

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 68 (1990)

Heft: 3

Artikel: Synthese einer neuen Impulsform für den 2T-Impuls in der Fernseh-Prüfzeile 17 nach CCIR

Autor: Kohler, Stefan

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-876196>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 24.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Synthese einer neuen Impulsform für den 2T-Impuls in der Fernseh-Prüfzeile 17 nach CCIR

Stefan KOHLER, Bern

Zusammenfassung. Um die Qualität eines Fernsehübertragungskanal zu beurteilen, werden auf der Senderseite in den vertikalen Austastlücken Prüfzeilen eingefügt. Diese erlauben die Erfassung wichtiger Übertragungsgrößen wie Frequenzgang, Linearitäts- und Intermodulationsfehler sowie Impulsverhalten, ohne dass das Bild während der Übertragung beeinflusst wird. Heute benutzt man immer häufiger rechnerische Methoden, um das zeitliche Verhalten eines Übertragungselementes aufgrund des gemessenen Frequenzganges zu simulieren. Deshalb ist es nötig, eine Testzeile numerisch durch verschiedene explizite Funktionen darzustellen. Es stellt sich nun die Frage, wie diese Funktionen zu wählen sind, damit das Prüfsignal bestimmte Anforderungen im Zeit- und im Frequenzbereich erfüllt. Beim \cos^2 -förmigen 2T-Impuls gemäss CCIR ist der Energieanteil oberhalb der Videogrenzfrequenz im Verhältnis zur gesamten Energie verhältnismässig hoch, was auch in einem beinahe idealen Übertragungskanal zu Verzerrungen führt und eine Beurteilung des Kanals erschwert. Der Autor befasst sich mit diesem Problem und versucht, diesen Effekt mit einer neuen, \cos^2 -ähnlichen Impulsform zu vermindern.

Synthèse d'une nouvelle forme d'impulsions pour l'impulsion 2T de la ligne de test 17 selon le CCIR

Résumé. Pour juger de la qualité d'un canal de transmission de télévision, on insère côté émission des lignes de test dans les intervalles de suppression de trame verticaux. Ces lignes de test permettent de saisir d'importantes caractéristiques telles que la réponse en fréquence, les erreurs de linéarité et d'intermodulation ainsi que le comportement des impulsions, sans que l'image soit influencée pendant la transmission. Aujourd'hui, on utilise de plus en plus souvent des méthodes de calcul pour simuler le comportement temporel d'un élément de transmission en fonction de la réponse en fréquence mesurée. Il est de ce fait nécessaire de représenter numériquement une ligne de test par diverses fonctions explicites. On peut se demander comment ces fonctions doivent être choisies, afin que le signal de test réponde à certaines exigences dans le domaine du temps et dans celui des fréquences. Pour l'impulsion 2T en forme de \cos^2 , selon le CCIR, la composante en énergie au-dessus de la fréquence vidéo limite par rapport à l'énergie totale est relativement grande, ce qui, même dans un canal de transmission quasi idéal, conduit à des distorsions et rend difficile l'évaluation du canal. L'auteur se préoccupe de ce problème et tente de réduire cet effet grâce à une nouvelle forme d'impulsion comparable en \cos^2 .

Sintesi di una nuova forma di impulsi per l'impulso 2T nella riga di prova televisiva 17 secondo CCIR

Riassunto. Per poter valutare la qualità di un canale di trasmissione TV si inseriscono, in trasmissione, righe di prova negli intervalli verticali di cancellazione che permettono di rilevare caratteristiche trasmissive importanti come la curva di risposta, gli errori di linearità e di intermodulazione e il comportamento degli impulsi senza che l'immagine venga disturbata durante la trasmissione. Oggi si adottano di solito metodi basati su ordinatore per simulare il comportamento nel tempo di un elemento di trasmissione in base alla curva di risposta misurata. È pertanto necessario simulare una riga di prova in forma numerica mediante diverse funzioni esplicite. Si tratta ora di sapere come scegliere queste funzioni affinché il segnale di prova soddisfi determinate esigenze a livello di tempo e di frequenze. Nell'impulso 2T a forma di \cos^2 secondo CCIR, la quota di energia superiore alla frequenza limite video è relativamente elevata in rapporto all'energia complessiva e provoca distorsioni anche in un canale di trasmissione pressoché ideale e complica la valutazione del canale. L'autore affronta il problema e cerca di attenuare questo effetto con una nuova forma di impulso simile a \cos^2 .

1 Prüfzeilensignale in der Fernsehbildübertragung

Zur Qualitätsbeurteilung einer Fernsehübertragungsstrecke sind in den vertikalen Austastlücken Test- oder Prüfzeilen eingefügt. Dadurch ist die Erfassung verschiedener Übertragungsgrößen wie Frequenzgang, Intermodulations- und Linearitätsfehler sowie Impulsverhalten möglich, ohne dass der Bildinhalt während der Übertragung beeinflusst wird. Für den 625-Zeilen-Fernsehstandard sind die Zeilen 17 und 18 im ersten Halbbild bzw. die Zeilen 330 und 331 im zweiten Halbbild für den internationalen Gebrauch als genormte Prüfzeilen reserviert [3]. In diesem Kapitel ist der Aufbau dieser vier Prüfzeilen und deren Verwendungszweck beschrieben. Im zweiten Kapitel wird näher auf die rechnerische Darstellung der einzelnen Elemente eingegangen.

11 Aufbau der Prüfzeilen

Die Figuren 1 bis 4 zeigen die vier Prüfzeilensignale in den Zeilen 17, 18, 330 und 331. Die Zeitachse ist aufgeteilt in ein H/32-Schritt-Raster. Dies entspricht einer

Schrittweite von 2 μ s. Die horizontale Austastlücke erstreckt sich über 12 μ s und enthält die Synchronisationssignale (Tab. I, [4]). In den Tabellen II bis V sind die Spezifikationen für die einzelnen Elemente der aktiven Zeile aufgeführt [2]. Der in Zeile 18 enthaltene Multiburst mit der CCIR-Bezeichnung C_2 ist in der Tabelle V definiert. Über die Anstiegszeiten des Farbbursts sowie der Frequenzpakete im Multiburstsignal sind vom CCIR keine Angaben vorhanden. Praktische Werte liegen bei einigen hundert Nanosekunden.

12 Messung von Videoparametern mit Prüfzeilensignalen

Mit diesen vier Prüfzeilensignalen lassen sich verschiedene Übertragungsgrößen bestimmen [1, 2]. Es soll nicht Gegenstand dieses Beitrags sein, die einzelnen Videoparameter näher zu betrachten. In erster Linie wird das Impulsverhalten untersucht, also die Verformung des 2T-Impulses durch einen Videoübertragungskanal. Trotzdem sind der Vollständigkeit halber die mit den

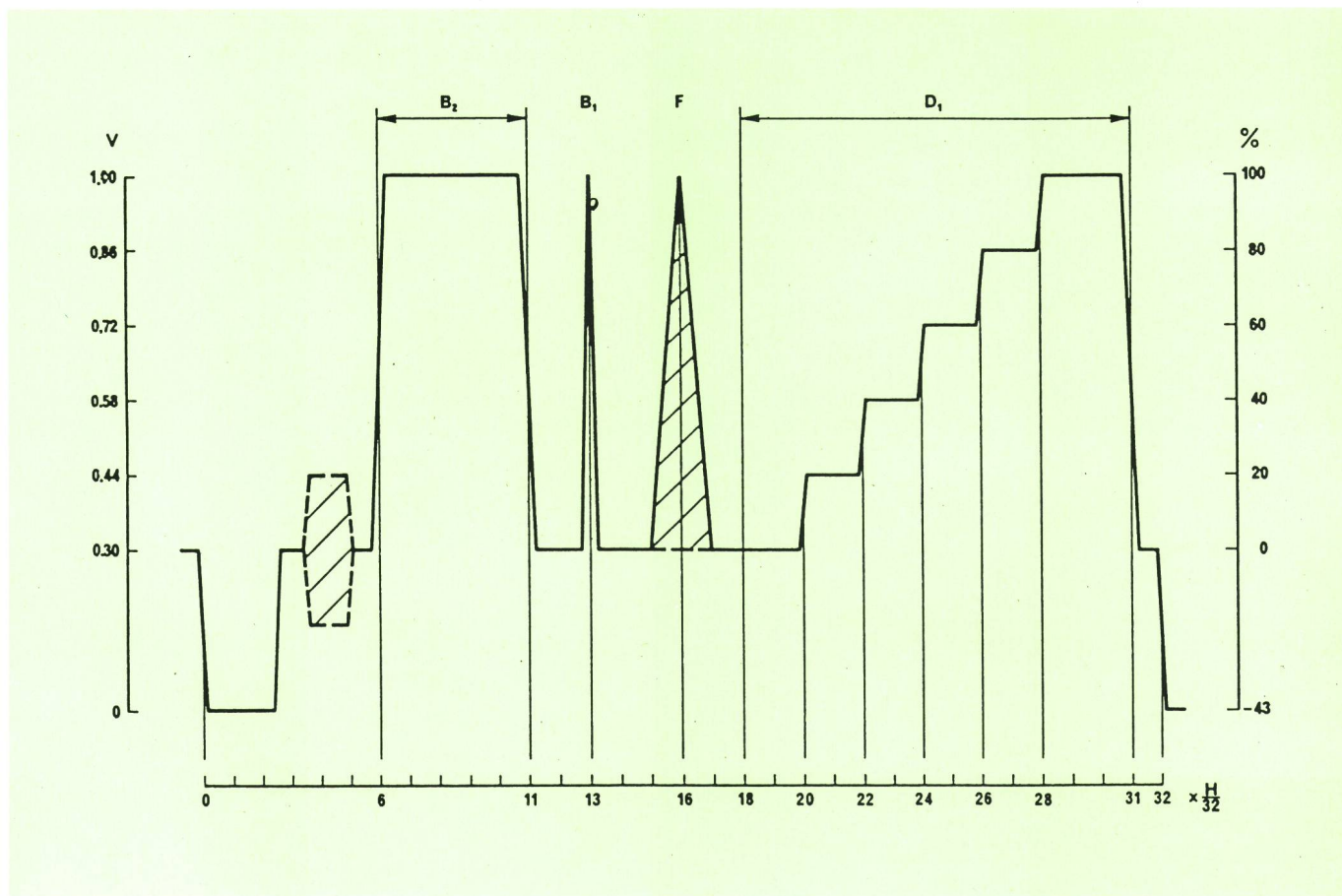


Fig. 1
CCIR-Prüfzeilensignal in Zeile 17

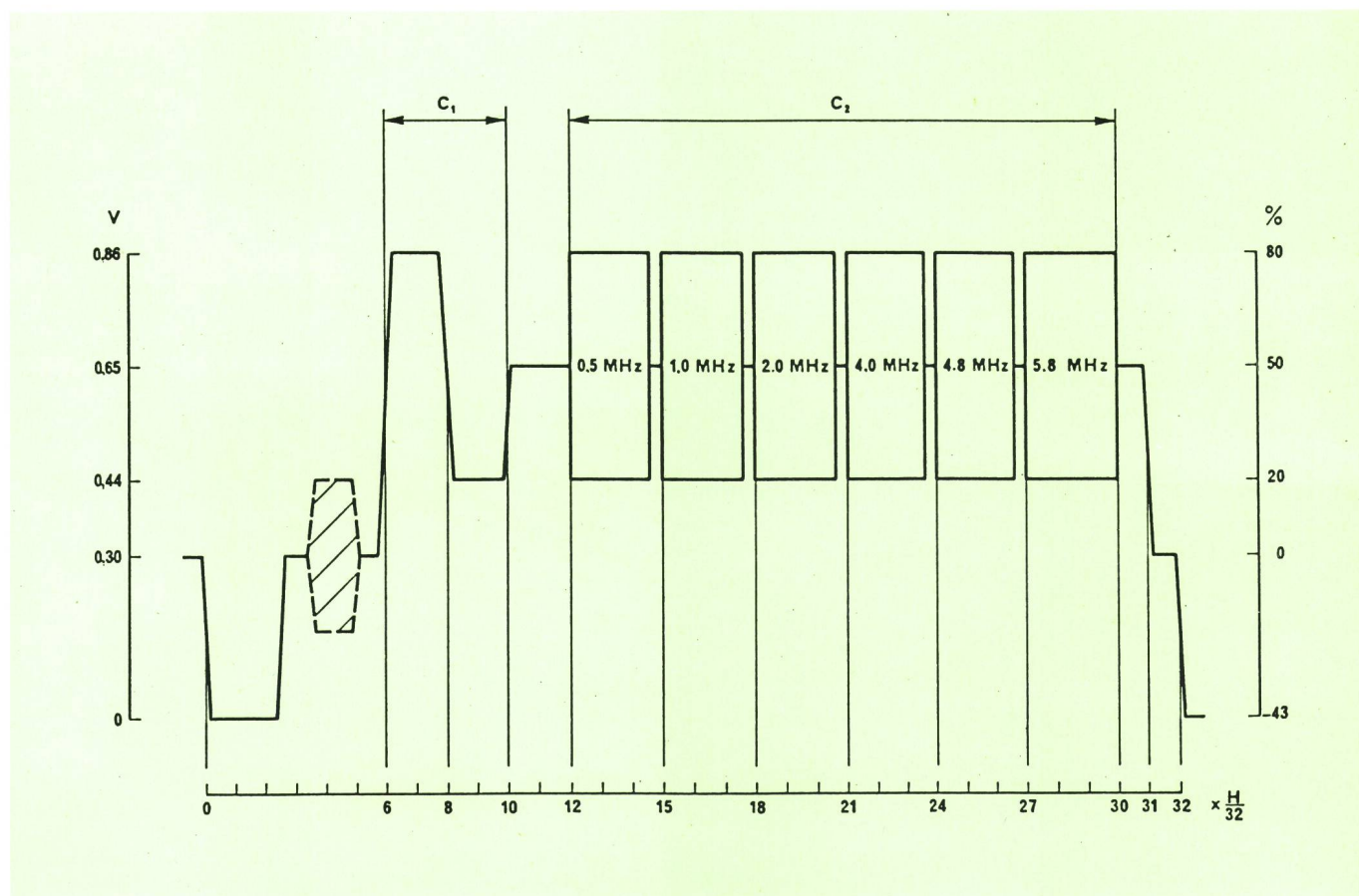


Fig. 2
CCIR-Prüfzeilensignal in Zeile 18

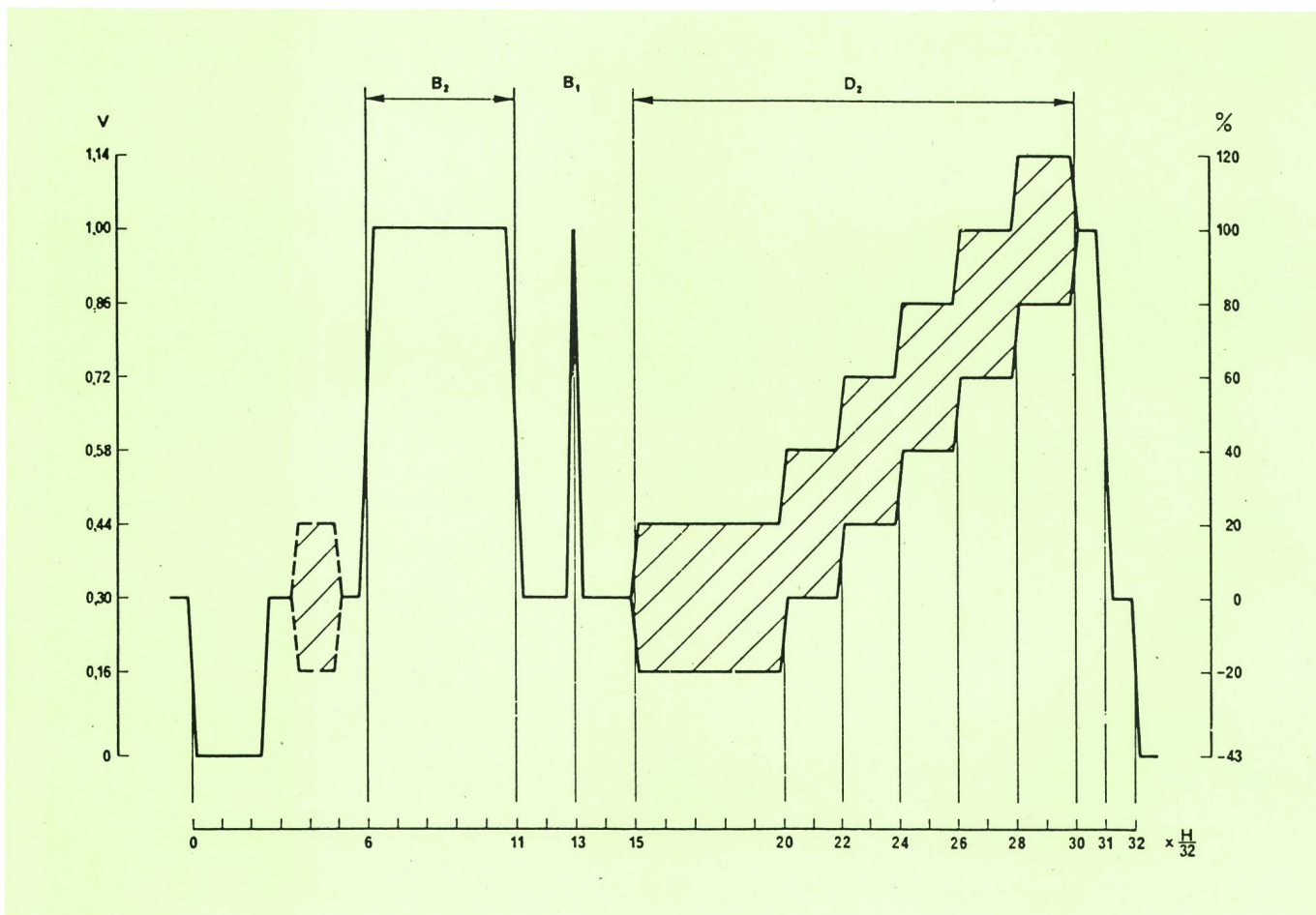


Fig. 3
CCIR-Prüfzeilensignal in Zeile 330

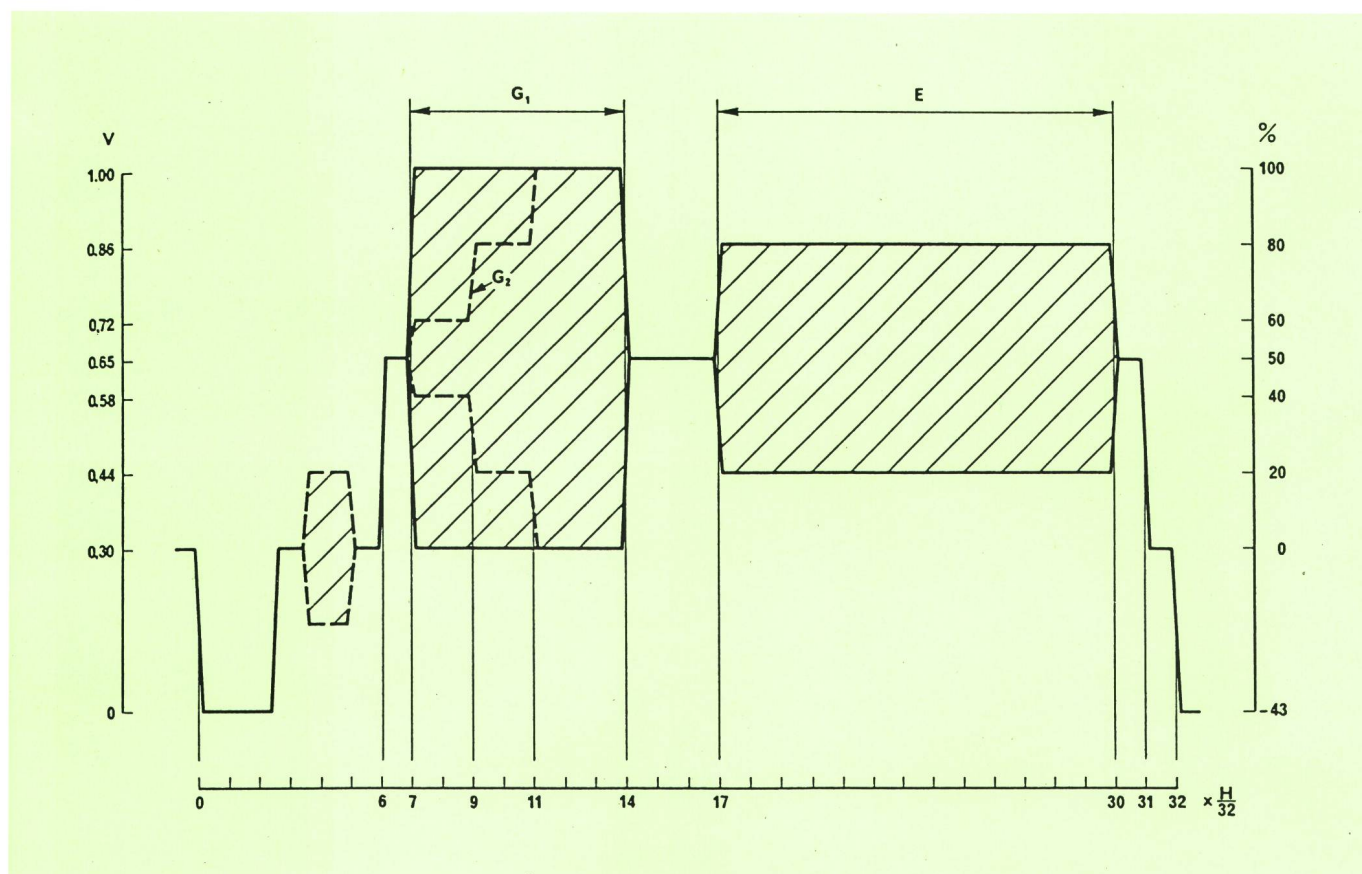


Fig. 4
CCIR-Prüfzeilensignal in Zeile 331

Tabelle I. Synchronisationssignale.

	Startpunkt in μs (Bezug: 50 % Ampl.)	Impulsbreite in μs (Bezug: 50 % Ampl.)	Steigzeit in μs (10...90 %)	Ampl. in mV_{ss}
Zeilensynchronimpuls	0	$4,7 \pm 0,2$	$0,2 \pm 0,1$	300
Farbburst ¹⁾	$5,6 \pm 0,1$	$2,25 \pm 0,23$ (10 \pm 1 Per.) ²⁾	³⁾	300 ± 30

¹⁾ Die Phasenlage der Farbträgerschwingung beträgt bezüglich der positiven (B—Y)-Achse 135° bzw. 225°

²⁾ Periode der Farbträgerschwingung: $T = 1/4,43361875 \mu\text{s}$

³⁾ Keine Angabe im CCIR

Tabelle II. Chrominanzelemente.

	Bez.	Zeitl. Lage ¹⁾ der Flanken in μs , Bezug: 50 % Ampl. ²⁾	Steigzeit in μs (10...90 %)	Ampl. in mV_{ss}	Phasenlage ³⁾
Chromabalkensignal	D ₂ ⁴⁾	30...60	$\sim 1,0$	$280 \pm 5,6$	$60 \pm 5^\circ$
	E	34...60		$420 \pm 4,2$	
	G ₁	14...28		$700 \pm 7,0$	
3stufige Chromatreppe	G ₂	1. Stufe: 14...18 2. Stufe: 18...22 3. Stufe: 22...28		$140 \pm 1,4$ $420 \pm 4,2$ $700 \pm 7,0$	

¹⁾ Toleranzen: $\pm 500 \text{ ns}$

²⁾ Gemeint ist die 50%-Amplitude der Enveloppe der Farbträgerschwingung

³⁾ Bezug: Positive (B—Y)-Achse

⁴⁾ Die Überlagerung des Chromabalkensignals mit der 5stufigen Treppe (Tabelle III) ergibt das Element D₂

Tabelle III. Luminanzelemente

	Bez.	Zeitl. Lage ¹⁾ der Flanken in μs , Bezug: 50 % Ampl.	Steigzeit in ns (10...90 %)	Ampl. in mV_{ss}
Grauwertsockel		12...62	$192,9^3)$	$350 \pm 3,5$
Weissimpuls	B ₂	12...22		$700 \pm 7,0$
Multiburstreferenzsignal	C ₁	Pos. Teil: 12...16 Neg. Teil: 16...20 ²⁾		$210 \pm 2,1$
5stufige Treppe	D ₁	1. Stufe: 40...44 2. Stufe: 44...48 3. Stufe: 48...52 4. Stufe: 52...56 5. Stufe: 56...62	$217,5^4)$	140 280 420 560 700 ⁵⁾

¹⁾ Toleranzen: $\pm 250 \text{ ns}$

²⁾ Die beiden Impulse sind bis auf ihre Polarität identisch

³⁾ Die Steigzeit folgt aus der Integration des 2T-Impulses mit einer Halbwertsbreite von 200 ns

⁴⁾ Die Steigzeit folgt aus der Integration des 2T-Impulses mit einer Halbwertsbreite, die so gewählt ist, dass im Spektrum bei der Farbträgerfrequenz eine Nullstelle auftritt

⁵⁾ Toleranzen: Höchste Stufe $\pm 7 \text{ mV}$, die Amplituden der einzelnen Anstiegsflanken dürfen sich höchstens um 3,5 mV unterscheiden

Tabelle IV. 2T-Impuls und 20T-Impuls

	Bez.	Zeitl. Lage in μs	Halbwertsbreite	Ampl. in mV_{ss}	Phasenlage ¹⁾
2T-Impuls	B ₁	$26 \pm 0,25$	$200 \pm 10 \text{ ns}$	$700 \pm 7,0$	—
20T-Impuls	F	32	$2 \pm 0,06 \mu\text{s}$	$700 \pm 7,0$	$60 \pm 5^\circ$

¹⁾ Bezug: Positive (B—Y)-Achse

Tabelle V. Multiburst

Nr.	Freq. (MHz)	Startpunkt in μs Bezug: 0 % Ampl. ¹⁾	Anz. Per. ²⁾	Dauer in μs Bezug: 0 % Ampl.	Steigzeit in μs (10...90 %)	Ampl. in mV _{ss}
1	0,5	24,0	2	4,0	3)	420 \pm 4,2
2	1,0	30,0	5	5,0		
3	2,0	36,0	11	5,5		
4	4,0	42,0	22	5,5		
5	4,8	48,0	26	5,416		
6	5,8	54,0	32	5,517		

¹⁾ Der Start muss mit der 0°-Phase der jeweiligen Schwingung zusammenfallen

²⁾ Jedes Frequenzpaket muss aus einer vollen Anzahl Perioden bestehen. Die Lücke zwischen zwei Paketen darf nicht kleiner als 0,4 μs und nicht grösser als 2 μs sein

³⁾ Keine Angabe im CCIR

Testsignalen messbaren Übertragungsparameter in der *Tabelle VI* aufgelistet.

2 Rechnerische Synthese der Testsignale

21 Motivation

Die Qualität eines Videosignals wird zu einem grossen Teil im Zeitbereich beurteilt, da der zeitliche Verlauf des Videosignals das Bild direkt wiedergibt. So können aus dem Zeitsignal Rückschlüsse auf subjektiv sichtbare Qualitätseinbussen gezogen werden. Bei der Beurteilung von Fernsehübertragungsstrecken werden Prüfzeilen eines Testsignalgenerators am Eingang der zu messenden Übertragungsstrecke eingespeist. Im verzerrten Ausgangssignal liest man die Qualität der Strecke aus den Videoparametern heraus. Die Genauigkeit dieser praktischen Messmethode hängt vor allem von der Güte des Testgenerators ab. Deshalb bedingt diese Methode gute Generatoren. Deren Genauigkeit ist jedoch aus praktischen Gründen begrenzt. Man versucht deshalb immer mehr, Methoden zur Beurteilung einer Übertra-

gungsstrecke anzuwenden, bei denen der Testsignalgenerator kein Bestandteil der Messung mehr ist.

Nun ist es auf dem heutigen Stand der Technik möglich, mit Hilfe eines Netzwerkanalysators den Amplituden- und Phasengang eines Übertragungselementes mit einer sehr grossen Genauigkeit zu messen. Durch Transformation eines beliebigen, numerisch definierten Zeitsignals in den Frequenzbereich und Multiplikation mit dem gemessenen Frequenzgang kann nach Rücktransformation auf das Verhalten des Übertragungselementes im Zeitbereich geschlossen werden. Damit die Ergebnisse vergleichbar sind mit den herkömmlichen Messmethoden, bei denen die Prüfzeilen aus einem Testsignalgenerator stammen, müssen die für die Rechnung verwendeten Zeitsignale gewissen Anforderungen genügen. Sie müssen im Frequenzbereich bandbegrenzt sein und auch hinsichtlich ihres zeitlichen Verlaufs strenge Kriterien erfüllen.

Ein Anwendungsbeispiel ist die Beurteilung des linearen Verhaltens eines Fernsehumsetzers. Hier bringt die Messung im Frequenzbereich gleich mehrere Vorteile.

Tabelle VI. Bestimmbare Videoübertragungsparameter mit CCIR-Prüfzeilensignalen

Übertragungsvideoparameter für Testsignale	Testelemente	Zeilennummer
Durchgangsverstärkung	B ₂	17 oder 330
Nichtlineare Verzerrungen:		
Bildsignal:		
– Statische Nichtlinearität	D ₁	17
– Chrominanz-Nichtlinearität	G ₂	331
– Differentielle Verstärkung	D ₂	330
– Differentielle Phase	D ₂ und E	330 und 331
– Chrominanz-Luminanz-Intermodulation	B ₂ , G ₁ oder B ₂ , G ₂	17 oder 330, 331
Zeilensynchronimpuls:		
– Synchronimpulsamplitudenfehler	Sync und B ₂	17 oder 330
Lineare Verzerrungen:		
Signalverzerrungen Luminanz		
– Zeilenfrequente Dachschräge	B ₂	17 oder 330
Kurzzeit-Impulsverzerrungen:		
– Impulsantwort	B ₁	17 oder 330
– Schrittantwort	B ₂	17 oder 330
Chrominanz-Luminanz-Frequenzgangfehler		
– Chrominanz-Luminanz-Amplitudenfehler	B ₂ , G ₁ oder B ₂ , G ₂ oder F	17 oder 330, 331 oder 17
– Chrominanz-Luminanz-Laufzeitfehler	F	17
Frequenzgangcharakteristik		
– Amplitudenfrequenzgang	C	18

Wo man mit der herkömmlichen Methode den Einfluss des Messsenders sowie des Demodulators mitgemessen hat, simuliert man nun diese als ideale Elemente im Rechner. Einerseits ist die Messgenauigkeit nicht mehr abhängig von der Genauigkeit eines Prüfzeilengenerators, und andererseits kann die Anzahl der Fehlerquellen durch die Simulation von Sender und Nyquistflankendemodulator reduziert werden. Basierend auf dieser Methode, ist von der Firma *Richard Hirschmann Elektrik*, Rankweil-Brederis (A), in Kürze ein Transmitter-Transposer-Testset erhältlich, das zusammen mit dem Netzwerkanalysator die Messung eines Senders und eines Umsetzers sowie die Verarbeitung von gerechneten Testsignalen erlaubt [7].

Es ist allerdings zu beachten, dass man mit der neuen Methode nur das lineare Verhalten eines Netzwerkes beurteilen kann, da man bei der Messung des Frequenzganges die Abhängigkeit der einzelnen Netzwerkelemente von der Amplitude nicht erfasst. Dies ist ein Nachteil gegenüber der herkömmlichen Methode, die zum Beispiel auch die Messung der differentiellen Amplitude und Phase erlaubt.

22 Die Stossantwort

Wie schon angetönt, ist eines der grundlegenden Probleme bei der Synthese eines Impulses die gleichzeitige zeitliche und spektrale Begrenzung. Da eine strenge Begrenzung in beiden Bereichen nicht möglich ist, muss man hier einen Kompromiss finden. Als Ausgangselement für die explizite numerische Darstellung einer Zeile dient der 2T-Impuls mit der Halbwertsbreite 2T. Zwischen der Halbwertsbreite 2T und der Videogrenzfrequenz f_g besteht definitionsgemäss der folgende Zusammenhang:

$$2T = \frac{1}{f_g} \quad (1)$$

Die Darstellung des 2T-Impulses ist nach [2]:

$$g(t) = U_0 \cos^2\left(\frac{\pi t}{4T}\right) \cdot R_{2T}(t) \quad (2)$$

$$R_{2T}(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq 2T \\ 0 & |t| > 2T \end{cases} \quad (3)$$

In der Praxis verwendet man ein Thomsonfilter, um einen möglichst \cos^2 -ähnlichen Impuls aus einem Diracstoss generieren zu können. Dieser Filtertyp garantiert im Zeitbereich ein optimales Überschwingverhalten.

23 Die Schrittantwort

Die Schrittantwort erhält man durch eine Integration der Stossantwort (Gl. 4). Damit Höhe der Schrittantwort und Impulshöhe der Stossantwort übereinstimmen, normiert man mit dem Faktor $1/2T$:

$$h(t) = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (4)$$

Die Ausführung dieser Rechnung führt auf die Anstiegsflanke der Schrittantwort:

$$s(t) = U_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{t}{4T} + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right], |t| \leq 2T \quad (5)$$

24 Die Flankenanstiegszeit

Mit diesen Funktionen lassen sich prinzipiell alle Elemente der Prüfzeilen, einschliesslich der Chromaelemente (Multiplikation mit der Farbträgerschwingung), explizit ausdrücken. Ein wesentlicher Parameter bei der Spezifikation einer Flanke ist deren Anstiegs- bzw. Abfallzeit (bei Chromaelementen meint man dann die Envelope der Farbträgerschwingung) von 10 % auf 90 % des eingeschwungenen Zustandes. Bei dem aus der Integration eines \cos^2 -Impulses erhaltenen Flankenanstieg nach Gl. 5 unterscheiden sich die halbe Flankendauer 2T und die Anstiegszeit um den Faktor α , und zwar beträgt dieser:

$$\alpha = \frac{T_{10...90}}{2T} = 0,9644 \quad (6)$$

In [2] ist die Form der Flanke für alle Luminanzelemente der Prüfzeilen, wie Weisspuls oder fünfstufige Grautreppe, nach Gl. 5 spezifiziert. Für den 625-Zeilen-Standard B,G-PAL ist die Videogrenzfrequenz $f_g = 5$ MHz [4]. Für die Steigzeiten der meisten Luminanzelemente gilt somit nach Gl. 1 und Gl. 6:

$$T_{10...90}(\text{Luminanz}) = 192,9 \text{ ns} \quad (7)$$

Gemäss den Tabellen I bis IV weichen die Anstiegszeiten der Chromasignale, des Zeilensynchronimpulses sowie der fünfstufigen Treppe von dem in Gl. 7 gefundenen Wert ab. Dieser Umstand ist durch eine entsprechende Wahl von T in Gl. 6 zu berücksichtigen.

Eine Sonderstellung nimmt dabei die in Zeile 330 mit einem Chromabalkensignal superponierte fünfstufige Treppe ein (Element D₂). Man misst mit ihr die differentielle Amplitude und Phase (Tab. VI). Dabei muss die Chrominanz von der Luminanz mit einem Bandpass, dessen Mittenfrequenz der Farbträgerfrequenz f_T entspricht, getrennt werden. Die Trennung ist um so besser, je weniger Energie das Spektrum der reinen Grautreppe in der Farbträgerumgebung aufweist. Dies erreicht man durch eine geeignete Wahl der Flankenanstiegszeit: Die Nullstellen des Spektrums des 2T-Impulses liegen bei f_g , $3/2f_g$, $2f_g$, $5/2f_g$ usw., d. h., die erste Nullstelle tritt gerade bei der Videogrenzfrequenz f_g auf. Da die Schrittantwort aus der Stossantwort durch eine Integration im Zeitbereich hervorgeht, weist das Spektrum der Schrittantwort an denselben Stellen wie die Stossantwort Nullstellen auf. Soll die erste Nullstelle bei der Farbträgerfrequenz $f_T = 4,43361875$ MHz zu liegen kommen, so muss die Anstiegszeit um das Verhältnis f_g/f_T vergrössert werden:

$$T_{10...90}(\text{5stufige Treppe}) = T_{10...90}(\text{Luminanz}) \frac{f_g}{f_T} = 217,5 \text{ ns} \quad (8)$$

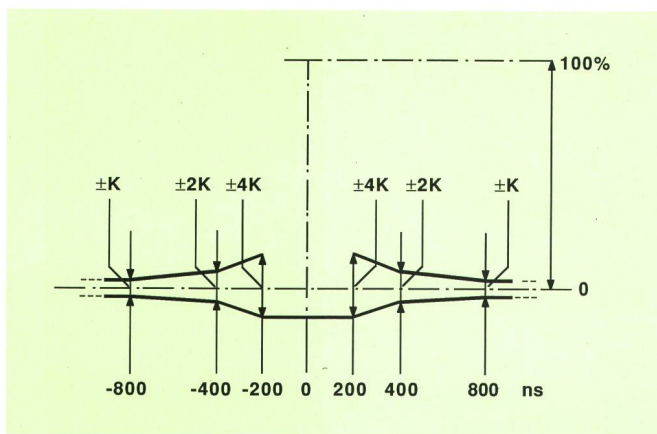


Fig. 5
Toleranzmaske für K-Faktor-Messung beim 2T-Impuls

3 Der 2T-Impuls

Man kann im Prinzip sämtliche in den Prüfzeilen enthaltenen Elemente vom 2T-Impuls ableiten. Es genügt deshalb, sich auf die Untersuchung dieser Funktion zu beschränken.

31 Messungen am 2T-Impuls

Man verwendet zwei Parameter, um das Impulsverhalten mit dem 2T-Impuls zu beurteilen [1]. Die erste Messung beruht auf einer rein optischen Prüfung der Impulsform. Die in der unmittelbaren Umgebung des 2T-Impulses auftretenden Bodenverzerrungen dürfen nicht grösser ausfallen, als es eine durch den sogenannten $K_{(2T)}$ -Faktor vorgeschriebene Toleranzmaske erlaubt.

Den Aufbau dieser Maske sieht man in *Figur 5* und *Tabelle VII*.

Die Anforderungen an den $K_{(2T)}$ -Faktor liegen für eine Referenzübertragungsstrecke gemäss [1] bei 3 % der Weissimpulsamplitude von 700 mV_{SS}. In heute verwendeten Pflichtenheften für Fernsehumschalter usw. sind die Anforderungen jedoch wesentlich strenger. Man braucht zum Teil auch Masken, die vom Schema der in *Figur 5* bzw. *Tabelle VII* angegebenen Maske abweichen. Die zweite Messung am 2T-Impuls betrifft das Verhältnis der Impulshöhe P zur Sprunghöhe B der Schrittantwort (Element B₂):

$$(P/B) = \frac{P}{B} \cdot 100 \% \quad (9)$$

Tabelle VII. Maskenstützpunkte der Toleranzmaske für K-Faktor-Messung beim 2T-Impuls.

t (ns)	Maskenstützpunkte (%)
≤ -800	± K
-400	± 2K
-200	± 4K
200	± 4K
400	± 2K
≥ 800	± K

Für die Referenzübertragungsstrecke muss das Verhältnis innerhalb $100 \pm 12 \%$ liegen. Man verwendet auch den davon abgeleiteten $K_{(P/B)}$ -Faktor:

$$K_{(P/B)} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{P}{B} - 1 \right) \cdot 100 \% \quad (10)$$

Für gleich grosse Werte $K_{(2T)}$ und $K_{(P/B)}$ ist die subjektive Bildverschlechterung ungefähr gleich gross.

Die Verformung der 2T-Impulsantwort lässt wesentliche Rückschlüsse auf den Frequenzgang des Übertragungskanals zu. Die Wahl eines solchen Elementes ist deshalb auch sinnvoll, weil ein direkter Zusammenhang zwischen subjektivem Bildeindruck und zeitlichem Signalverlauf vorhanden ist.

32 Signalverarbeitung einer Fernsehzeile

Nachdem es nun möglich ist, mit Hilfe der in Kapitel 2 aufgeführten Funktionen eine Testzeile vollständig zu rechnen, stellt sich die Frage, ob die im CCIR gemachten Spezifikationen der Prüfzeilenelemente für die Beurteilung eines Fernsehübertragungskanals sinnvoll und brauchbar sind. Wie sieht zum Beispiel der gerechnete \cos^2 -2T-Impuls nach einem realen Videofilter aus? Um dies herauszufinden, misst man den Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Videofilters und speichert die Werte im Rechner. Mit Hilfe der diskreten Fouriertransformation kann dann ein beliebiges Zeitsignal am Ausgang des Filters rechnerisch ermittelt werden. Die Verwendung der diskreten Fouriertransformation verlangt natürlich eine Quantisierung der Zeit- und Frequenzachse. Laut Abtasttheorem muss die Abtastfrequenz mindestens doppelt so gross sein wie die höchste im Signal vorkommende Frequenz. Bei einer Videogrenzfrequenz von 5 MHz erweist sich eine Abtastfrequenz von 16 MHz als sinnvoll. Die daraus resultierende Anzahl Abtastpunkte je Fernsehzeile ($64 \mu s \cdot 16 \text{ MHz} = 1024$) kann der Rechner mit einem schnellen Algorithmus (Fast Fourier Transform, FFT) verarbeiten. Man gewinnt das gefilterte Prüfzeilensignal schliesslich mit einer $\sin(t)/t$ -Interpolation zurück. Für die zeitliche Begrenzung der $\sin(t)/t$ -Funktion hat sich das Hanning-Fenster (\cos^2 -Fenster) bewährt, das im Vergleich zu anderen Fenstern die spektralen Anteile oberhalb der Nyquistfrequenz (Sperrbereich des Interpolationsfilters) am besten unterdrückt. Aliasfehler werden so weitgehend verhin-

Tabelle VIII. Parameter für die Signalverarbeitung von Fernsehzeilen.

Testzeile	Zeilendauer Zeilenfrequenz	$T_p = 64 \mu s$ $f_p = 1/T_p = 15,625 \text{ kHz}$
Abtastung	Anzahl Abtastpunkte pro Zeile Abtastintervall Abtastfrequenz Nyquistfrequenz	$n = 1024$ $T_s = T_p/n = 62,5 \text{ ns}$ $f_s = 1/T_s = 16 \text{ MHz}$ $f_N = f_s/2 = 8 \text{ MHz}$
Interpolation	Interpolationsart Fensterfunktion einseitige Fensterbreite Grenzfrequenz Interpol.filter	$\sin(t)/t$ Hanning [$\cos^2(t)$] $5,55 \cdot T_s$ $f_0(l) = f_N = 8 \text{ MHz}$

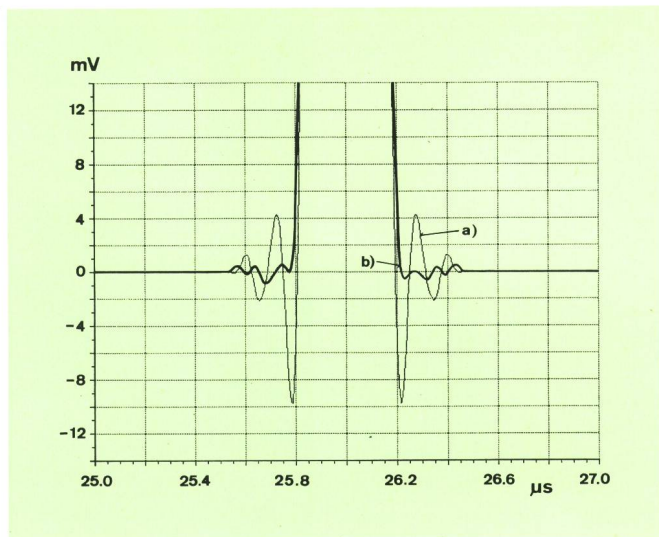


Fig. 6
Interpolierter \cos^2 -Impuls bei unterschiedlichem Abtastraster
a) Abtastfrequenz = 16 MHz, $\tau = 0$ ns
b) Abtastfrequenz = 16 MHz, $\tau = 31,25$ ns (halbes Abtastintervall)

dert. In der *Tabelle VIII* sind die wichtigsten Parameter, die bei der Signalverarbeitung gebraucht werden, sowie die daraus ableitbaren Grössen aufgeführt.

33 Der Einfluss des Abtastzeitpunktes

Ein Problem bei der Abtastung liegt in der Abhängigkeit des durch Interpolation zurückgewonnenen Signals von der Lage des Abtastrasters bzw. des Abtastzeitpunktes. *Figur 6* zeigt diesen Sachverhalt am Beispiel des \cos^2 -Impulses. Die Kurve a stellt den interpolierten Impuls dar, bei dem das Abtastraster so gelegt ist, dass ein Abtastpunkt mit dem Maximalwert des gerechneten Impulses zusammenfällt. Dann sind die Amplitudenwerte um den Maximalwert symmetrisch. Währenddessen gibt Kurve b den nach der Interpolation zurückgewonnenen \cos^2 -Impuls bei einem um $\tau = T_s/2 = 31,25$ ns (T_s = Abtastintervall) verschobenen Abtastraster wieder. Man stellt fest, dass sich die Grösse der Verzerrungen massiv unterscheiden. Im ersten Fall (*Fig. 6*, Kurve a) fällt die Qualität des nach der Interpolation sich ergebenden Signals sehr viel schlechter aus als im Falle des um eine halbe Abtastrate verschobenen Rasters (*Fig. 6*, Kurve b). Noch deutlicher sind die Unterschiede bei den Spektren in *Figur 7* zu sehen. Zusätzlich zu dem mit einer Abtastfrequenz von 16 MHz und unterschiedlichem Abtastraster abgetasteten \cos^2 -Impulses ist auch das Spektrum des überabgetasteten (Abtastfrequenz = 32 MHz) \cos^2 -Impulses dargestellt (*Fig. 7*, Kurve c). Bei einer Nyquistfrequenz von 16 MHz darf man annehmen, dass der bis 10 MHz wiedergegebene Frequenzgang aliasfrei ist. Demgegenüber sind bei den Spektren, die aus einer Abtastfrequenz von 16 MHz resultieren, massive Abweichungen ersichtlich (*Fig. 7*, Kurve a und b).

Es wäre ein Trugschluss zu sagen, der \cos^2 -Impuls sei eigentlich doch nicht so schlecht, wenn man nur das Abtastraster so legt, dass die Verzerrungen nach der Interpolation minimal sind. Denn schliesslich beschreibt

man den 2T-Impuls durch eine eindeutige, explizite Funktion auf der kontinuierlichen Zeitachse und darf deshalb diese nicht von der Wahl des Abtastrasters abhängig machen! Welche Gründe führen nun aber zu diesen unterschiedlichen Kurven? Um dies zu sehen, ist es zweckmässig, den Abtastvorgang im Zeit- und im Frequenzbereich mathematisch zu beschreiben:

$$g(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s - \tau) \quad \text{O} \quad \bullet \quad G(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \cdot e^{-j2\pi n f_s \tau} \quad (11)$$

Im Zeitbereich kann man die Abtastung durch eine Multiplikation des kontinuierlichen Signals mit einer Diracstossfolge darstellen. Der Diracstossfolge $\delta(t - nT_s)$ im Zeitbereich entspricht eine Diracstossfolge $\delta(f - nf_s)$ im Frequenzbereich, wobei $f_s = 1/T_s$. Fällt der Zeitnullpunkt mit dem Abtastraster zusammen ($\tau = 0$), so sind die Teilspektren, die aus der Faltung des Signalspektrums mit der Diracstossfolge hervorgehen, alle identisch. Dies ist jedoch nicht der Fall, wenn man das Abtastraster gegenüber dem Zeitnullpunkt um die Dauer τ verschiebt. Dann nämlich erfahren die einzelnen Teilspektren, wie in Gl. 11 ersichtlich ist, eine von der Verschiebung nf_s abhängige Gruppenlaufzeitverzerrung $n\tau$. Das Basisbandspektrum bleibt erhalten, jedoch hat das erste oberhalb der Nyquistfrequenz liegende Teilspektrum über den gesamten Frequenzbereich eine konstante zusätzliche Gruppenlaufzeit τ . Bei einem nicht ideal bandbegrenzten Signal (in der Praxis hat man es sowieso immer mit solchen zu tun) überlappen und addieren sich die einzelnen Teilspektren. In der Nähe der Nyquistfrequenz ist das Spektrum nun nicht mehr identisch mit jenem des ursprünglichen Abtastrasters mit $\tau = 0$. Bei der Signalarückgewinnung mit einem Interpolationsfilter, dessen Grenzfrequenz der Nyquistfrequenz entspricht, macht sich dieser Effekt stark bemerkbar. Aus der Abhängigkeit eines abgetasteten Signals von der Lage des

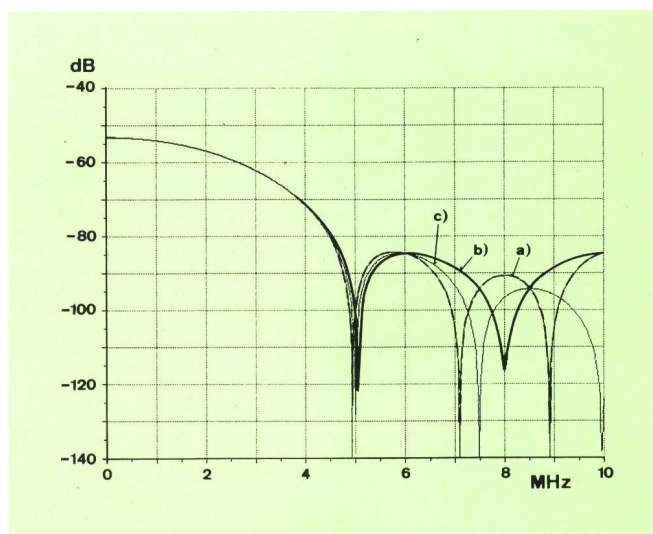


Fig. 7
Spektrum des \cos^2 -Impulses bei unterschiedlichem Abtastraster und unterschiedlicher Abtastfrequenz
a) Abtastfrequenz = 16 MHz, $\tau = 0$ ns
b) Abtastfrequenz = 16 MHz, $\tau = 31,25$ ns (halbes Abtastintervall)
c) Abtastfrequenz = 32 MHz

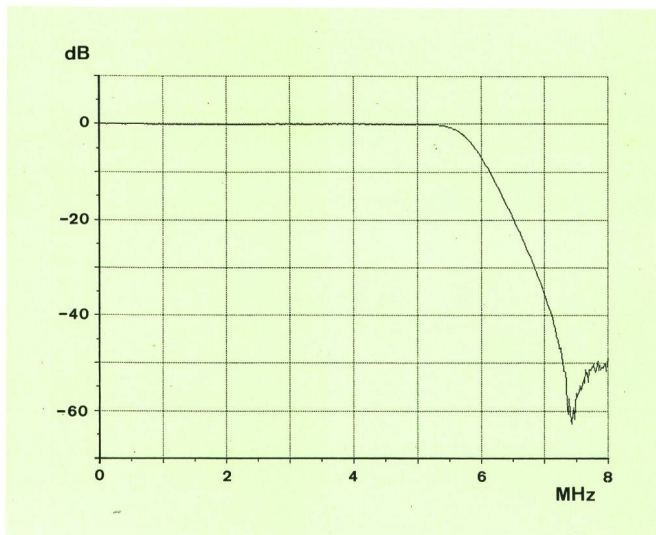


Fig. 8
Amplitudengang des verwendeten Videofilters

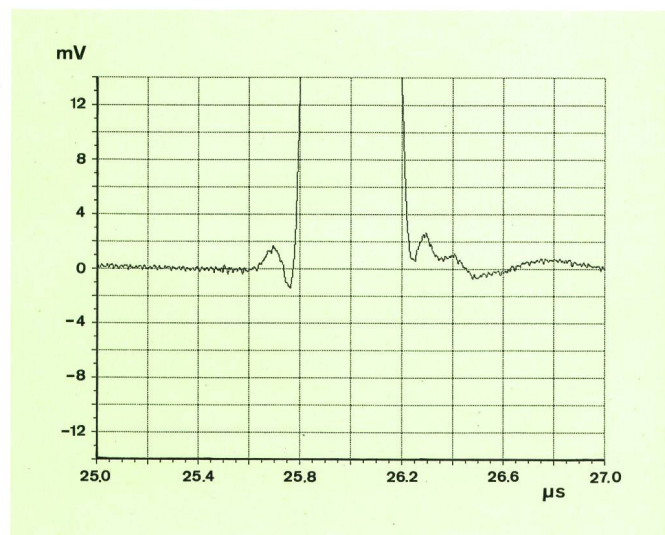


Fig. 9
2T-Impuls eines Testsignalgenerators (gemessen mit digitalem Oszilloskop)

Abtastrasters kann also ein Rückschluss auf die Güte der Bandbegrenzung gezogen werden. Oder anders ausgedrückt: Sind die Unterschiede der verschiedenen interpolierten Signale, die aus ein und demselben kontinuierlichen Signal durch Variation des Abtastrasters entstehen, nicht mehr zu vernachlässigen, so ist die Abtastfrequenz zu klein. In [5] und [6] wird eine Optimierung des zeitlichen Verlaufs des 2T-Impulses vorgeschlagen, beruhend auf dem Prinzip, die Abhängigkeit des durch die ideale Filterung bei 5 MHz zurückgewonnenen Impulses von der Lage des Abtastrasters zu minimalisieren. Die Folge ist ein frequenzapproximierter 2T-Impuls, der sehr grosse Ähnlichkeit mit dem in Kapitel 5 vorgeschlagenen besitzt.

Je tiefer die Grenzfrequenz gegenüber der Nyquistfrequenz bei der Filterung eines 2T-Impulses ist, desto weniger spielt die Lage des Abtastrasters eine Rolle, da die Energie der oberen Teilspektren im Durchlassbereich des Filters kleiner ausfällt.

34 Filterung mit dem \cos^2 -2T-Impuls

Um die Brauchbarkeit des numerisch dargestellten \cos^2 -Impulses zu untersuchen, wird ein Übertragungskanal durch ein Videofilter mit gemessenem Frequenzgang nachgebildet. Das für diesen Versuch verwendete Videofilter ist ein gruppenlaufzeitentzerrtes Tiefpassfilter (Matthey MHL500B), dessen Flankensteilheit beim Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich relativ klein ist (Fig. 8). Die 3-dB-Bandbreite liegt wesentlich über dem für den 625-Zeilen-Standard spezifi-

zierten Wert der Videogrenzfrequenz von 5 MHz (Tab. IX).

Figur 9 zeigt den mit einem digitalen Oszilloskop (LeCroy 9450, Abtastfrequenz = 400 MHz) gemessenen zeitlichen Verlauf des 2T-Impulses eines Testsignalgenerators (Tektronix TSG271). Die Unterschwinger am Fusse des Impulses stammen von der internen Bandbegrenzung des Testsignalgenerators und von der Eingangsschaltung des Oszilloskops. Transformiert man diesen Impuls mit FFT (Abtastfrequenz = 16 MHz) in den Frequenzbereich und multipliziert das Spektrum mit dem gemessenen Amplituden- und Phasenfrequenzgang des Filters (Fig. 8), so erhält man nach der Rücktransformation den in der Figur 10, Kurve a, dargestellten Impuls. Auf dieselbe Weise verfährt man mit dem gerechneten \cos^2 -2T-Impuls (Fig. 10, Kurve b). Es fällt auf, dass der gefilterte 2T-Impuls des Testsignalgenera-

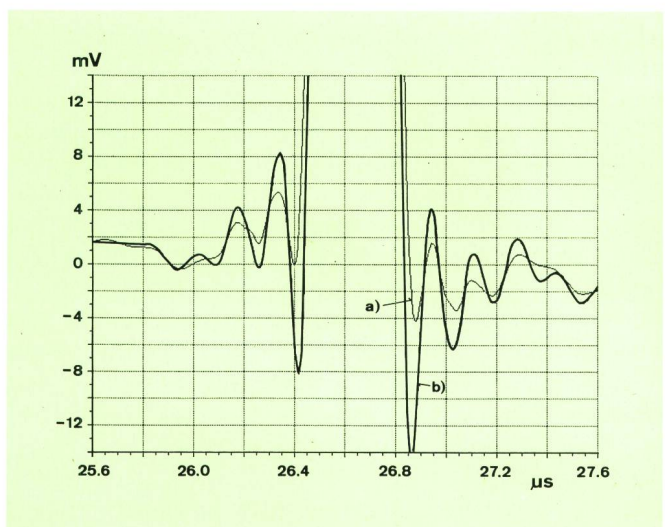


Fig. 10
2T-Impuls nach Videofilter (gerechnet mit FFT)
a) Testsignalgeneratorimpuls
b) \cos^2 -Impuls

Tabelle IX. Videofilterkennndaten.

Rippelbandbreite	5,00 MHz
3-dB-Bandbreite	5,75 MHz
45-dB-Bandbreite	7,25 MHz
Unterdrückung 1. Seitenzipfel	> 50 dB
Gruppenlaufzeit	640 ns

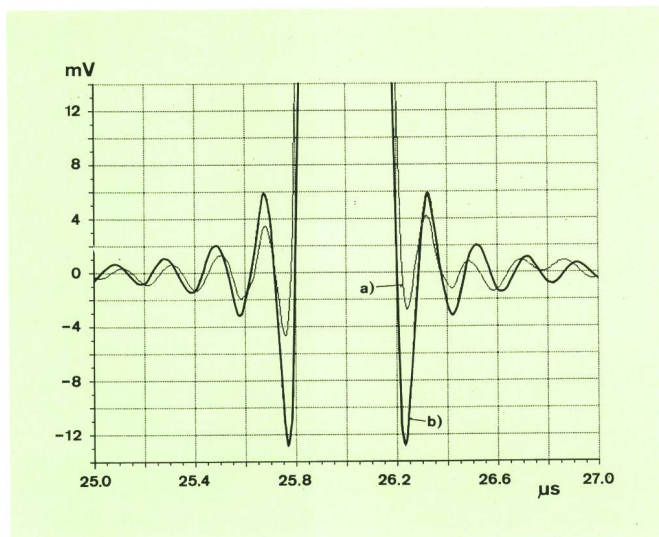


Fig. 11
2T-Impuls nach Abschneiden oberhalb 5 MHz (gerechnet mit FFT)
a) Testsignalgeneratorimpuls
b) \cos^2 -Impuls

tors fast keine zusätzlichen Verzerrungen aufweist; dagegen sind beim \cos^2 -2T-Impuls starke Verzerrungen nach der Filterung ersichtlich.

Deutlich kann man die Verzerrungen beim \cos^2 -2T-Impuls auch erkennen, wenn man eine ideale Filterung bei 5 MHz vornimmt (Fig. 11). Das Abschneiden der spektralen Anteile oberhalb der Videobasisbandgrenzfrequenz bewirkt kaum Änderungen im Signalverlauf des 2T-Testsignalgenerator-Impulses. Demgegenüber treten auch in diesem Fall beim \cos^2 -Impuls starke lineare Verzerrungen auf. Da die Ergebnisse völlig unterschiedlich ausfallen und somit nicht vergleichbar sind, ist es unmöglich, die praktische Messung mit dem Testsignalgenerator durch die Simulationemethode mit dem Rechner zu ersetzen. Wo liegt das Problem?

Vergleicht man das Spektrum der gerechneten Zeile 17 (Parameter: nominelle Werte nach Tabellen I bis V, Farbburstanstiegszeit: 350 ns) mit jenem des gerechneten \cos^2 -Impulses, der ein Element dieser Zeile darstellt, fällt vor allem der hohe Energieanteil des 2T-Impulses oberhalb der Videogrenzfrequenz von 5 MHz auf (Fig. 12). Der spektrale Aufbau der Zeile 17 wird in dieser Umgebung sozusagen nur noch vom Spektrum des 2T-Impulses getragen (der Grund, dass die Nullstellen des 2T-Impulses nicht mit den theoretischen Werten 5 MHz, 7,5 MHz übereinstimmen, liegt in der Überlappung der Teilspektren bei 8 MHz, hervorgerufen durch die Abtastung; vergleiche Abschnitt 33). Demgegenüber ist das Spektrum eines Prüfzeilensignals des Testsignalgenerators oberhalb 5 MHz infolge des eingebauten Ausgangsfilters unterdrückt (Fig. 13).

Eine Filterung mit einem Videofilter, dessen Bandbreite höher als die des zu filternden Signals ist, wirkt sich natürlich kaum auf den zeitlichen Verlauf aus. Beim \cos^2 -Impuls hingegen ist die schwache Begrenzung im Frequenzbereich die Ursache der Verzerrungen. Die fehlende Bandbegrenzung bewirkt einerseits, dass das Videofilter oberhalb 5 MHz signifikante Anteile des Spektrums wegschneidet (Fig. 14, Pfeil a), andererseits ist sie zusammen mit der Abtastung Ursache für die Entste-

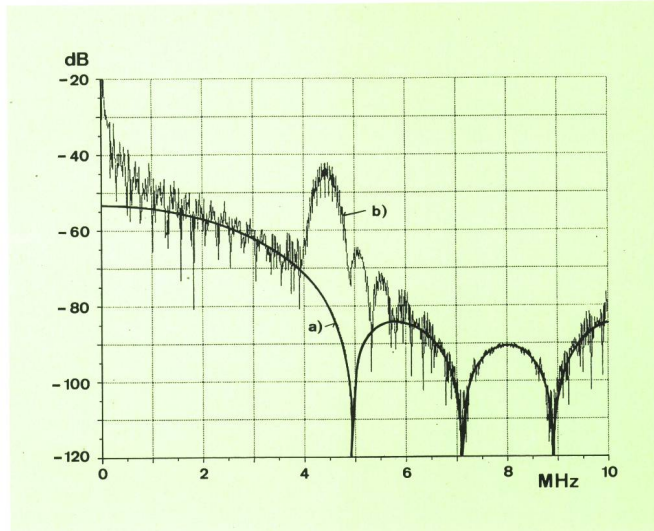


Fig. 12
Spektrum von Zeile 17 und \cos^2 -2T-Impuls
a) \cos^2 -2T-Impuls
b) Zeile 17

hung von Aliasprodukten (Fig. 14, Pfeil b). Ein dritter Effekt betrifft den Einfluss der Signalerückgewinnung. Bei der Interpolation mit einer zeitlich begrenzten $\sin(t)/t$ -Funktion werden die spektralen Anteile, die bei der Abtastung durch die periodische Fortsetzung des ursprünglichen Spektrums entstehen, mitgefiltert (Fig. 14, Pfeil c). Deshalb ist es wichtig, eine Fensterfunktion wie das Hanning-Fenster zu verwenden, das eine hohe Sperrbereichsunterdrückung aufweist. Dieser dritte Effekt tritt natürlich auch beim Testsignalgenerator-2T-Impuls auf. Er ist jedoch weitgehend vernachlässigbar.

Aus dieser Untersuchung geht hervor, dass das Spektrum des gerechneten 2T-Impulses oberhalb der Grenzfrequenz von 5 MHz stärker zu unterdrücken ist. Es scheint jedoch sinnvoll, zuerst vom Zeitbereich auszugehen und eine strenge zeitliche Begrenzung anzustreben, dies vor allem, weil das Impulsverhalten im Zeitbereich und nicht im Frequenzbereich beurteilt wird.

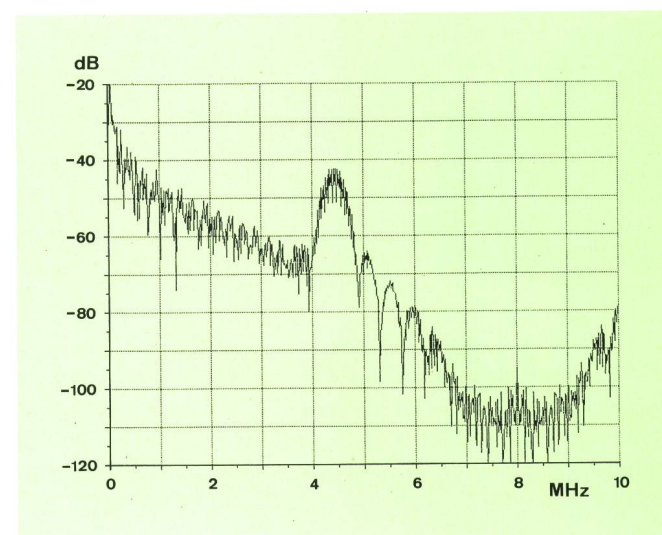


Fig. 13
Spektrum von Zeile 17 des Testsignalgenerators

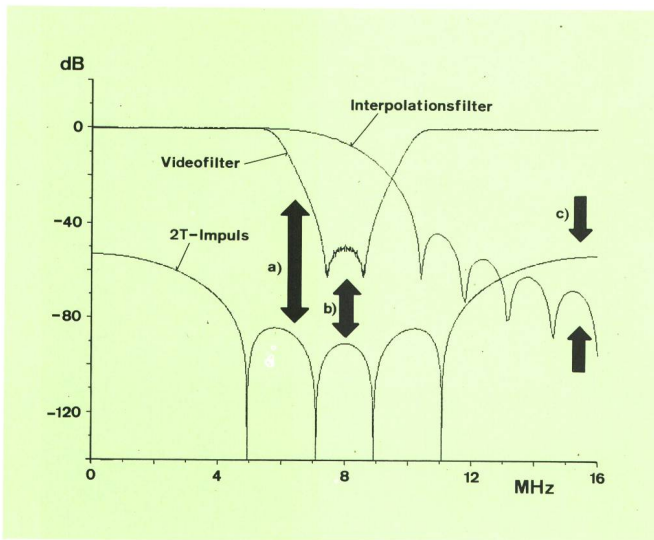


Fig. 14
Ursachen der Signalverformung beim 2T-Impuls
 a) Abschneiden signifikanter Anteile bei der Videofilterung
 b) Mitfiltern von Aliasprodukten bei Videofilterung und Interpolation
 c) Mitfiltern von Spektralanteilen oberhalb der Nyquistfrequenz bei der Interpolation

4 Approximation im Zeitbereich

41 Synthese einer neuen Impulsform

Bei der Zeitapproximation des 2T-Impulses hat die strenge zeitliche Begrenzung Priorität. Weitere Ziele sind die Beibehaltung der charakteristischen Halbwertsbreite und eine Impulsform, die nicht wesentlich von der ursprünglichen \cos^2 -Form abweicht. Für das Auffinden einer solchen Funktion ist man auf ein heuristisches Vorgehen angewiesen, da eine gleichzeitige Optimierung im Zeit- und im Frequenzbereich nicht möglich ist. Die Idee ist es nun, in einem ersten Schritt die Halbwertsbreite des ursprünglichen \cos^2 -Impulses unter Beibehaltung der Form um einen Dehnungsfaktor s zu erhöhen. Entsprechend vergrößert sich die Impulsdauer auch um den Faktor s . Die Rechteckfunktion $R_{2T}(t)$ (Gl. 2) ist natürlich an die neue Impulsdauer anzupassen. Damit die Halbwertsbreite wieder identisch mit dem ursprünglichen Wert wird, multipliziert man den Impuls in einem zweiten Schritt mit einer Gewichtungsfunktion $w(t)$. Der neue 2T-Impuls hat dann folgende Gleichung:

$$g_1(t) = U_0 \cos^2\left(\frac{\pi t}{4sT}\right) \cdot R_{2sT}(t) \cdot w(t) \quad (12)$$

$$R_{2sT}(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq 2sT \\ 0 & |t| > 2sT \end{cases} \quad (13)$$

Es liegt nahe, für die Gewichtungsfunktion $w(t)$ eine in der Signalverarbeitung verwendete Fensterfunktion zu verwenden. Jedoch hat es keinen Sinn, hier alle möglichen Fensterfunktionen zu untersuchen. Auf jeden Fall haben sich mit dem Gauss-Fenster befriedigende Ergebnisse bezüglich Verzerrungen ergeben. Um die geforderten Bedingungen wie Impulshöhe und Halbwertsbreite einzuhalten, muss die Funktion $w(t)$ folgende Form aufweisen:

$$w(t) = e^{-\ln(w_T^{-1}) \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2} \quad (14)$$

$$w_T = w(t=T) = \frac{1}{2} \cdot \cos^{-2}\left(\frac{\pi}{4s}\right) \quad (15)$$

42 Vergleich der neuen Signalform mit der \cos^2 -Impulsform

421 Zeitbereich

Trägt man die Differenz der \cos^2 -Impulsform und der neuen Impulsform nach Gl. 12 bei einem Dehnungsfaktor $s = 1,2$ auf, so ist ersichtlich, dass die maximale Abweichung in der Nähe des Impulsfusses auftritt (Fig. 15). Dies ist eine Folge der grösseren Impulsdauer. Innerhalb der Halbwertsbreite, d. h. für Amplitudenwerte, die grösser als $U_0/2$ sind, ist die Differenz dagegen schon vernachlässigbar. Die Impulsformen sind also bis auf die nähere Umgebung des Fusses beinahe deckungsgleich, und Impulshöhe wie Halbwertsbreite weisen identische Werte auf. Tabelle X zeigt eine Zusammenstellung der

Tabelle X. Vergleich des zeitapproximierten 2T-Impulses mit dem \cos^2 -Impuls.

Dehnungsfaktor s	1,05	1,1	1,15	1,2	1,25	1,3
Maximale Abweichung ¹⁾	1,64	2,86	3,86	4,64	5,27	5,71
Max. Abweichung ¹⁾ ($ t \leq T$)	0,29	0,54	0,71	0,86	0,97	1,03
Impulsdauer in ns	420	440	460	480	500	520

¹⁾ In Prozenten der Impulshöhe (700 mV)

charakteristischen Parameter in Abhängigkeit vom Dehnungsfaktor s . Die Halbwertsbreite beträgt 200 ns, die Impulshöhe ist 700 mV_{SS}.

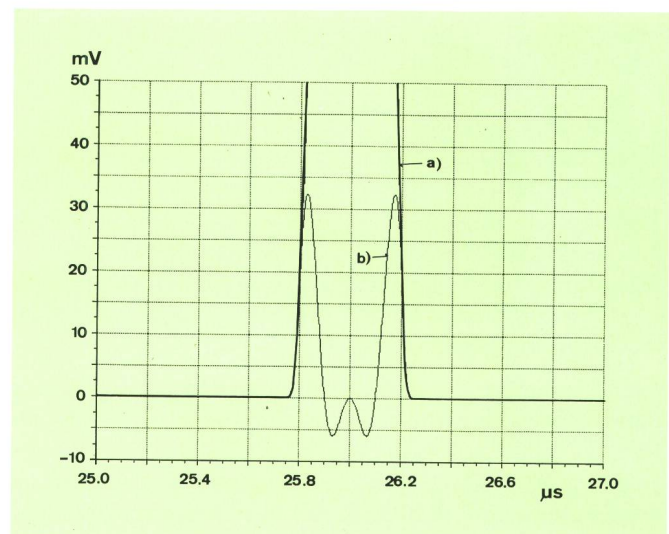


Fig. 15
Ursachen der Signalverformung beim 2T-Impuls
 a) Zeitapproximierter 2T-Impuls im Zeitbereich ($s = 1,2$)
 b) Differenz zwischen zeitapproximiertem Impuls und \cos^2 -Impuls

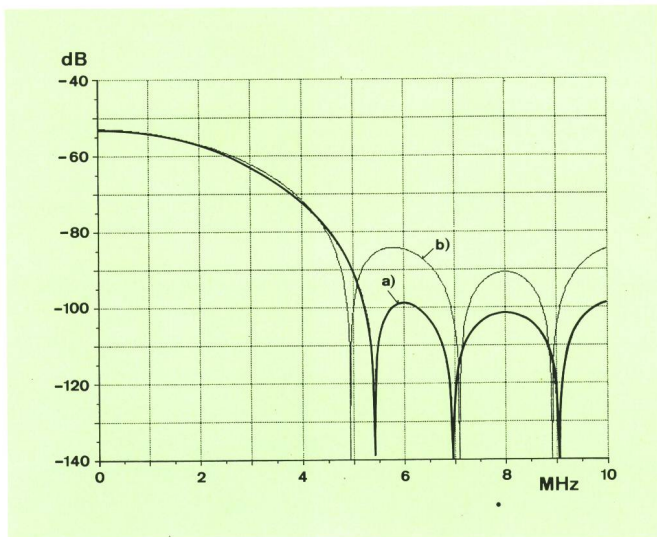


Fig. 16
Ursachen der Signalverformung beim 2T-Impuls
a) Spektrum des zeitapproximierten 2T-Impulses ($s = 1,2$)
b) Spektrum des \cos^2 -Impulses

422 Frequenzbereich

Obwohl sich die Signalform im Zeitbereich nur wenig geändert hat, ist eine merkliche Verbesserung des Frequenzverhaltens eingetreten (Fig. 16). Der erste Seitenzipfel im Sperrbereich des Videobasisbandes konnte gegenüber dem Spektrum der ursprünglichen \cos^2 -Form um beinahe 15 dB unterdrückt werden. Je grösser der Dehnungsfaktor s , desto besser fällt das Frequenzverhalten aus, aber desto grösser ergibt sich die Impulsdauer. Man sollte s gerade so gross machen, dass die Unterdrückung der spektralen Anteile oberhalb der Videogrenzfrequenz ausreicht, damit die Verzerrungen, die ein nahezu idealer Kanal verursacht, vernachlässigbar klein ausfallen.

43 Filterung mit dem zeitapproximierten Signal

Wie verhält sich nun der aus dem ursprünglichen \cos^2 -2T-Impuls entstandene zeitapproximierte Impuls bei der Filterung mit dem in Figur 8 dargestellten Videofilter? Figur 17 zeigt den gefilterten Impuls. Vergleicht man das Ergebnis mit den Kurven des gefilterten Testsignalgenerator- und des \cos^2 -Impulses (Fig. 10), so ist nun eine qualitative Beurteilung des Filters viel besser möglich, da systembedingte Verzerrungen am Fusse des Impulses kaum mehr auftreten. Während beim \cos^2 -Impuls die Verzerrungen hauptsächlich von der schlechten spektralen Unterdrückung oberhalb 5 MHz herrühren, charakterisieren die in Figur 17 verursachten Über- und Unterschwingen den Einfluss des Videofilters. Wie beim Testsignalgeneratorimpuls, sieht man nun viel deutlicher die Anhebung am Fusse des Impulses zwischen $26,0 \mu\text{s}$ und $26,4 \mu\text{s}$. Wie steht es aber bei einem Filter, dessen Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich sehr steil ist? Ist der Energieinhalt des zeitapproximierten 2T-Impulses oberhalb 5 MHz nicht zu gross (Fig. 16)? Beim hypothetischen Grenzfall, wo alle Frequenzen oberhalb 5 MHz abgeschnitten werden, sind die Verzerrungen nicht grösser als 0,3 % der Impulshöhe (Fig. 18). Im Gegensatz dazu treten beim ideal gefilterten \cos^2 -Im-

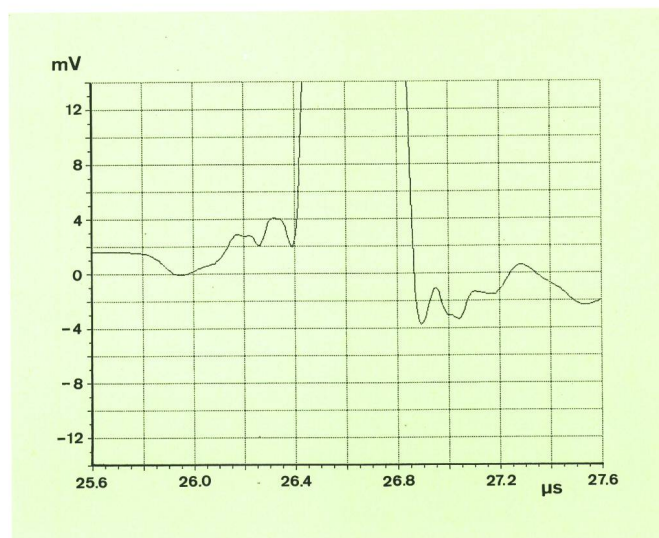


Fig. 17
Zeitapproximierter 2T-Impuls ($s = 1,2$) nach Videofilter (Fig. 8)

puls Verzerrungen mit der sechsfachen Amplitudenhöhe auf (Fig. 11).

Es stellt sich nun die Frage, ob eine zusätzliche Frequenzapproximation noch bessere Ergebnisse bringt.

5 Frequenzapproximation

51 Synthese einer neuen Impulsform

Eine Möglichkeit der Frequenzapproximation besteht darin, das zeitapproximierte Signal mit einer $\sin(t)/t$ -Funktion im Zeitbereich zu falten. Im Gegensatz zur Interpolation wählt man aber hier die zeitliche Normierung dieser Funktion so, dass die Grenzfrequenz des im Frequenzbereich resultierenden Filters identisch ist mit der Videogrenzfrequenz. Natürlich ist es auch in diesem Fall nötig, die $\sin(t)/t$ -Funktion mit einem Zeitfenster zu begrenzen. Die Wahl dieses Zeitfensters ist nachher mass-

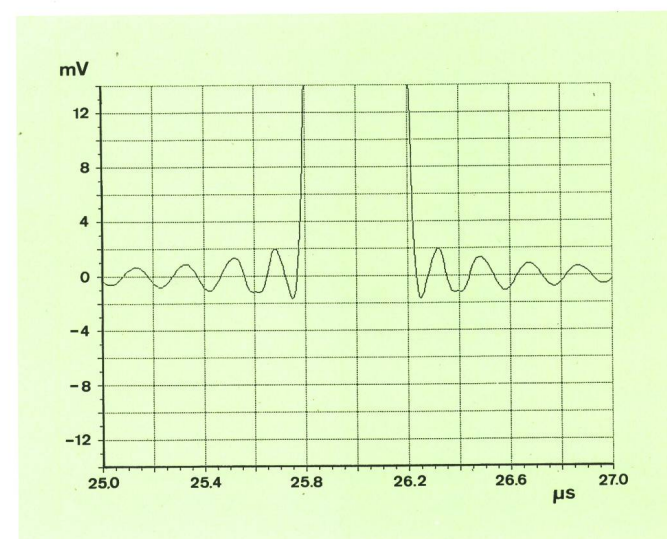


Fig. 18
Zeitapproximierter 2T-Impuls ($s = 1,2$) nach Abschneiden der spektralen Anteile oberhalb 5 MHz

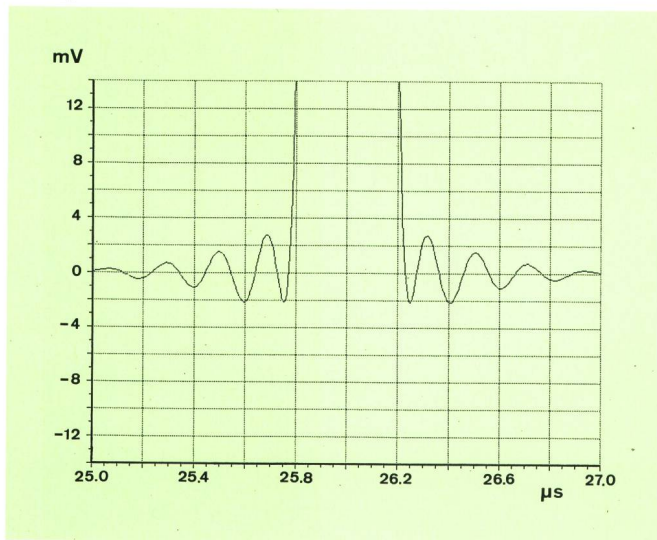


Fig. 19
Frequenzapproximierter 2T-Impuls im Zeitbereich ($s = 1,2$, $n = 10$)

gebend für die spektrale Unterdrückung des neuen, frequenzapproximierten 2T-Impulses $g_2(t)$ (Gl. 16) oberhalb 5 MHz. Die Breite des gewählten Fensters legt die zeitliche Ausdehnung des Impulses fest. In Gl. 17 beschreibt $f(t)$ die Stossantwort des Filters für die Filterung des ursprünglich zeitapproximierten Signals $g_1(t)$ aus Gl. 12.

$$g_2(t) = \int_{-\infty}^t g_1(\tau - t) f(\tau) d\tau \quad (16)$$

$$f(t) = \frac{\sin(2\pi f_g t)}{2\pi f_g t} \cdot v(t) \quad (17)$$

Für die Fensterfunktion $v(t)$ wählt man auch hier zur möglichst guten Unterdrückung des Spektrums im Sperrbereich oberhalb 5 MHz vorzugsweise das Hanning-Fenster (\cos^2 -Fenster):

$$v(t) = \cos^2\left(\frac{\pi f_g t}{n}\right) \cdot R_{n/f_g}(t) \quad (18)$$

Eine explizite Darstellung des Impulses $g_2(t)$ ist nurmehr als Integral in der Form von Gl. 16 möglich. Wegen der zeitlichen Begrenzung der $\sin(t)/t$ -Funktion mit dem Hanning-Fenster kann man die Grenzen ∞ durch die einseitige Fensterbreite $T_g = n/f_g$ ersetzen.

$$R_{n/f_g}(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq n/f_g \\ 0 & |t| > n/f_g \end{cases} \quad (19)$$

52 Untersuchung im Zeit- und im Frequenzbereich

521 Zeitbereich

Die Ausgangsfunktion $g_1(t)$ in Gl. 16 sei der mit einem Gauss-Fenster zeitapproximierte Impuls aus Gl. 12 mit dem Dehnungsfaktor $s = 1,2$. Als Fensterfunktion $v(t)$ wählt man das Hanning-Fenster mit einer einseitigen Fensterbreite von $n = 10$. Der sich daraus ergebende frequenzapproximierte 2T-Impuls $g_2(t)$ ist in *Figur 19* dargestellt. Durch die stärkere Begrenzung des Spek-

trums muss man eine Verbreiterung des Signals in Kauf nehmen. Die Signaldauer setzt sich zusammen aus der ursprünglichen Ausdehnung des zeitapproximierten Impulses $g_1(t)$ und der doppelten Fensterbreite der in Gl. 17 verwendeten Faltungsfunktion $f(t)$.

$$\text{Impulsdauer} = 4sT + n/f_g = (2s + n)/f_g \quad (20)$$

Tabelle XI gibt einen Überblick der Parameter bei Variation der Fensterbreite n/f_g . Es ist bemerkenswert, dass die Fensterbreite kaum einen Einfluss auf die Abweichung des Impulses vom ursprünglichen \cos^2 -Impuls ausübt, was heisst, dass bei zunehmender Fensterbreite nur die Impulsdauer (Gl. 20) grösser wird. Dies ist eine Konsequenz der stärkeren Unterdrückung der spektralen Anteile oberhalb der Videogrenzfrequenz f_g . Eine weitere Feststellung ist, dass die Impulsbreite nicht mehr der Beziehung $4sT$ gehorcht, sondern kleiner ausfällt.

Tabelle XI. Parameter im Zeitbereich.

$n = \text{Fensterbreite} \cdot f_g$	5	10	15	20
Maximale Abweichung ¹⁾	4,74	4,69	4,71	4,71
Max. Abweichung ¹⁾ ($ t \leq T$)	0,79	0,86	0,86	0,86
Halbwertsbreite in ns	200	200	200	200
Impulshöhe in mV _{ss}	697	699	700	700
Impulsbreite ²⁾ in ns	445	460	462	464
Totale Impulsdauer in µs	1,48	2,48	3,48	4,48

¹⁾ Abweichung vom CCIR- \cos^2 -Impuls in Prozenten der Impulshöhe (700 mV)

²⁾ Gemeint ist die Breite des Impulses zwischen den ersten Nulldurchgängen der Anstiegs- bzw. Abfallflanke

522 Frequenzbereich

Figur 20 zeigt das Spektrum des frequenzapproximierten Impulses mit den Parametern $s = 1,2$ und $n = 10$. Natürlich kann man mit einer noch breiteren Gewichtungsfunktion $v(t)$ in Gl. 18 den Energieinhalt oberhalb der Videogrenzfrequenz noch mehr senken, muss dann aber

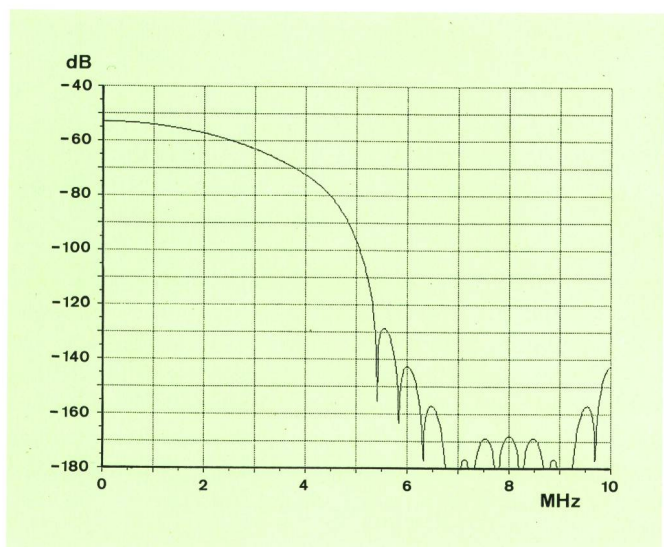


Fig. 20
Frequenzapproximierter 2T-Impuls im Frequenzbereich ($s = 1,2$, $n = 10$)

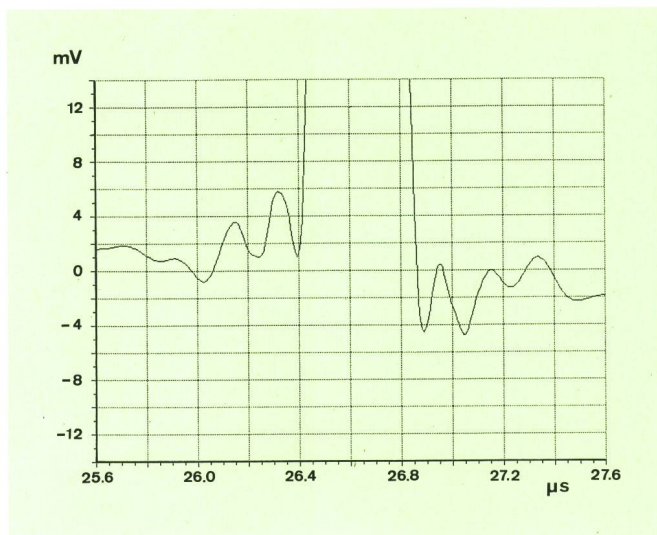


Fig. 21
Frequenzapproximierter 2T-Impuls ($s = 1,2$, $n = 10$) nach Videofilter (Fig. 8)

eine noch grössere Impulsdauer in Kauf nehmen. Doch schon die Fensterbreite $n = 10$ reicht aus, um den ersten Seitenzipfel um nicht weniger als 45 dB gegenüber jenem des \cos^2 -Impulses zu unterdrücken.

53 Filterung mit dem frequenzapproximierten Signal

Die starke Unterdrückung des Spektrums im Videosperrbereich hat zur Folge, dass ein Abschneiden der Frequenzen oberhalb 5 MHz kaum eine Signalveränderung nach sich zieht (vgl. Fig. 22 mit Fig. 19). Bei der Filterung mit dem Videofilter aus Figur 8 sieht man deutlich die Verzerrungen des ursprünglichen Eingangssignals (vgl. Fig. 21 mit Fig. 19).

6 Vergleich der Impulsformen

Bei der Synthese einer neuen Impulsform waren folgende Kriterien zu beachten: Der Impuls soll in seiner zeitkontinuierlichen Beschreibung nur unwesentlich von der ursprünglichen \cos^2 -Form abweichen. Dies ist eine Kompatibilitätsforderung zur Erhaltung der heutigen K-Faktor-Messmethode mit Toleranzmasken. Der Energieinhalt der spektralen Anteile oberhalb der Videogrenzfrequenz von 5 MHz ist so stark zu unterdrücken, dass eine Filterung mit einem Videofilter mit einer Grenzfrequenz höher als 5 MHz und einem sehr guten Gruppenlaufzeitverhalten nur vernachlässigbare Verzerrungen verursacht. Die charakteristische Halbwertsbreite und die Impulshöhe des 2T-Impulses dürfen nicht verändert werden.

Die Figuren 23 bis 25 zeigen den Vergleich zwischen der Messung eines mit einem Videofilter gefilterten Testgenerator-2T-Impulses (a) und den rechnerisch ermittelten Impulsformen (b). Die Messungen wurden mit einem digitalen Oszilloskop durchgeführt. Um Signalverzerrungen besser sichtbar zu machen, wurde ein Videofilter verwendet, das schlechtere Gruppenlaufzeiteigenschaften als das in Kapitel 34 beschriebene aufweist (Unterschwinger bei 26,8 µs). Wie aus den Figuren ersichtlich

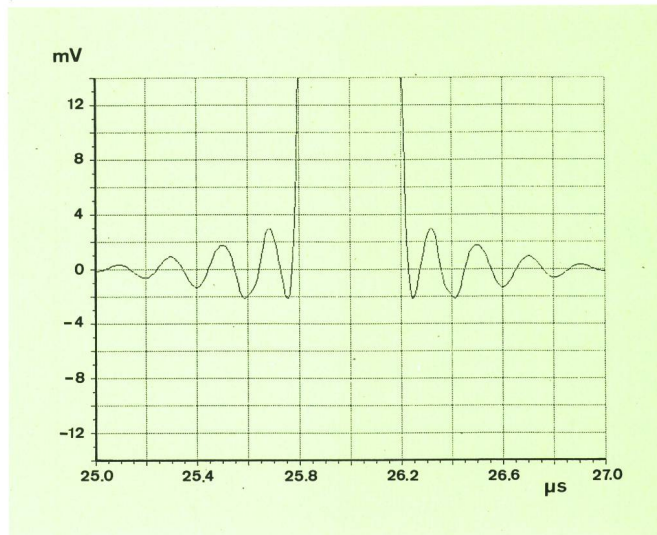


Fig. 22
Frequenzapproximierter 2T-Impuls ($s = 1,2$, $n = 10$) nach Abschneiden der spektralen Anteile oberhalb 5 MHz

ist, besteht zwischen der Messung und der Rechnung mit dem zeitapproximierten (Fig. 24, Kurve b) bzw. frequenzapproximierten (Fig. 25, Kurve b) Impuls eine sehr gute Übereinstimmung. Hingegen verursacht der \cos^2 -Impuls am Fusse der Flanken starke Verzerrungen (Fig. 23, Kurve b), die von der Messung in einem signifikanten Mass abweichen. Dies ist eine Folge der zu schmalen Impulsdauer des \cos^2 -Impulses. Die systematischen Abweichungen von etwa 1 mV zwischen Messung und Rechnung, vor allem für Zeiten kleiner als 26 µs, sind nicht methodisch bedingt. Vielmehr liegt die Ursache im nach unten begrenzten Frequenzbereich des verwendeten Netzwerkanalysators. Dadurch war es nötig, den Frequenzgang des Filters zwischen 0 und 300 kHz zu extrapolieren. Abgesehen von diesem Problem ist es möglich, mit dem Netzwerkanalysator den Filterfrequenzgang ohne besonderen messtechnischen Aufwand mit einer hohen Genauigkeit zu erfassen. Im

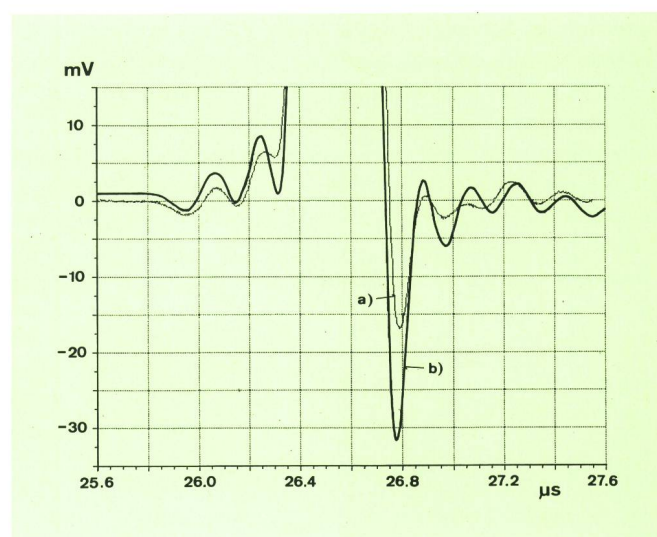


Fig. 23
Vergleich der 2T-Impulse nach Videofilter
a) Testsignalgeneratorimpuls (Messung mit Oszilloskop)
b) CCIR- \cos^2 -Impuls (gerechnet mit FFT)

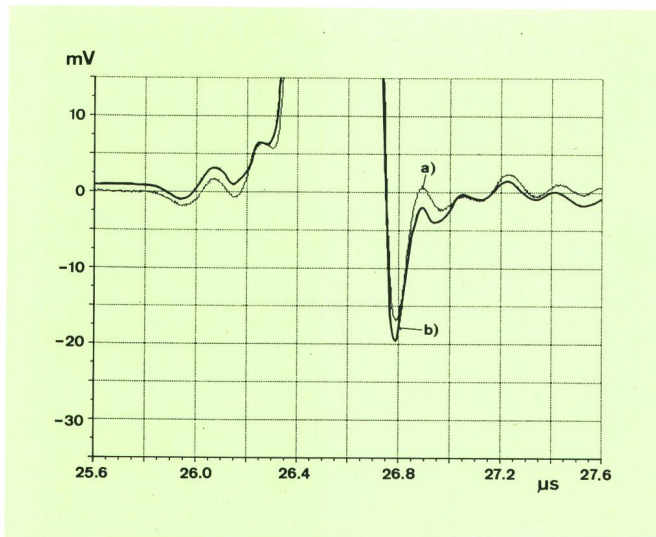


Fig. 24
Vergleich der 2T-Impulse nach Videofilter
a) Testsignalgeneratorimpuls (Messung mit Oszilloskop)
b) Zeitapproximierter Impuls ($s = 1,15$, gerechnet mit FFT)

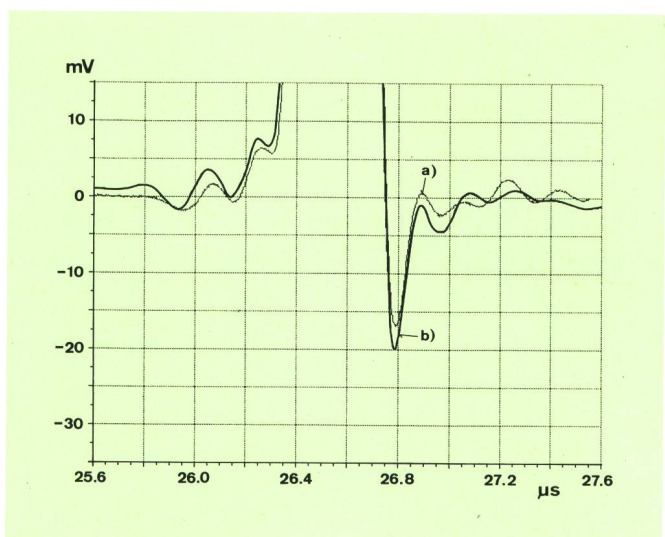


Fig. 25
Vergleich der 2T-Impulse nach Videofilter
a) Testsignalgeneratorimpuls (Messung mit Oszilloskop)
b) Frequenzapproximierter Impuls ($s = 1,17$, $n = 8$, gerechnet mit FFT)

Gegensatz dazu ist es recht aufwendig, den zeitlichen Verlauf des Impulses mit einem Oszilloskop so zu bestimmen, dass die feinen Details im Bereich des Impulsfusses nicht durch Unzulänglichkeiten des Messaufbaus verfälscht werden. Zudem werden an die Eingangsschaltung des Oszilloskops sehr hohe Anforderungen gestellt.

7 Schlussbetrachtung

Die vorliegenden Untersuchungen haben gezeigt, dass die Verwendung des 2T-Impulses in der vom CCIR vorgeschlagenen Form als \cos^2 -Impuls zur Charakterisierung des Impulsverhaltens eines Videoübertragungskanals zu unbefriedigenden Ergebnissen führt, da auch in einem beinahe idealen Kanal Verzerrungen entstehen, die schon in den Bereich von heute üblichen Pflichtentfernungsmasken fallen. Dadurch ist eine Qualitätsbeurteilung des Kanals schlecht möglich. Dies ist eine Folge des zu hohen Energieanteils des \cos^2 -2T-Impulses oberhalb der Videogrenzfrequenz. Eine Verformung des Impulses unter Beibehaltung seiner Halbwertsbreite — mit einer Gauss-Fensterfunktion führt zu einer stärkeren Unterdrückung dieser spektralen Anteile. Man erhält somit eine wesentliche Verbesserung des zeitlichen Impulsverlaufs. Ausserdem besteht bei der Erfassung des Impulsverhaltens eines Übertragungselementes zwischen der Messung mit einem Oszilloskop und der auf-

grund des gemessenen Frequenzganges gemachten Rechnung mit der neuen Impulsform eine grössere Übereinstimmung. Eine zusätzliche Filterung dieses zeitapproximierten Impulses führt zwar zu einer noch besseren Unterdrückung der spektralen Anteile oberhalb der Videogrenzfrequenz. Hingegen erhält man dadurch im Zeitbereich nur noch eine minimale Verbesserung. Auf jeden Fall kann mit den gefundenen Impulsformen ein Videoübertragungskanal besser beurteilt werden als mit dem \cos^2 -Impuls gemäss CCIR.

Bibliographie

- [1] CCIR Rec. 567-2. Transmission performance of television circuits designed for use in international connections, 1986.
- [2] CCIR Rec. 473-4. Insertion of test signals in the field-blanking interval of monochrome and colour television signal, 1986.
- [3] CCIR Rep. 314-6. Insertion of special signals in the field-blanking interval of a television signal, 1986.
- [4] CCIR Rep. 624-3. Characteristics of television signals, 1986.
- [5] CCIR Doc. 11/341-E. Test signals for HDTV, May 1989.
- [6] CCIR Doc. 11/455-E. New approach to the selection of test signals used to evaluate television channel characteristics, June 1989.
- [7] Fa. Hirschmann R. Rankweil A: Transmitter-Transposer-Testsystem, 1989.