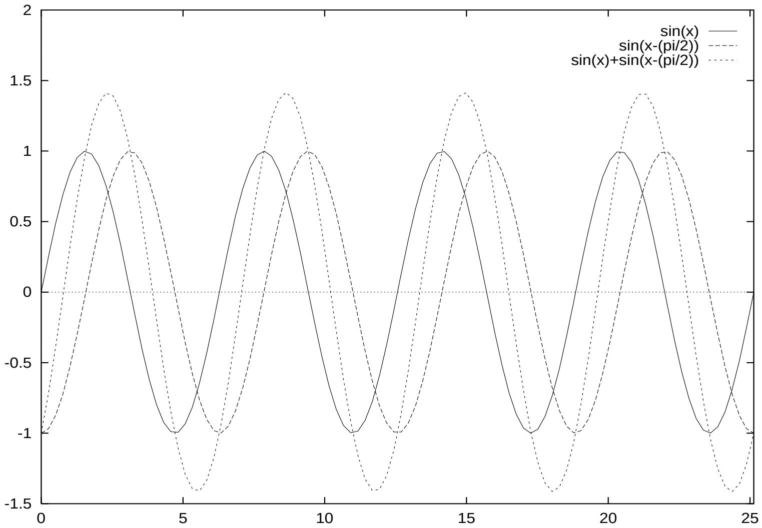

Abbildung 2.5: **QAM (2).** *Darstellung des Trägers für U- und V-Signale, sowie das daraus resultierende Signal*

2.3 Digitale Filter

Um die einzelnen Signale eines Farbfernsehbilds zutrennen, 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, Entzerrung oder Trennung von Signalen, um nur einige Beispiele zu nennen. Grundlage nicht-rekursiver, digitaler Fil-

ter bildet die Fourier-Transformation im Zusammenhang mit dem Faltungssatz.
Um ein Signal zu filtern, kann dieses durch die Fourier-Transformation vom Zeitbereich in den Spektral- oder Frequenzbereich überführt, mit dem gewünschten Frequenzgang des Filters multipliziert und anschließend rücktransformiert werden. Zeit- und Frequenzbereich sind äquivalente Darstellungen von Signalen. In jedem ist die gesamte Information über das Signal enthalten. Das Spektrum des Signals kann mit dem gewünschten Spektrum des Filters multipliziert und anschließend rücktransformiert werden. 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. 2.6 oben). Die direkte Filterung eines Signal ohne Umwege über die Fourier-Transformation kann basierend auf dem Faltungssatz erfolgen (siehe Abb. 2.6 unten). Hierbei wird das Signal im Zeitbereich mit der Fourier-Transformierten Filtercharakteristik gefaltet. Je nach Aufgaben gibt es verschiedene Filter, zum Beispiel Hochpaß, Tiefpaß, Bandpaß oder Bandsperre.

2.3.1 Fourier-Transformation

Die Fourier-Transformation (FT) bildet eine Funktion aus dem Zeitraum in den Frequenzraum ab. Die Abbildung im Frequenzraum wird Spektrum genannt. Die FT einer eindimensionalen Funktion $f(t)$ ist durch

$$\hat{f}(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \exp(-\mathrm{i}kt) dt \tag{2.9}$$

definiert, wobei k die Wellenzahl ist, die durch die Wellenlänge λ über die Beziehung $k = 2\pi/\lambda$ bestimmt ist. Die FT liefert eine Zerlegung der Funktion in periodische 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. Mit der inversen Fouriertransformation (IFT)

$$f(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}(k) \cdot \exp(\mathrm{i}kx) dk \tag{2.10}$$

erhält man aus dem Spektrum $\hat{f}(k)$ wieder die Funktion $f(x)$. $A(k)$ bzw. $B(k)$ sind die Fourierkoeffizienten bezüglich des Spektrums im kontinuierlichen Fall. Die diskrete Fouriertransformation (DFT) bildet einen M-dimensionalen Vektor mit komplexen Elementen

$$\vec{f} = (f_0, f_1, \ldots, f_{M-1}) \tag{2.11}$$

auf sich selbst ab. Die eindimensionale DFT ist gegeben als

$$\hat{f}_u = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} f_m \cdot \exp\left(-\frac{2\pi \mathrm{i} m u}{M}\right). \tag{2.12}$$

Der Term

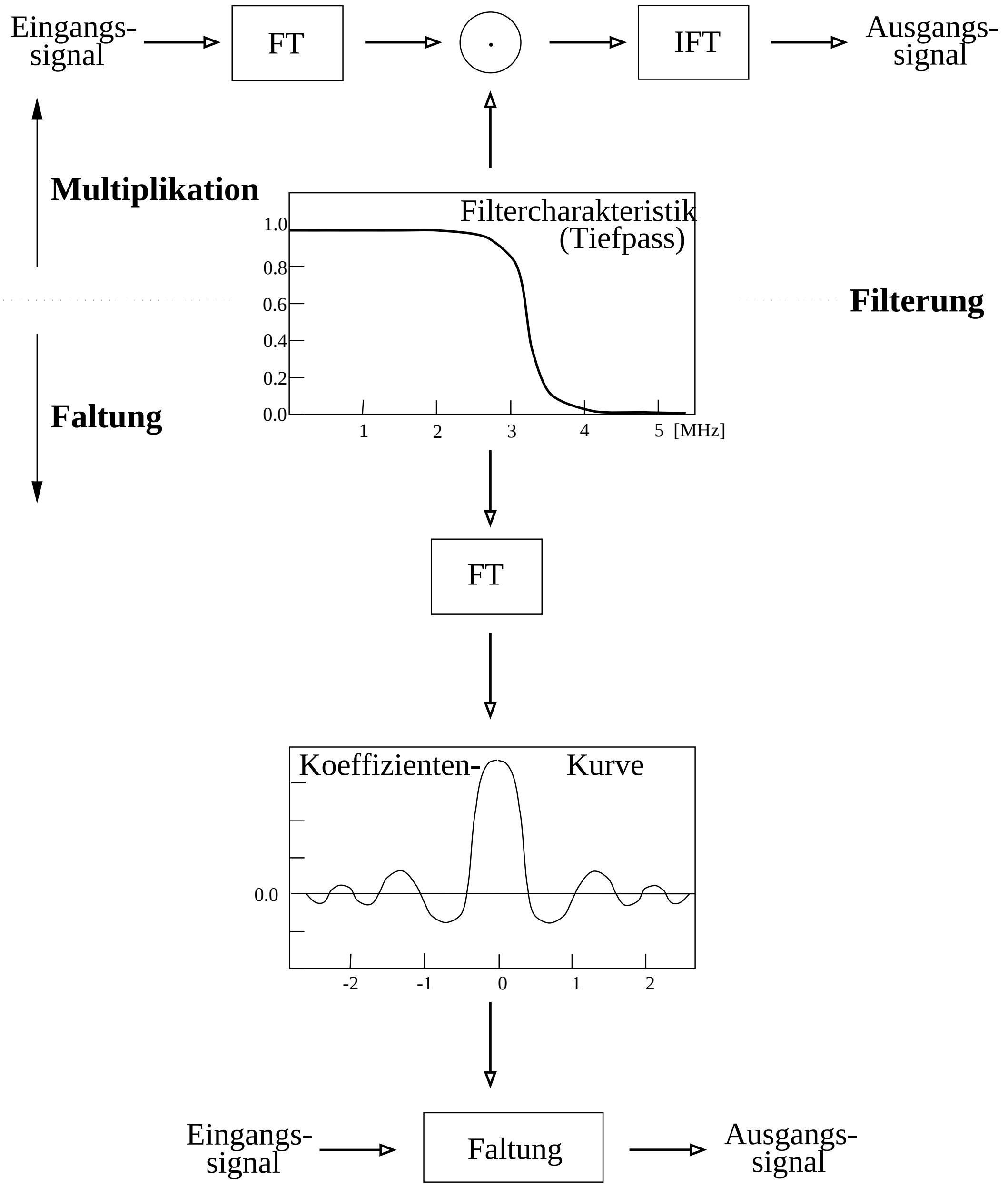

Abbildung 2.6: **Digitales Filter.** *Zusammenhang zwischen Filterung durch Multiplikation im Frequenzbereich und Faltung im Zeitbereich*

$$K_u = \exp\left(-\frac{2\pi \mathrm{i} m u}{M}\right). \tag{2.13}$$

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 Periode der Basisfunktion

K_u in dem Intervall von 0 bis $M-1$ enthalten sind. Setzt man

$$W_M = \exp\left(\frac{2\pi \mathrm{i}}{M}\right), \tag{2.14}$$

so kann man die DFT schreiben als

$$\hat{f}_u = \frac{1}{M}\sum_{m=0}^{M-1} f_m \cdot W_M^{-mu}. \tag{2.15}$$

Für die inverse diskrete Fouriertransformation (IDFT) ergibt sich damit

$$f_m = \sum_{u=0}^{M-1} \hat{f}_u \cdot W_M^{-mu}. \tag{2.16}$$

2.3.2 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

$$(f \circ g)(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(y) \cdot g(x-y) dy \tag{2.17}$$

Im Diskreten ist die Faltung definiert durch

$$h_m = (f \circ g_m) = \sum_{j}^{M-1} f_j \cdot g_{m-j}, \tag{2.18}$$

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

2.3.3 FIR-Filter

Als FIR-Filter werden sogenannte nichtrekursiven Filter (Transversalfilter) bezeichnet, bei denen das Signal das Filter nur durchquert, im Gegensatz zu rekursiven Filtern (IIR-Fliter), 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. Ein großer Vorteil des FIR-Filters ist dabei der frequenzunabhängige Phasengang.

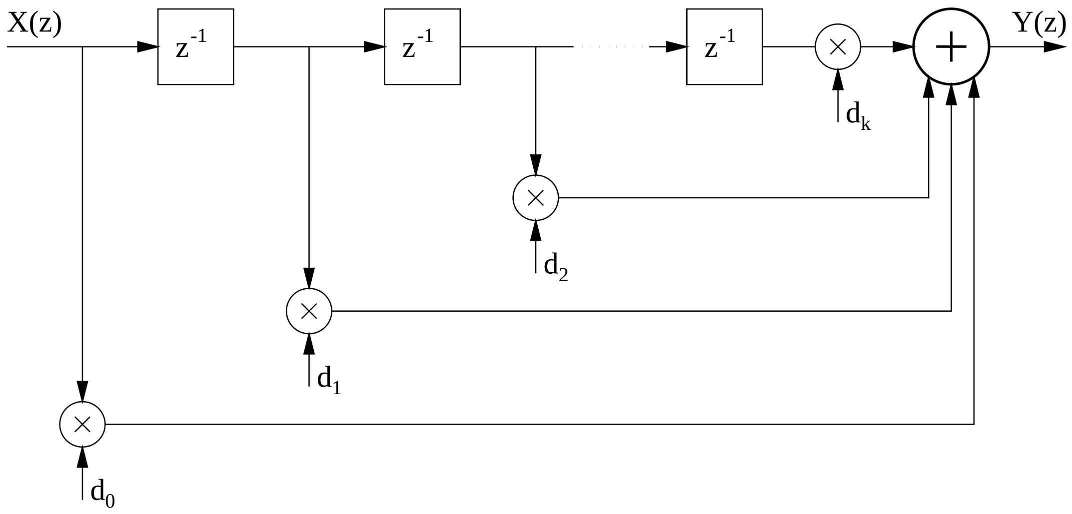

Abbildung 2.7: **FIR-Filter.**

Kapitel 3

Realisierung

3.1 Aufbau

Die Aufbau des Simulators führt zu folgendem Funktionsablauf und Blockschaltbild (siehe Abb. 3.1):

- Das FBAS-Signal wird durch einen Flash-ADC in einen kontinuierlichen FBAS-Datenstrom umgewandelt.
- Ein Timing-Modul synchronisiert das Einschwingen eines eigenen Oszillators mit der BURST-Phasenlage sowie die Filterung der Y-, U- und V-Signale:
  - Das Burst-Signal wird zur Phasendifferenzberechnung mit der Oszillator-Schwingung verglichen; die Differenz wird zur Phasenkorrektur des Oszillators genutzt. Nach Abschluß der Synchronisierung erzeugt der Oszillator eine Sinus- und eine Cosinusschwingung, die zur Demodulation der U- und V-Signale benötigt wird.
  - Die FBAS-Daten der Bildinformationen (Y-, U- und V-Signale) werden an einen Tiefpassfilter weitergeleitet.
- Das Y-Signal liegt nach der Tiefpassfilterung mit einer Grenzfrequenz von $4MHz$ direkt bereit.
- Im QAM-Demodulator werden die U- und V-Signal mit Hilfe der im Oszillator erzeugten Schwingung wiederhergestellt.
- Die demodulierten U- und V-Signale werden an einen Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von $1,3MHz$ weitergeleitet.
- Mit einer Matrix werden aus den einzelnen Y-, U- und V-Signalwerten die entsprechenden R-, G- und B-Werte berechnet und ausgegeben.

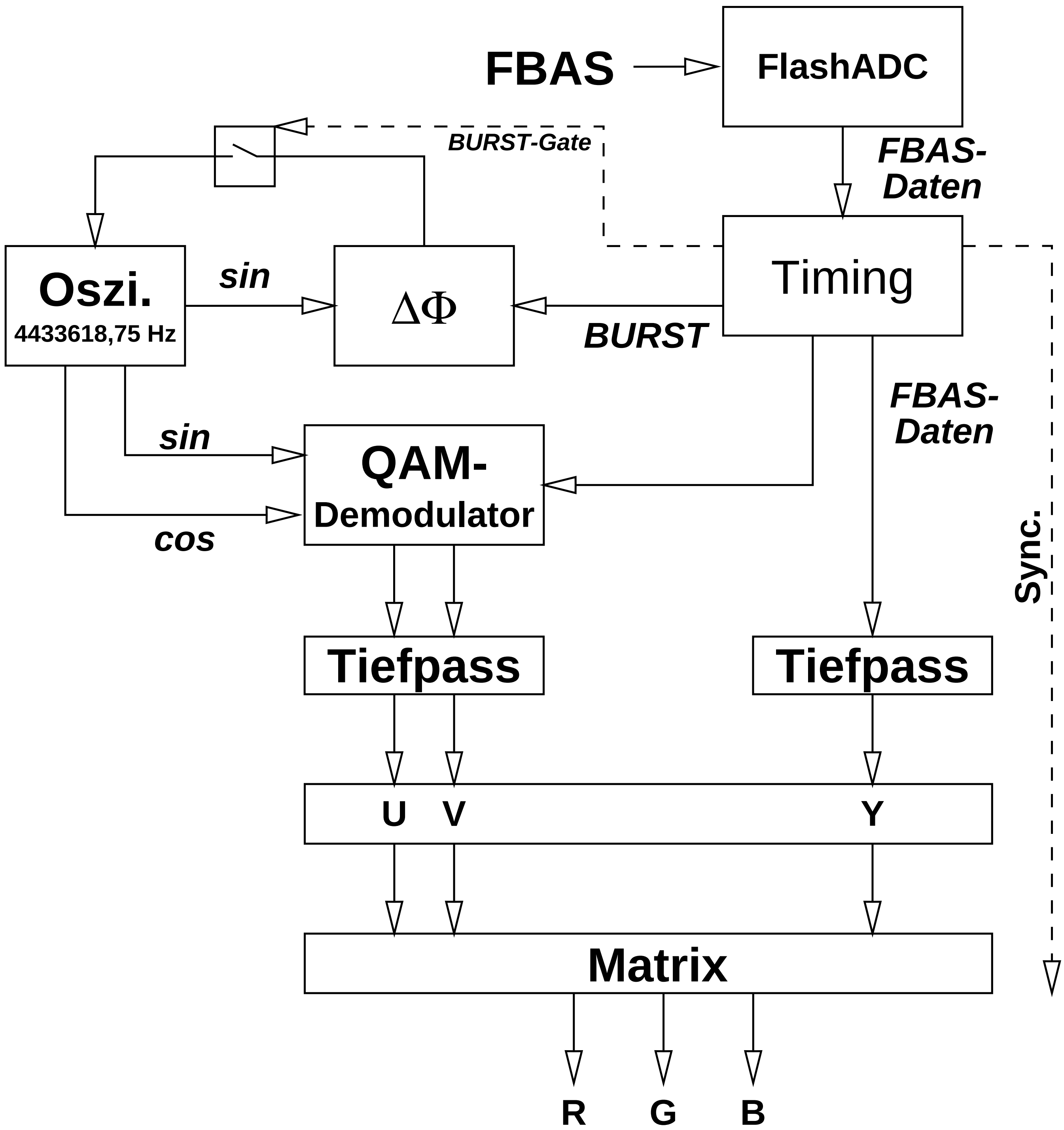

Abbildung 3.1: **Funktionsablauf**

Kapitel 4

Implementierung

4.1 Generierung eines FBAS-Signal

Zur Unterstützung der nachfolgenden Simulationen wurde zunächst ein Programm zur Generierung eines FBAS-Signals erstellt. Das Signal enthält nach dem H-Impuls ein 10 Perioden langes BURST-Signal (4 433 618,75 Hz). Als „Bild“ werden nacheinander acht gleichbreite Farbbalken generiert. Die Farbtöne der Farbbalken sind schwarz, blau, grün, cyan, rot, violett, gelb und weiß, die Farbsättigung beträgt Eins (siehe Abb. 4.1). Das Signal einer Bildzeile ist $64\mu s$ lang und wurde zunächst mit einer Samplefrequenz von 25 MHz simuliert. Dabei ergeben sich 1600 einzelne Werte einer Bildzeile.
Später wurden auch fließende Übergänge realisiert, um nicht nur die Konvertierung von acht Farben beurteilen zu können, sondern auch den Farbverlauf zwischen einzelnen Farbbalken. Die Farbbalken waren zunächst nach der aufsteigenden Reihenfolge der Bitmuster ($RGB : 000 \rightarrow 111$) sortiert. Im weiteren Verlauf der Simulationen wurde die Reihenfolge gemäß der Anordnung im Farbkreis gewählt (siehe Abb. 2.2), um die Auswirkungen von Phasenfehlern genauer beurteilen zu können. Um die Kompatibilität zu einer am Fachbereich TECH entwickelten Schaltung [Larsson 1996] zum Austausch von Videosignaldaten zwischen Simulation und Videogeräten zu gewährleisten, wurde die Samplerate des künstlichen FBAS-Signals auf 20 MHz, entsprechend 1280 Werte pro Bildzeile, reduziert (siehe Abb. 4.2).

4.2 Filter

4.2.1 Tiefpassfilter

Die Rückgewinnung der Y-, U- und V-Signale erfolgt durch Tiefpaßfilterung der Produktsignale, die in dem FBAS-Signal vorliegen. Für die Enwicklung und das Testen eines Tiefpaßfilters wurde zunächst ein eigenes Programm entwickelt, welches eine Sinusschwingung mit ansteigender Frequenz filtert. Mit Hilfe dieses Programms konnten die Abhängigkeiten des Filters von der Anzahl und Art der Koeffizienten getestet werden (siehe Abb. 4.3 und

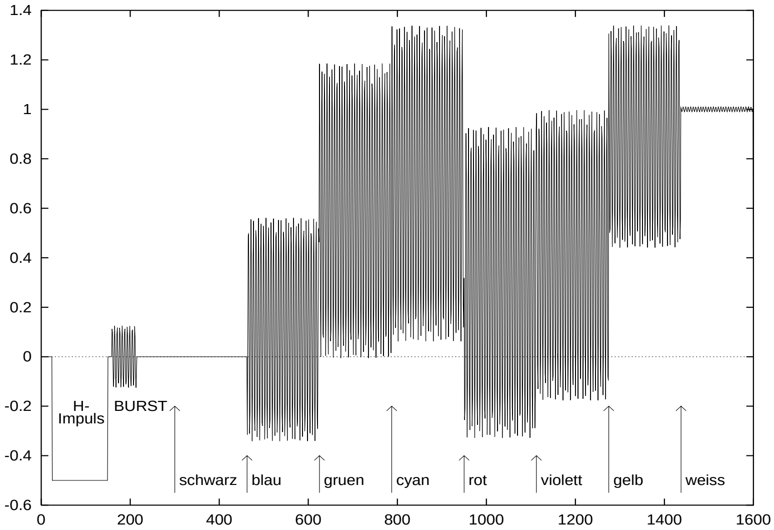

Abbildung 4.1: **Generiertes FBAS-Signal (1):** *Die Pfeile bezeichnen den Beginn eines Farbbalkens.*

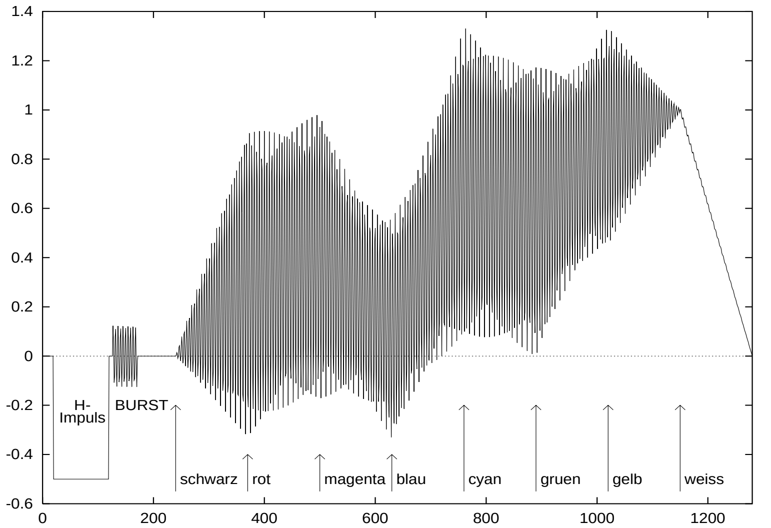

Abbildung 4.2: **Generiertes FBAS-Signal (2):** *Farbbalken mit kontinuierlichem Farbverlauf.*

4.4).
Die Filterung des Signals wurde basierend auf dem Faltungssatzes realisiert, bei der die Fouriertransformierte Filtercharakteristik mit dem Signal gefaltet wird (siehe Abb. 2.6 unten):

$$h = \sum_{i=0}^{Grad} f_i \cdot g_i \tag{4.1}$$

wobei *Grad* den Grad des Filters (≙ Anzahl der Filterkoeffizienten) bezeichnet.

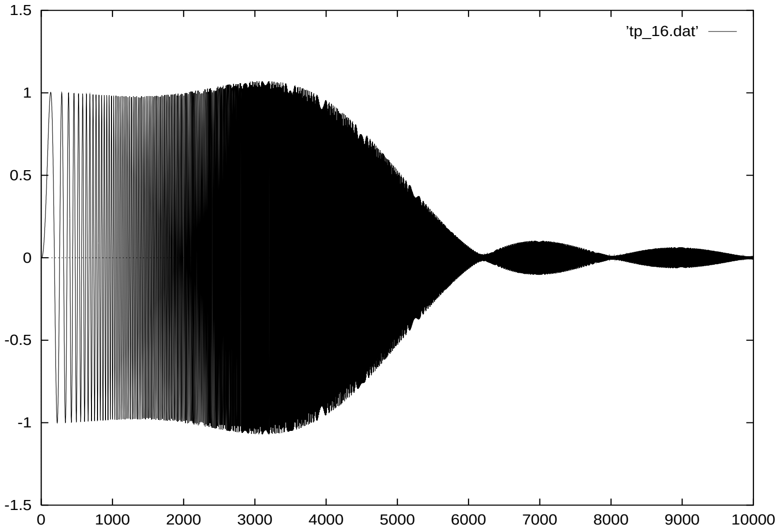

Abbildung 4.3: **Tiefpaß-gefilterte Schwingung:** *16 Filterkoeffizienten, Grenzfrequenz 4 MHz, Samplerate 20 MHz.*

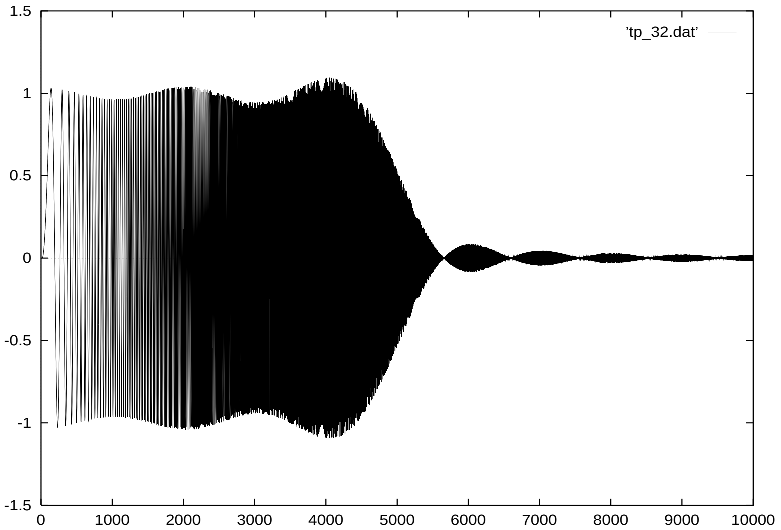

Abbildung 4.4: **Tiefpaß-gefilterte Schwingung:** *32 Filterkoeffizienten, Grenzfrequenz 4 MHz, Samplerate 20 MHz.*

Das gesamte FBAS-Signal hat eine Bandbreite von 5,5 MHz, die zum größten Teil dem Y-Signal zur Verfügung steht. Bei $\approx 4,433 MHz$ befinden sich die U- und V-Signale mit einer Bandbreite von 1,3 MHz, das bedeutet, daß die Farbinformationen eine geringere Auflösung benötigen.
Unter Verlust der hohen Frequenzanteile wird das Y-Signal mit einem Tiefpaßfilter auf eine Bandbreite von 4 MHz begrenzt.
Zur Rückgewinnung der U- und V-Signale muß das FBAS-Signal gemäß Quadraturamplitutenmodulation (Abschnitt 2.2.3) mit cos bzw $-\sin$ demoduliert werden (siehe Formel

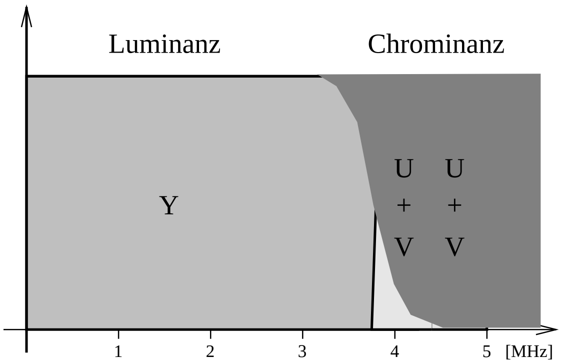

Abbildung 4.5: **Tiefpaßfilterung des FBAS-Signals:** *Y-Signal mit Grenzfrequenz 4 MHz.*

A.2 bzw. A.3). Als Ergbnis erhält man die U- und V-Signal mit den Frequenzen $\omega_1 = 0$ und $\omega_2 = 2 \cdot 4.433 MHz$. Die Tiefpaßfilterung dieser Signale mit einer Grenzfrequenz von 1,3 MHz (entsprechend der Bandbreite der U- und V-Signale) stellt die U- und V-Signale ohne Trägerfrequenz zur Weiterberechnung bereit.

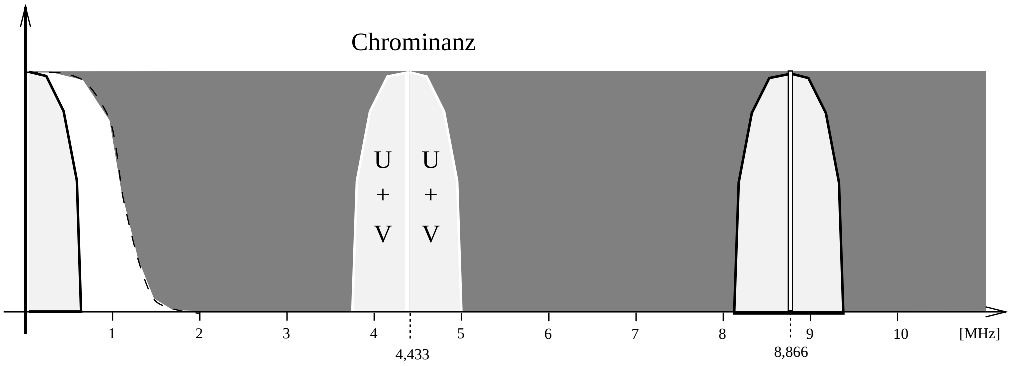

Abbildung 4.6: **Tiefpaßfilterung des FBAS-Signals:** *U- und V-Signal mit Grenzfrequenz 1,3 MHz (siehe Formel A.2 bzw. A.3).*

4.2.2 Koeffizientenberechnung

Die Koeffizientenberechnung des Filters wurde ebenfalls zunächst mit dem Filter-Testprogramm entwickelt. Die Anzahl der Koeffizienten und damit der Grad des Filters haben direkten Einfluß auf die Qualität des Ergebnisses. Ein idealer Filter hat einen unendlich kleinen Übergangsbereich, das bedeutet, daß das zu filternde Signal Frequenzen bis zur Grenzfrequenz mit voller Amplitude enthält, Frequenzen, die jenseits der Grenzfrequenz liegen, werden vollständig unterdrückt. Bei realen Filtern bestimmt der Grad des Filters die „Breite“ des Übergangsbereiches. Je mehr Koeffizienten der Filter besitzt, um so genauer ist das Ergebnis der Filterung (siehe Abb. 4.4). Bei Filtern mit niedrigerem Grad wird der

Bereich um die Grenzfrequenz größer und das Ergebnis schlechter (siehe Abb. 4.3).

4.2.3 Quantisierung der Koeffizienten

In Hinblick auf eine spätere Hardware-Implementation, wurden auch mit quantisierten Filterkoeffizienten experimentiert. Die berechneten Koeffizienten wurden dabei auf die nächsten 2^n auf- bzw. abgerundet. Dadurch kann die spätere Multiplikation in der Faltung durch arhytmetisches Schieben *barrel shift* ersetzt werden, welches das Design deutlich vereinfachen würde. Durch die Simulation mit verschiedenen Koeffizienten konnte festgestellt werden, daß die Anzahl der Koeffizienten einen größeren Einfluß auf die Qualität des gefilterten Signals hat als die Quantisierung der Koeffizienten. Daher wurde nach ersten Versuchen mit dem Tiefpaßfilter die Anzahl von 32 Koeffizienten gewählt.

4.3 Oszillator

Die U- und V-Signale werden um 90^0 phasenverschoben mit Hilfe der Quadraturamplitudenmodulation auf eine Trägerfrequenz aufmoduliert. Die Trägerfrequenz wird dabei unterdrückt. Für die Demodulation der U- und V-Signale ist somit Frequenz und Phasenlage des Trägers erforderlich. Die Frequenz ist bekannt, sie beträgt 4 433 618,75 Hz. Die Phasenlage muß durch den Empfänger rekonstruiert werden, da geringe Abweichung der Phase zu falsch berechneten Farbarten im Empfänger führen. Damit der Empfänger die Phasenlage dieser Frequenz erkennen kann, wird beim FBAS-Signal vor Beginn der Bildinformationen ein BURST von ca. 10 Perioden übermittelt. Der BURST ist mit der Trägerfrequenz für die U- und V-Signale identisch. Somit kann sich die Frequenz, die im Empfänger erzeugt wird, auf den BURST einsynchronisieren.
Für die Synchronisation der Frequenzen wird beim positivem Nulldurchgang (Wechsel von - nach +) die Differenz der beiden Signale ermittelt. Diese Differenz wird zur Phasenverschiebung ϕ der empfängerseitigen Trägerfrequenz addiert, da eine Sinusschwingung im Bereich der Nullstellen näherungsweise eine Steigung von Eins hat. Mit dieser Phasenkorrektur sind selbst bei ungünstiger Phasenlagen (Phasendifferenz = 180^0) die Frequenzen nach ca. 7 Perioden synchronisiert.

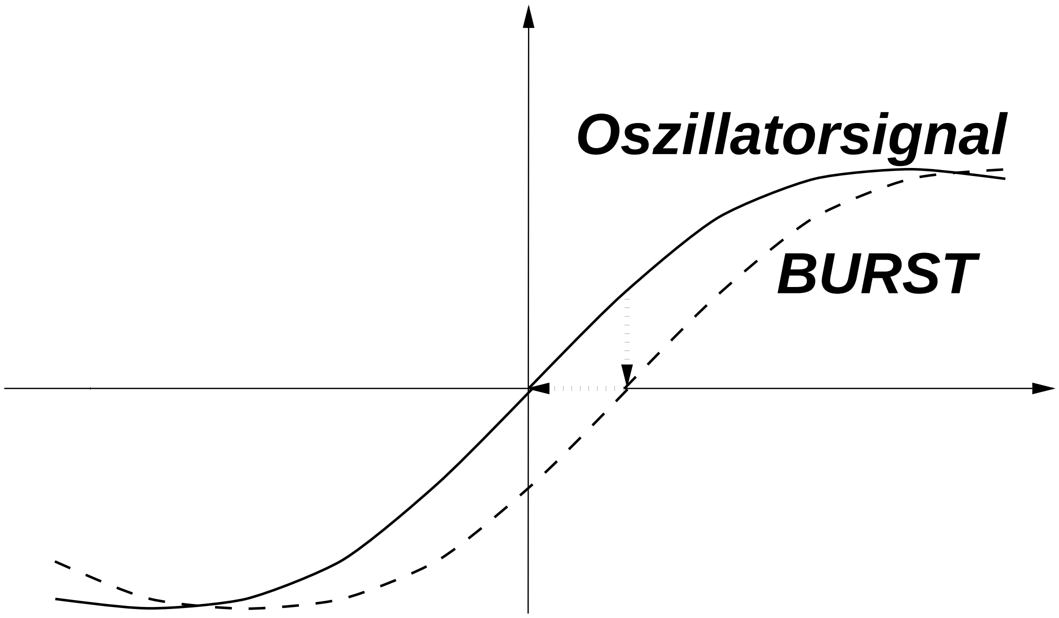

Abbildung 4.7: **Oszillator (1):** *Näherungsweise Berechnung der Phasendifferenz beim Nulldurchgang des Oszillatorsignals.*

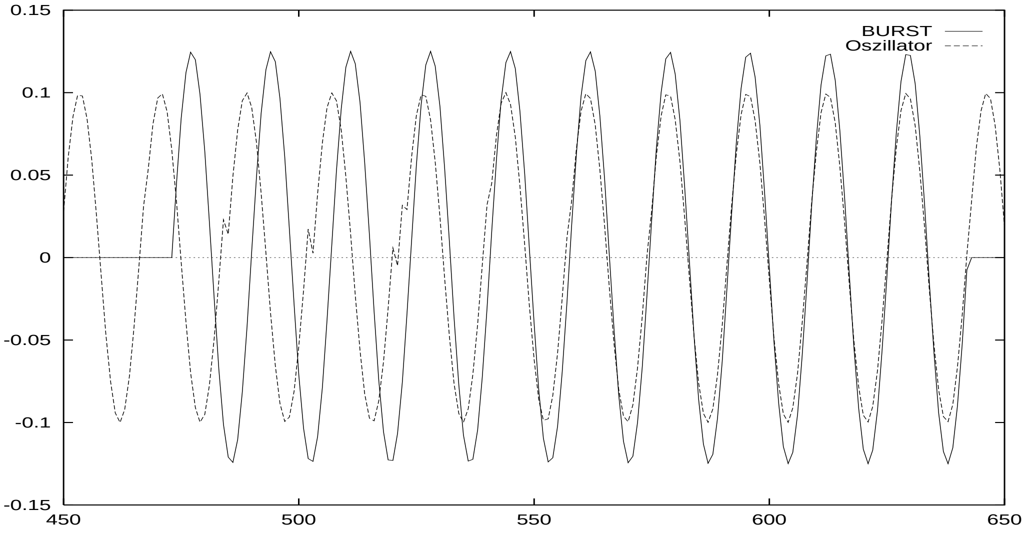

Abbildung 4.8: **Oszillator (2):** *Synchronisation auf BURST-Phasenlage.*

Kapitel 5

Ergebnisse

5.1 FBAS-Signal

Aufgrund der vereinfachen Erzeugung ist das simulierte FBAS-Signals nicht frequenzbandbegrenzt. Daher treten bei den Übergängen zwischen den einzelnen Signal-Abschnitten sehr hohe Frequenzen auf, die bei der späteren Tiefpaßfilterung zu starken Schwingungen führen. Bei realen FBAS-Signalen sind diese Übergänge frequenzbandbegrenzt und erscheinen daher leicht abgerundet.

5.2 Simulationen mit dem generierten FBAS-Signal

5.2.1 Bildaufbau

Zum Abschluß der Simulation sollte noch versucht werden, daß generierte FBAS-Signal mittels dem EPLD-basierten Transientenrekorder auf einem Farbfernsehgerät anzeigen zu lassen. Ein „original“ (Farb-)Fernsehbild besteht aus 625 Zeilen, daß in zwei Halbbildern (siehe Abschnitt 2.2.1) übertragen wird.
Jede Zeile besteht aus einem Horizontal-Synchronisationssignal (kurz H-Sync.), bei Farbsendungen dem BURST und den eigentliche Bildinformationen (Luminanz- und ggf. Chrominanz-Signal). Um dem Empfänger das Vorzeichen des V-Signals zu ubermitteln, wird das BURST-Signal ebenfalls alternierend $+/-45^0$ phasenverschoben übertragen (A- und B-BURST, siehe 5.1 und 5.2). Diese Phasenverschiebung erzeugt im Empfänger eine Referenzspannung, die zur Polarität des V-Signals verwendet wird.
Der H-Sync. ist ein Impuls von $5\mu s$ (siehe Abb. 4.2). Der BURST ist eine Schwingung mit der Frequenz von 4 433 618,15 Hz, mit der die Chrominanzinformationen gesendet werden. Er dient der Synchronisation mit der im Empfänger erzeugten Frequenz, die für die Quadraturamplitudenmodulation (siehe Abschnitt 2.2.3) notwendig ist.
Zu Beginn eines Bildes werden 15 „schwarze“ Zeilen, anschließend wird bis zur Zeile 307 das erste Halbbild übertragen. Zwischen dem ersten und zweiten Halbbild wird ein Vertikal-Synchronisationssignal (kurz V-Sync.) gesendet, der dem Empfänger veranlaßt,

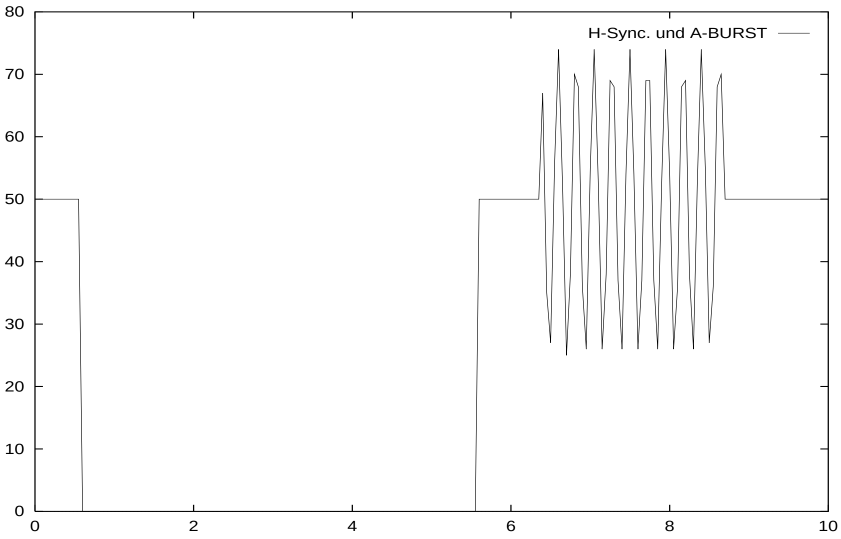

Abbildung 5.1: **H-Synchronisation und A-BURST**

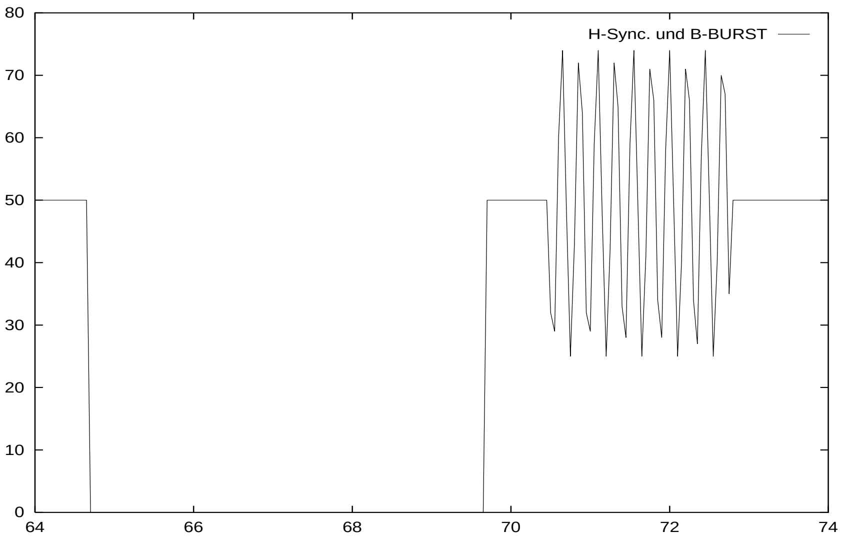

Abbildung 5.2: **H-Synchronisation und B-BURST**

die nächste Zeile in der linken oberen Ecke zu beginnen. Der V-Sync. besteht aus einer Folge von drei mal fünf Impulsen.
Anschließend wird das zweite Halbbild übertragen. Bei einer Samplingrate von 20 MHz ist ein Bild exakt 800.000 Byte groß.

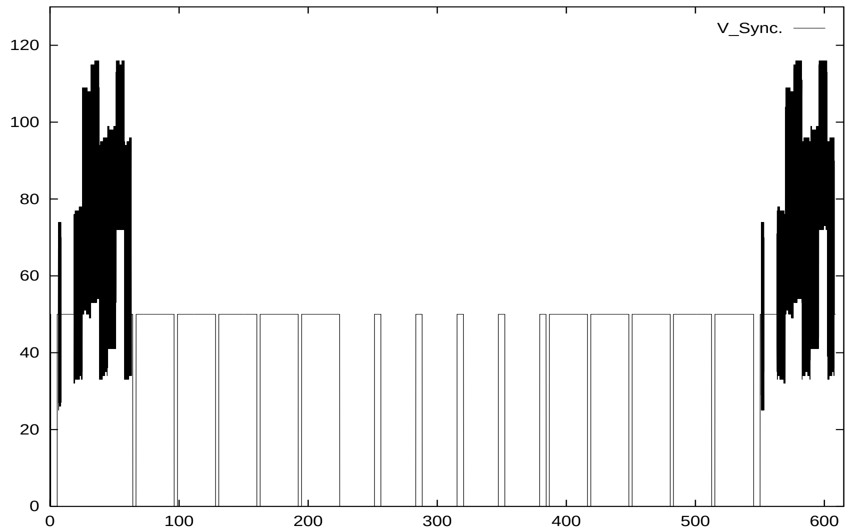

Abbildung 5.3: **V-Synchronisation**

5.2.2 Schaltungsbeschreibung

Der EPLD-basierte Transientenrekorder dient zur Aufnahme und Wiedergabe von Videosignaldaten. Diese Daten werden in einem 4 MByte-RAM gespeichert. Bei einer Samplerate von 20 MHz passen genau 5 Vollbilder (entsprechend 10 Halbbilder) in das RAM. Die Daten können aus dem Speicher wieder zum Fersehempfänger weitergeleitet, oder vom Computer über die parallele Schnittstelle ausgelesen werden und stehen somit für Simulationen zur Verfügung. Ebenso besteht die Möglichkeit, vom Computer Videosignaldaten in den Speicher der Schaltung zu schreiben und somit auf einem Fernsehempfänger anzeigen zu lassen.

5.2.3 Modifizierung des FBAS-Signals

Das zu Beginn der Studienarbeit erzeugte FBAS-Signal („Testbild mit acht Farbbalken“) mußte für die Simulation mit der Schaltung leicht modifiziert werden. Zu Beginn wurden die Samplerate auf 20 MHz reduziert und die Signalamplitude und -werte angepaßt. Desweiteren war die Generierung eines V-Syncs notwendig, damit sämtliche Bestandteile eines „echten“ Fernsehbilds vorhanden waren. Beim PAL-Verfahren werden die V-Signale von Zeile zu Zeile um $+/-90^0$ umgepolt, um Phasenfahler bei der Übertragen zu korrigieren. Da ein Fernsehempfänger die Umpolung des V-Signals an der Phasenlage des BURST erkennt, wird der BURST jede Zeile um $+/-45^0$ verändert (A- und B-BURST). Diese beiden Umpolungen mußten ebenfalls hinzugefügt werden [Krisch 1993], [Limann 1978].

5.2.4 Ergebnisse

Das Programm für die generierte FBAS-Signalzeile aus Abschnitt 4.1 wurde gemäß Abschnitt 5.2.3 modifiziert und liefert einen FBAS-Datenstrom, der fünf Bilder entspricht. Die resultierende, 4 MByte große Datei wurde in das RAM der Schaltung aus Abschnitt 5.2.2 geladen und an einen Farbfernsehempfänger übertragen. Das Bild erschien in schwarzweiß, die acht Balken wurden in Graustufen entsprechend der Farbtöne wiedergegeben. In weiteren Simulationen wurde versucht, Teile von „echten“ FBAS-Signalen, zum Beispiel den V-Sync., in das generierte Signal zu integrieren. Auch diese Veränderungen brachten nicht das erwartete Farbbild. Lediglich der Versuch, mehrere generierte Zeilen in ein Original-Bild einzupassen, führte zu einer horizontal gestreiften, abwechselnd grau - „bunten“ Darstellung der Farbbalken, wobei die „bunten“ Streifen im jedem Farbbalken erstens nicht alle den gleichen und zweitens nur wenige den erwartete Farbton aufwiesen.
Bei letzten Simulationen wurde die Komplexität eines Videosignal deutlich. In mehreren Simulationen wurden einen größere Anzahl von Zeilen eines roten Bildes in ein weißes Bild integriert. Die Darstellung von Farbe war von der Position der Zeilen im Bild abhängig, wobei die Zeilen nicht einen Farbton, sondern entweder einen Farbverlauf *rot* → *blau* bzw. *grün* → *magenta* aufwiesen.

5.3 Ausgabe für GNUPLOT

Zu Beginn der Simulationen wurde die Ausgabe der Zahlenwerte (YUV sowie RGB) als Datenstrom im Zahlenbereich von -1 bis 1 gewählt. Die Ergebniswerte wurden mit Hilfe des Programms GNUPLOT [Williams 1993] fortlaufend wie bei einem Oszilloskop in einem Koordinatensystem aufgetragen. Als Beispiel sind hier die Abbildungen 4.1 und 5.7 zu nennen, sie sind beide Darstellungen mit GNUPLOT. Die Qualität der Farbseparation eines PAL-Signals läßt sich mit diesen Graphiken (Abb. 5.4 bis Abb. 5.9) nicht zufriedenstellend beurteilen, es konnte insgesamt nur festgestellt werden, daß die Addition der R-, G- und B-Werte zum richtigen Ergebnis führt.

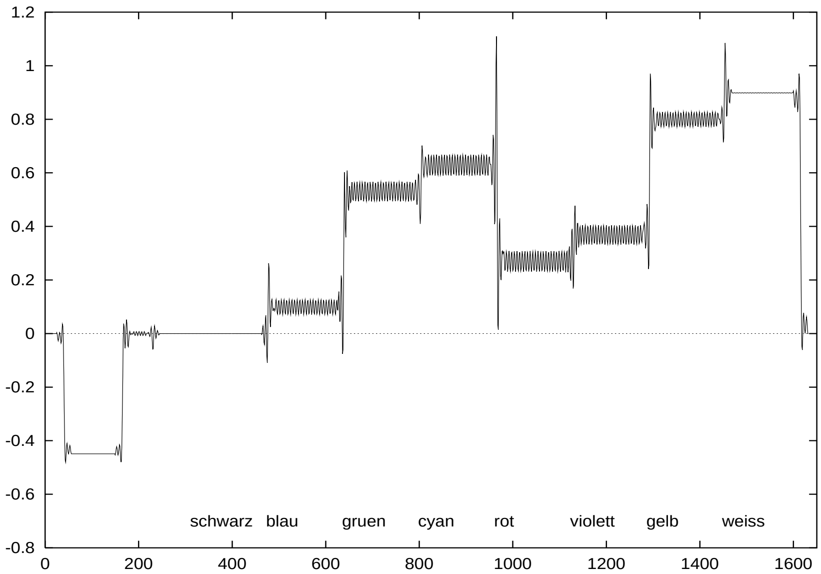

Abbildung 5.4: **Y-Signal** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

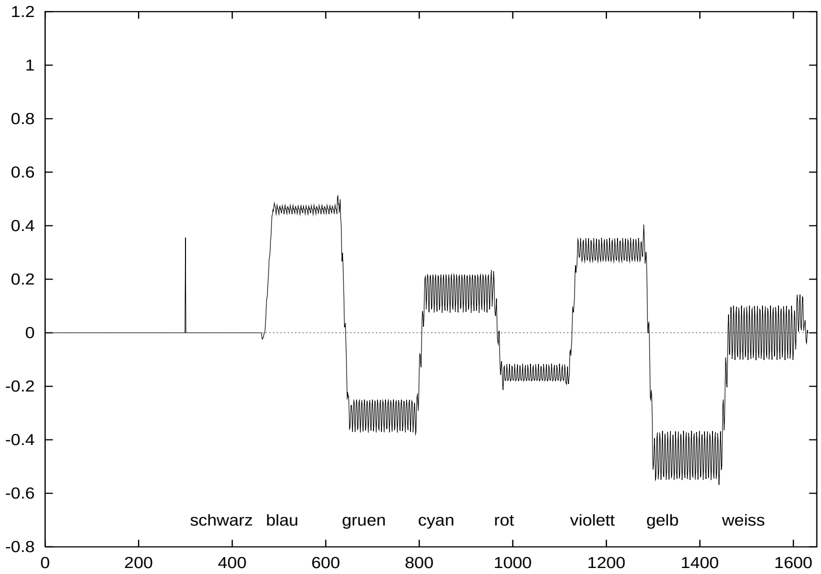

Abbildung 5.5: **U-Signal** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

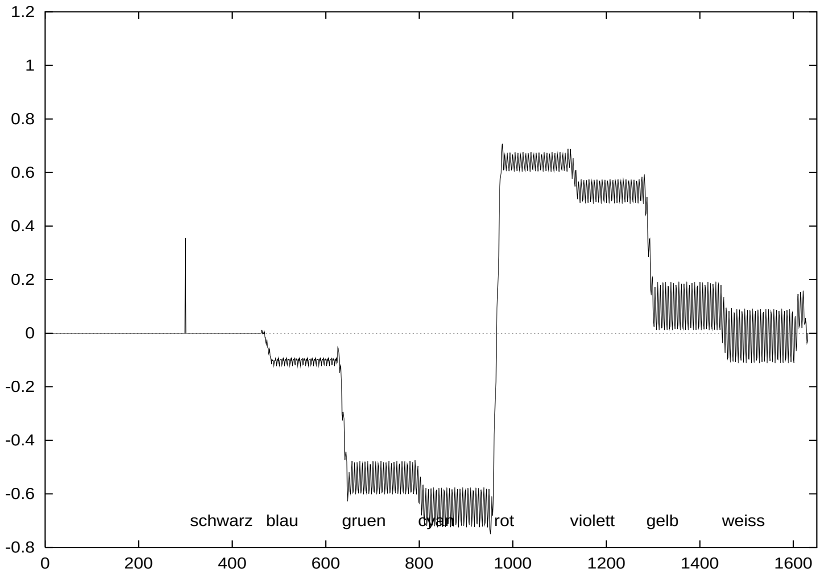

Abbildung 5.6: **V-Signal** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

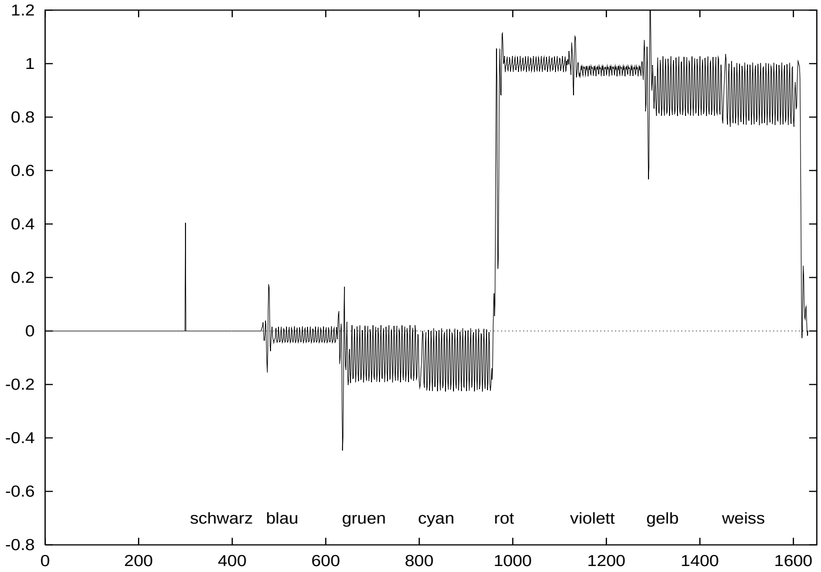

Abbildung 5.7: **„Rot“-Anteil** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

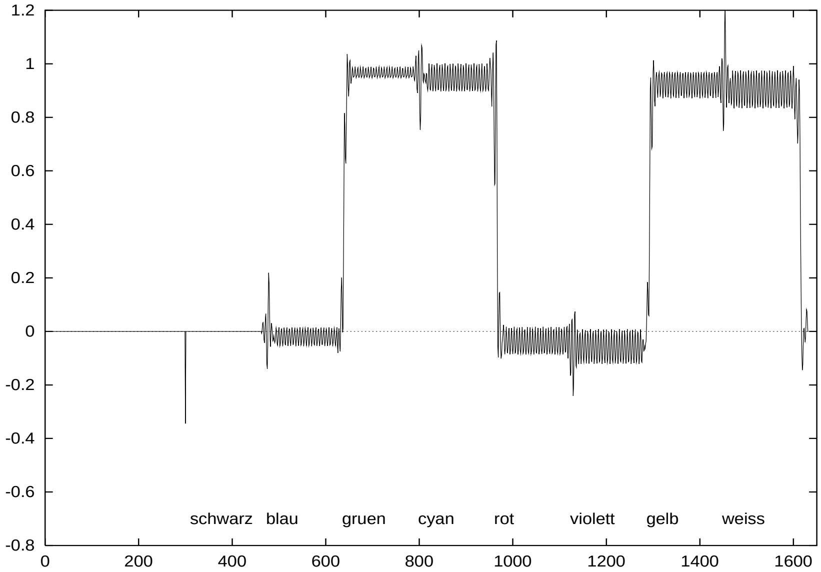

Abbildung 5.8: **„Grün“-Anteil** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

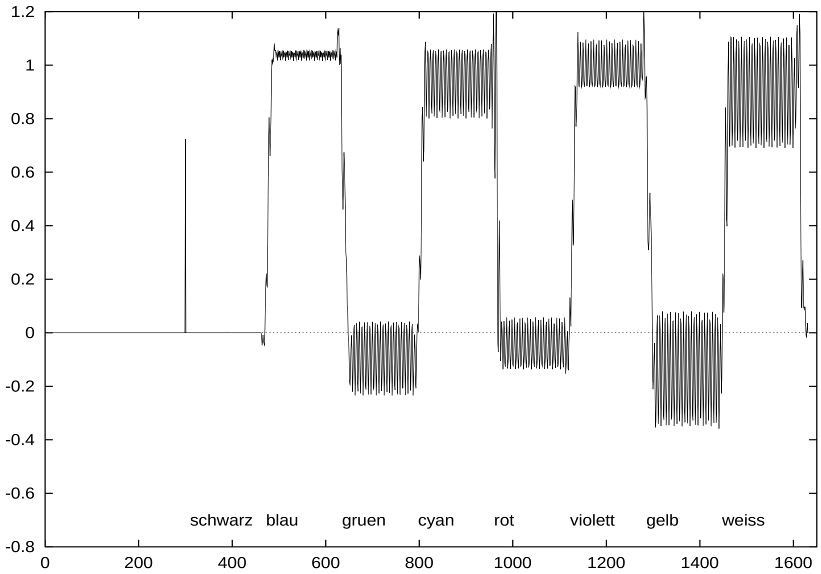

Abbildung 5.9: **„Blau“-Anteil** *des FBAS-Signals (Abb. 4.1)*

5.4 Ausgabe für die Bildschirmdarstellung

Da die Ausgabe der Ergebnisse als Kurvenfunktion keine genauere Beurteilung zuließ, mußte die Datenausgabe modifiziert werden. Die R-, G-, B-Werte wurden im PPM-Format [Poskanzer 1991] bereitgestellt, sodaß das Ergebnis als Farbbild mit Hilfe des Programms XV [Bradley 1994] auf dem Monitor dargestellt und auch qualitativ beurteilt werden.

5.5 Bewertung der durchgeführten Simulationen

Es wurden verschiedene Simulationen mit einzeln veränderten Parametern durchgeführt. Im besonderen sollte geklärt werden, welche Einschränkungen in den Zahlenwerten bzw. Komponenten noch zu akzeptablen Ergebnissen führt, um bei einer späteren Implementation eines Chips das Design zu vereinfachen. Sämtliche Simulationen wurden im Vergleich zum FBAS-Eingangssignal bewertet:

- Veränderungen in der Anzahl der Filterkoeffizieten.
  Durch eine Verringerung der Anzahl der Filterkoeffizienten von 32 auf 16 bzw. 8 konnte deutlich sichtbare Schwankungen vor allem in der Farbsättigung beobachtet werden. Das „Testbild“ mit den acht Farbbalken erschien mit vertikalen, regelmäßigen Streifen durchsetzt.

- Quantisierung der Filterkoeffizienten.
  Es zeigte sich, daß die Quantisierung der Filterkoeffizienten auf Vielfache von 2^n

keinen wesentlichen Einfluß auf die Bildqualität hat und scheint somit eine sinnvolle Vereinfachung für eine Hardware-Implementierung zu sein.

- Quantisierung der Signalwerte.
  Die Beschränkung der FBAS-Signalwerte auf eine Breite von 8 Bit, entsprechend Werten von 0 bis 255, ergab ebenfalls keine sichtbare Veränderung des generierten Testbildes , bei „echten“ FBAS-Signalen ist mit einer Reduzierung der Anzahl der Farben zu rechnen.

- Auswirkungen von Phasenfehlern.
  In das Programm für die Konvertierung von FBAS nch RGB wurde eine Variable zur Simulation von Phasenfehlern integriert. Durch Einfügen eines Fehlers von 5% sind schon deutlich Farbtonveränderungen sichtbar. Bei Simulation mit einem Phasenfehler von 10% entsprach kein Farbton des Farbbalken mehr dem „gesendeten“ Farbton. Nachdem bei dem generierten FBAS-Signal die Anordnung der Farben equivalent zur Anordnung im Farbkreises (siehe ABB. 2.2) gewählt wurde, resultierte ein positiver Phasenfehler in einer Verschiebung der Farbbalken „nach rechts“ (Drehung im Farbkreis entgegen dem Uhrzeigersinn).

- Auswirkungen von Frequenzfehlern.
  Um schließlich noch die Auswirkung von Frequenzfehlern der BURST-Frequenz zu untersuchen, wurde die BURST-Frequenz um 0,1% bzw. 1% verändert. Durch diese Frequenzänderung kann die Demodulation der U- und V-Signale nicht mehr korrekt erfolgen. Bei einem Fehler von 0,1% entsprechen die Farbtöne im allgemeinen noch dem Original. Bei einem Fehler von 1% sind allerdings weder die Farbtöne noch die Balkenstruktur erkennbar. Das resultierende Bild bestand aus mehr als acht verschieden breiten und -farbigen Streifen.

Anhang A

Formeln

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:

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

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):

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

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:

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

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

Literaturverzeichnis

[Bradley 1994] John Bradley:
X V
Version 3.10a, 1994

[Hamming 1983] Richard Wesley Hamming:
Digital Filters
Prentice-Hall signal processing series, second edition (1983)

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

[Jaehne 1993] Bernd Jaehne:
Digitale Bildverarbeitung
Springer, 3. Auflage (1993)

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

[Lange 1986] Dieter Lange:
Methoden der Signal- und Systemanalyse
Vieweg, 2.Auflage (1986)

[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)

[Poskanzer 1991] Jef Poskanzer:
PBM-Tools
(1991)

[Press u.a.] Press, Flannery, Teukolsky, Vetter:
Numerical recipes
Cambridge University Press

[Tietze 1993] Ulrich Tietze, Christoph Schenk:
Halbleiter-Schaltungstechnik
Springer, 10. Auflage (1993)

[Williams 1993] Thomas Williams, Colin Kelley:
G N U P L O T
Unix Version 3.5, 1993