



Funktechnik – Basiswissen:

Gunthard Kraus, DG 8 GB

Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM)

Die Quadratur-Amplitudenmodulation ist ein unverzichtbares Werkzeug der modernen Übertragungstechnik, doch ihr Prinzip wirkt etwas geheimnisvoll. Dieser Artikel soll hier Klarheit schaffen - idealerweise durch Mitarbeit des interessierten Lesers am PC mit LTSpice!

1. Grundlegende Informationen

Sehr oft müssen in der Nachrichtentechnik zwei voneinander völlig unabhängige Informationen gleichzeitig mit derselben Trägerfrequenz im selben Kanal übertragen werden.

Mit Hilfe der Mathematik lässt sich beispielsweise ein Achsenkreuz aus zwei senkrecht zueinander angeordneten Achsen bilden. Ordnet man nun den beiden Signalen, die übermittelt werden sollen, jeweils eine Achse zu, ist das plötzlich ganz einfach:

Addiert man nämlich anschließend diese beiden Achsanteile, ist nur noch ein einziges Gesamtsignal zu übertragen.

Technisch gesehen bedeutet das, dass man die beiden unterschiedlichen Informationen auf zwei getrennte Trägersignale (durch AM) aufmoduliert, die jedoch bei gleicher Frequenz 90 Grad Phasenverschiebung aufweisen. Jeder einzelne Träger ändert sowohl seine Amplitude, als auch sein Vorzeichen im Rhythmus der dazu gehörenden Achseninformation. Anschließend werden diese beiden Trägersignale (Fachausdruck: „I = in phase signal“ und „Q = quadrature phase signal“) einfach addiert - das ergibt das „QAM-Signal“.

Dieses QAM-Signal kann jetzt problemlos als **einzelner Träger** über den vorhandenen Übertragungskanal geschickt werden - obwohl es eigentlich aus zwei völlig unterschiedlichen Informationen besteht! Dafür ändert sich seine Amplitude und Phase pausenlos, wobei der Empfänger

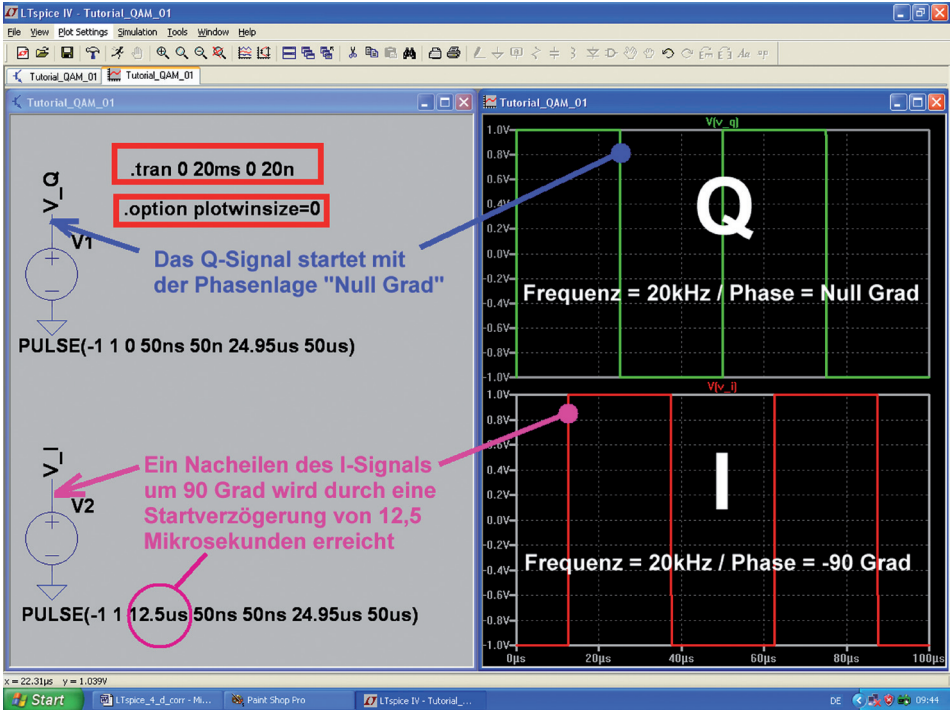


Bild 1: Das ist das Fundament der QAM: zwei Trägersignale mit derselben Frequenz, aber 90 Grad Phasenunterschied (siehe Text)

diese beiden Größen dauernd auswerten muss, um wieder an die ursprünglichen Anteile heranzukommen.

Dieser Trick stammt aus der Vektorrechnung und ist seit vielen Jahrhunderten bekannt - es ist nichts anderes als die Darstellung eines Punktes in einem Achsenkreuz, entweder durch seinen X-Anteil und Y-Anteil ODER durch Betrag und Phase des Zeigers vom Nullpunkt zum gewünschten Punkt im Diagramm.

In der Nachrichtentechnik wurde hiervon jedoch zum ersten Mal beim Übergang vom Schwarzweiß- zum Farbfernsehen Gebrauch gemacht. Hier hat man in

denselben Fernsehkanal, zusätzlich zum Schwarzweißbild (Y-Signal), die Farbinformationen als „Chroma-Signal“ gepackt (...nahe an der oberen Frequenzgrenze des Y-Signals von 5 MHz, nämlich in Europa bei 4,43 MHz, damit sich die beiden Signale möglichst wenig beeinflussen).

Dieses Chroma-Signal selbst besteht aus der „Blau“-Information (korrekt: B-Y) bei der waagrechten Achse bzw. aus der „Rot“-Information (korrekt: R-Y) bei der senkrechten Achse. Da ein Farbbild aber aus den drei Anteilen „Rot, Grün und Blau“ zusammengesetzt wird, scheint noch im Empfänger die Grün-Information zu feh-

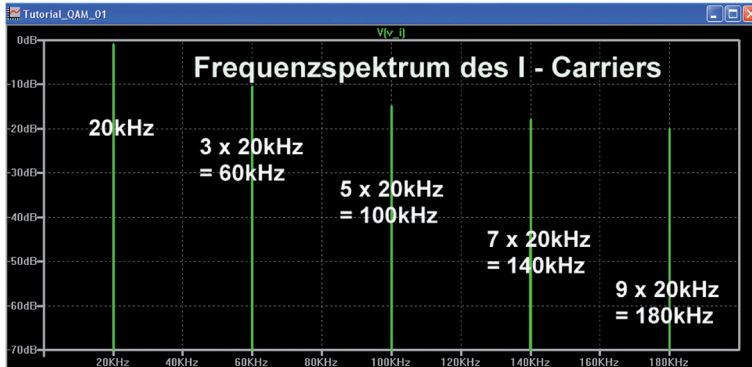


Bild 2:
Über die Dämpfung der geradzahligen Oberwellen im Spektrum des Trägersignals lässt sich am besten die Symmetrie dieses Rechtegsignals prüfen

len. Dem ist jedoch nicht so, denn das immer mit ausgestrahlte Schwarzweißbild besteht aus den drei Anteilen Rot, Grün und Blau in einem exakt bekannten Verhältnis (...gemäß der Augenempfindlichkeitskurve). Gewinnt man nun Rot und Blau durch „Quadratur-Demodulation“

des Chroma-Signals zurück, ist der Rest kinderleicht:

Vom Schwarzweißbild „Y“ subtrahiert man nur die beiden jetzt exakt bekannten Anteile von Rot und Blau und „Grün“ bleibt übrig!

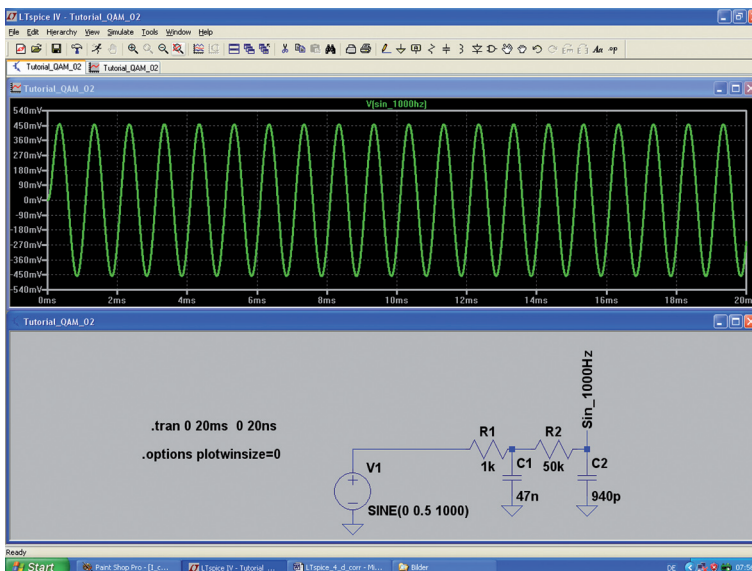


Bild 3:
Eine leichte Übung: Erzeugung eines 1000 Hz-Sinustons mit nachfolgender Filterung für den I-Kanal

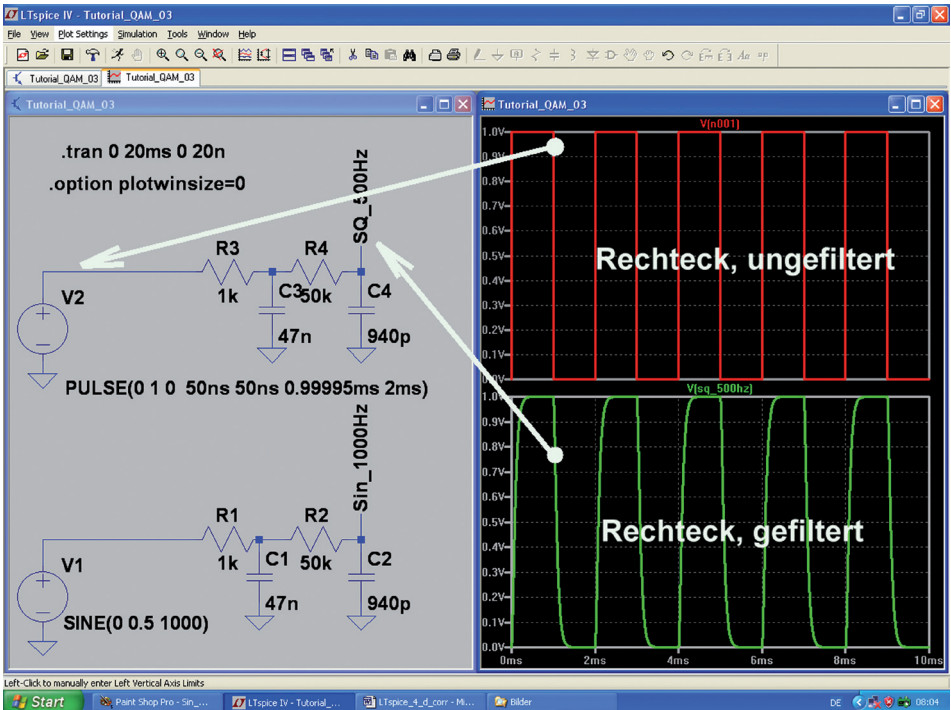


Bild 4: Dasselbe nochmal, aber nun ist das 500 Hz-Rechteck für den Q-Kanal an der Reihe

Die eigentlichen Probleme liegen jedoch auf der Empfängerseite. Er muss nämlich pausenlos mit ausreichenden Informationen über die „Bezugsphase“ versorgt werden, was komplizierter klingt, als es ist. Im Empfänger benötigt man genau dasselbe „stillstehende Achsenkreuz des Senders“, in das man den Augenblickswert des ankommenden QAM-Signals als Betrag und Phase einträgt und anschließend die Werte des X-Anteils und Y-Anteils an beiden Achsen abliest.

Beim analogen Farbfernsehen behilft man sich durch Ausstrahlung von 10 bis 12 Schwingungen mit der Phasenlage Null Grad - also der „Waagrechten Achse des

Sender-Achsenkreuzes“ - bei jedem Zeilenrücklauf. Da der Bildschirm bei diesem Rücklaufvorgang dunkel getastet wird, stört das nicht weiter. Aber mit diesem Referenzsignal (= „Burst“) synchronisiert man einen Quarzoszillator und erzeugt durch eine passende Zusatzschaltung zwei um 90 Grad phasenverschobene Referenzträger für die QAM-Demodulation zur Wiedergewinnung des „I-Anteils“ und „Q-Anteils“.

Bei Digitalübertragungen ist die Sache mit der Bezugsphase deutlich schwieriger. Bei Vielkanal-Übertragungen hat man sich beispielsweise schon damit beholfen, dass in einem „Referenzkanal“

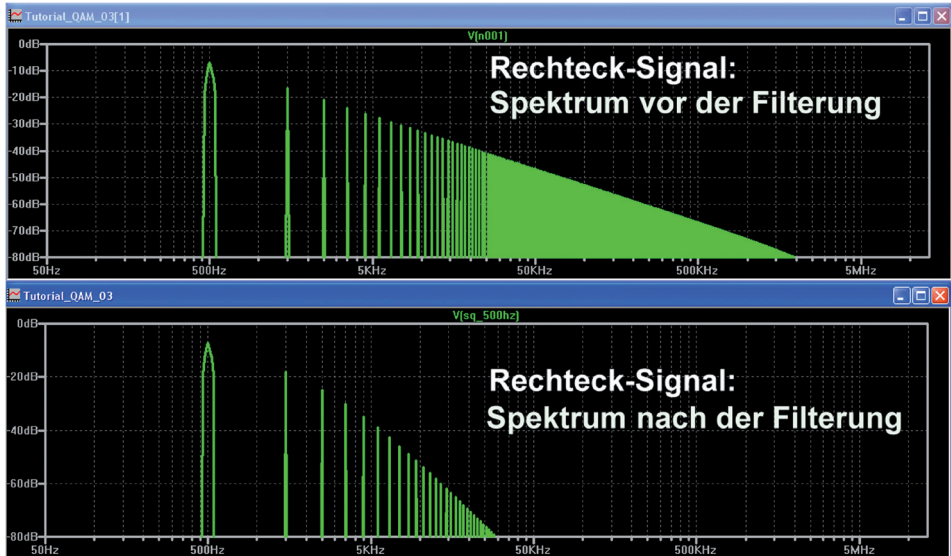


Bild 5: Selbst ein so einfacher RC-Tiefpass reduziert den Oberwellenanteil beträchtlich, kein Wunder bei einer Steilheit von 12 dB / Oktave im Sperrbereich

ständig die „Bezugsfrequenz samt Phase“ in Form einer einfachen und überschaubaren, aber exakt festgelegten Bitfolge übertragen und vom Empfänger ausgewertet wird. Es gibt natürlich noch etliche weitere Möglichkeiten, um ohne diesen zusätzlichen Referenzkanal auszukommen - aber das sind komplexere Themen, die an dieser Stelle zu weit gehen würden.

2. Erzeugung eines QAM-Signals

Zunächst folgende Aufgabenstellung: Zwei Informationen sollen durch QAM eines 20 kHz-Trägers übertragen werden. Dabei gelten folgende Daten:

Signal A (im I-Kanal) ist ein Sinus mit $f = 1000$ Hz und einem Spitzenwert von 0,5 V.

Signal B (im Q-Kanal) ist ein Rechteck mit $f = 500$ Hz, einem Minimalwert von 0 V und einem Maximalwert von 1 V.

Die beiden Trägerkomponenten (= I bzw. Q) haben Rechteckform. Ihre Frequenz beträgt $f = 20$ kHz, der Minimalwert sei -1 V, der Maximalwert dagegen +1 V. Das I-Signal eilt dem Q-Signal um 90 Grad nach.

Man beginnt mit der Programmierung der Spannungsquellen für die Trägerkomponenten in LTspice.

Verwendet werden zwei symmetrische Rechtecksignale mit derselben Frequenz ($f = 20$ kHz) und einer Amplitude von 1 V (kein DC-Anteil), aber einem Phasenunterschied von 90 Grad. Anstiegs- und Abfallzeit seien jeweils 50 Nanosekunden.

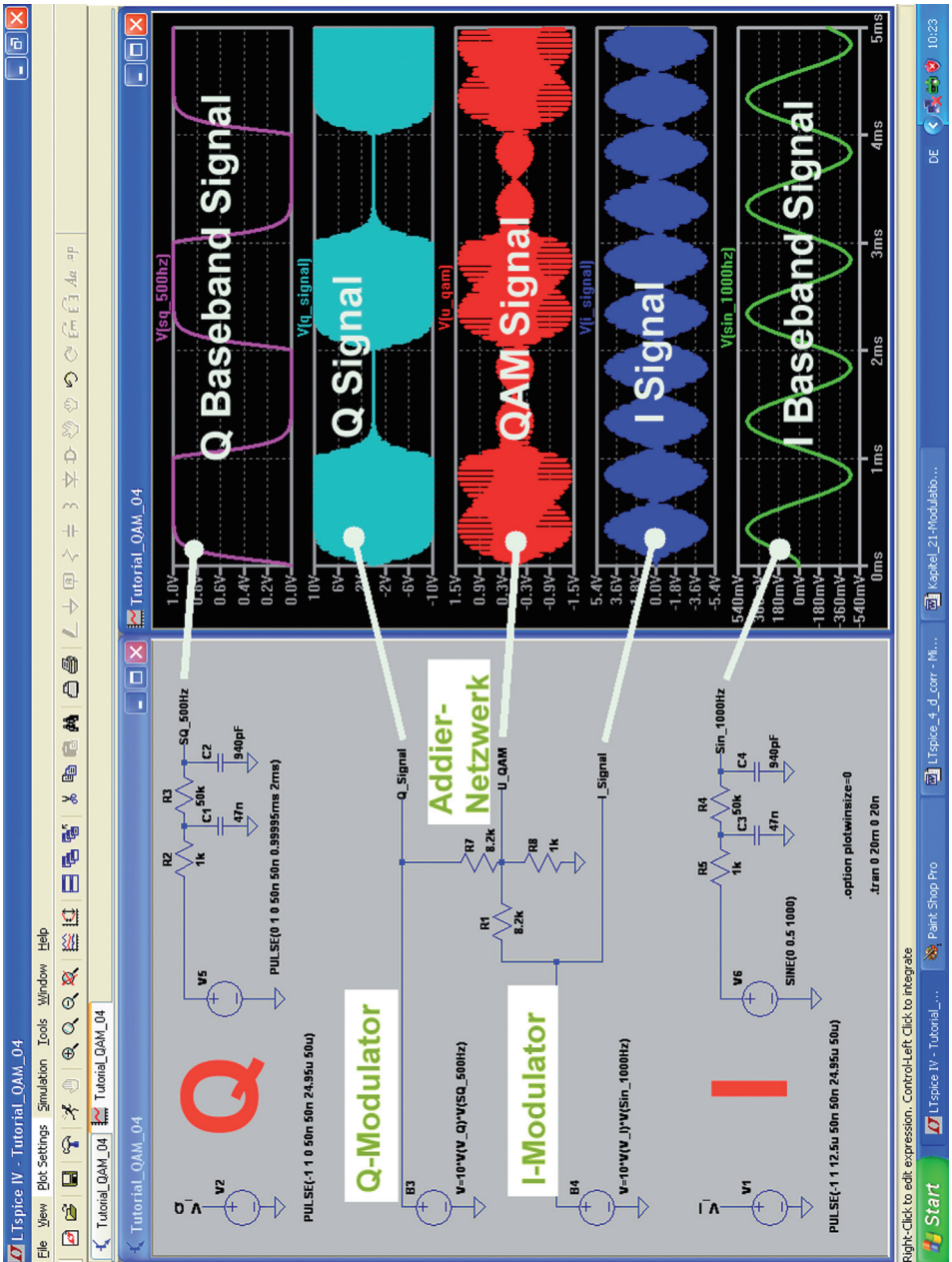


Bild 6: So läuft die eigentliche QAM-Signalerzeugung schließlich ab...

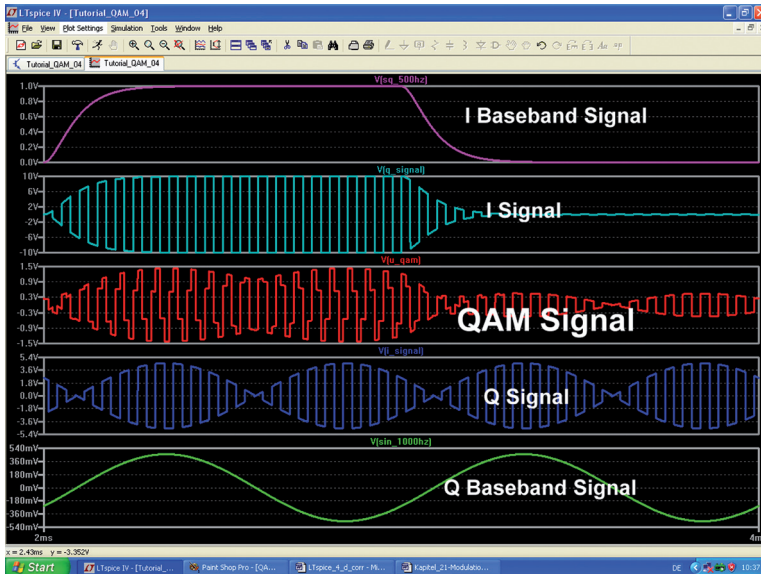


Bild 7:
Ein Blick auf
die Details
der zeitlichen
Verläufe der
beteiligten
Signale
lohnt sich
(siehe Text)...

Achtung:

In SPICE kann man keine „Voreilung in Grad“ programmieren; deshalb lässt man das *I*-Signal durch einen Delay-Eintrag von 12,5 Mikrosekunden bei $f = 20$ kHz um 90 Grad nacheilen.

Das ergibt nun folgende Quellenprogrammierung des Q-Signals:

```
PULSE(-1 1 0 50ns 50n 24.95us 50us)
```

und des *I*-Signals:

```
PULSE(-1 1 12.5us 50ns 50ns 24.95us 50us)
```

Simuliert wird über $t = 20$ ms mit einem maximalen Timestep von 20 ns. Man drückt den Button mit dem Hämmerchen, wechselt auf die Karteikarte „SPICE“ und aktiviert dort „Gear“ unter „Default Integration Method“ (...das erhöht die Stabilität der Simulation).

So erhält man (mit $t = 20$ ms) eine Frequenzauflösung von $1/20$ ms = 50 Hz,

wenn über die FFT das Spektrum betrachtet werden soll. Der maximale Timestep von 20 ns stellt sicher, dass das Simulationsprogramm die Anstiegs- und Abfallzeit von 50 ns bei diesen Impulssignalen nicht übersehen kann.

Zusätzlich wird die Datenkompression mit der SPICE-Direktive „option plotwinsize = 0“ abgeschaltet. Damit steht garantiert eine echte Sample-Anzahl von

$20 \text{ ms} / 20 \text{ ns} = 1\,000\,000$ Samples
für die FFT zur Verfügung.

Wer sich über die „24,95 μs “ statt „25 μs “ bei der Impulslänge wundert, der möge bedenken:

Die Impulslänge ist tatsächlich nur die Zeit, in der das Signal den positiven Höchstwert aufweist. Folglich muss man die Anstiegszeit abziehen, wenn das Signal symmetrisch bleiben soll. Eine Sym-

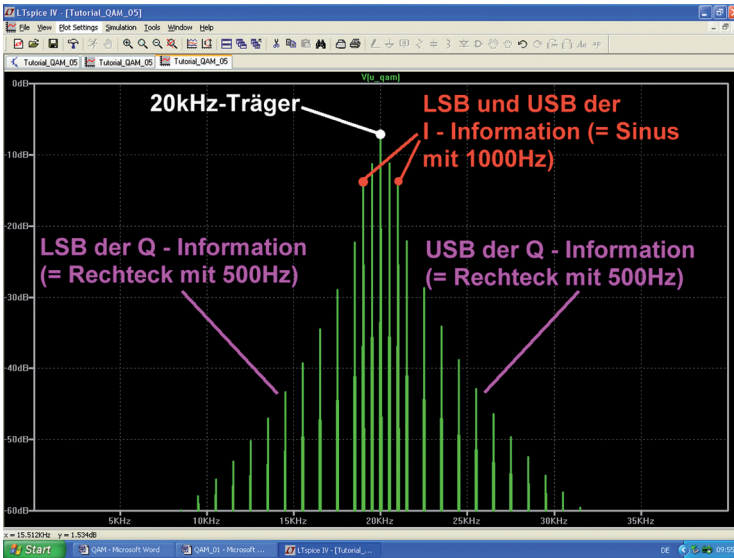


Bild 8:
...aber auch
das Frequenz-
spektrum in der
Umgebung von
20 kHz zeigt
interessante
Einzelheiten

metriekontrolle ist schnell und einfach möglich, wenn man anschließend für eines der beiden Signale eine FFT mit 524 288 Samples durchführt (...das ist erlaubt, denn es stehen 20 ms / 20 ns = 1000 000 echte simulierte Samples zur Verfügung und möglichst viele Samples bei der FFT ergeben einen größeren dargestellten Frequenz- und Dynamikbereich) und den Oberwellenanteil prüfen.

Das Ergebnis der durchgeführten Simulation im Zeitbereich zeigt schließlich **Bild 1**.

In **Bild 2** ist das dazugehörige Spektrum des *I*-Trägers nach der FFT zu sehen (Anleitung: mit der rechten Maustaste auf den Spannungsverlauf klicken, dann „View“ und „FFT“ wählen). Man sieht, dass nur die ungeradzahigen Harmonischen auftreten und alles Unerwünschte um mehr als 70 db gedämpft ist. Das ist ein

sicheres Zeichen für nahezu perfekte Symmetrie des Rechtecksignals.

Jetzt programmiert man die „Basisband-Signale“. Dazu setzt man zwei weitere Spannungsquellen ein und schaltet hinter jede einen einfachen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von ca. 3,4 kHz zur „Bandbegrenzung“ (...das entspricht der oberen Grenzfrequenz eines Telefonkanals). So vermeidet man Probleme durch Frequenzband-Überschneidungen (Aliasing) bei der nachfolgenden Trägermodulation.

Man beginnt mit dem Sinussignal ($f = 1000 \text{ Hz}$ / Spitzenwert = 0,5 V) des *I*-Kanals. Alle erforderlichen Informationen enthält **Bild 3**, wobei der Eintrag bei der dazugehörigen Spannungsquelle lautet „SINE(0 0.5 1000)“.

Im gleichen Simulationsschaltbild fügt

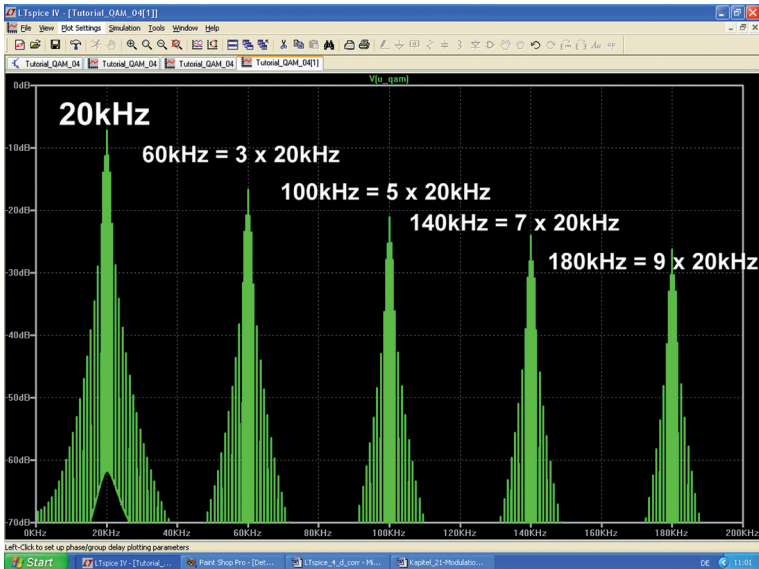


Bild 9:
Dieses voll-
ständige
QAM-Spektrum
entspricht zwar
genau der The-
orie, aber die
Nachbarkanäle
werden damit
sicher nicht
zufrieden sein

man die Spannungsquelle zur Erzeugung des Rechtecksignals im Q-Kanal dazu (Minimalwert = 0V, Maximalwert = +1 V, Frequenz = 500 Hz). Sie erhält die Eigenschaften

PULSE(0 1 0 50n 50n 0.99995ms 2ms)

und auch hier muss man wieder die Anstiegszeit von der Impulslänge abziehen, um perfekte Symmetrie zu erhalten (**Bild 4**). Interessant ist nun ein Blick auf die Wirkung des Filters (= Tiefpass am Ausgang) bei den Oberwellen dieses Rechtecksignals durch einen Vergleich der Spektren in **Bild 5**. Immerhin sind nach dieser Aktion die Signalanteile oberhalb von 5 kHz bereits um mehr als 40 dB gedämpft.

Jetzt wird es interessanter, denn in **Bild 6** hat man die vollständige QAM-Modulatorschaltung vor sich. Hier sind natürlich

einige Erläuterungen nötig:

Die „bv“-Spannungsquelle im Bauteilvorrat von LTspice stellt einen idealen Analog-Multiplizierer zur Multiplikation jeder Trägerkomponente mit ihrem Basisband-Signal dar. Damit verwirklicht man bei jeder Diagrammachse die gewünschte Übertragung des Basisband-Signalverlaufs auf die Trägerfrequenz. Wie gewünscht, kehrt sich dabei durch diese Multiplizierschaltung auch die Phasenlage des Trägers um, wenn das Basisband gerade negativ ist).

Zur Addition der „I-“ und „Q-“ Signale dient ein einfaches Widerstandsnetzwerk hinter jedem Modulator, das allerdings die Einzelamplituden um den Faktor 10 abschwächt. Deshalb wird in jedem Multiplizierer zusätzlich eine zehnfache Verstärkung vorgesehen.

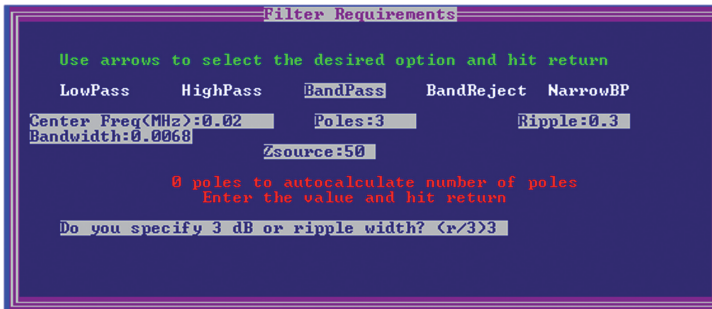


Bild 10:
Die Eingabemaske
des Filterpro-
gramms „fds“:
einfach, aber sehr
übersichtlich

Die erforderlichen Formel-Eingaben für die beiden Multiplizier-Stufen lauten deshalb

für den „I“-Pfad:

$$V = 10 * V(V_I) * V(\text{Sin_1000 Hz})$$

und für den „Q“-Pfad:

$$V = 10 * V(V_Q) * V(\text{SQ_500 Hz}).$$

Interessant sind die Details nach starkem Vergrößern der Diagramme (**Bild 7**). Bei beiden Achssignalen (I-Signal und Q-Signal) ist der Phasenwechsel im Rhythmus der Trägerfrequenz von 20 kHz gut zu sehen. Und nach dem Addieren der beiden Trägerkomponenten wird beim QAM-Signal deutlich auch deren Phasenunterschied von 90 Grad erkennbar.

Doch wie sieht nun das Spektrum eines solchen QAM-Signals aus? Da greift man

wieder zur FFT mit 524 288 Samples und betrachtet **Bild 8**. Es gibt nicht viele Überraschungen, denn man findet wie erwartet, erst einmal die Summen- und Differenzfrequenz des 20 kHz-Trägers und der 1 kHz-Sinus-Information. Das Rechteck im Q-Kanal mit seiner bekannten (aber bereits etwas gefilterten) Sammlung an ungeraden Harmonischen produziert zusätzlich das gut erkennbare dazugehörige *Untere Seitenband* (LSB) und *Obere Seitenband* (USB).

Da es sich um rechteckförmige Trägerkomponenten handelt, muss sich das Spiel bei jeder ungeraden Oberwelle der Trägerfrequenz wiederholen, was in **Bild 9** gut sehen ist. Hier muss sicher noch etwas getan werden, um das Störpektrum zu minimieren.

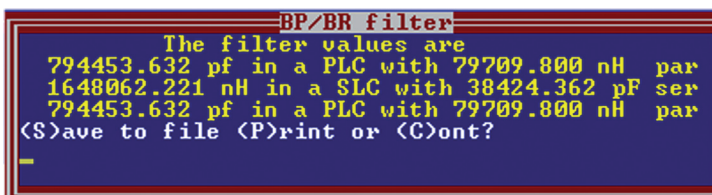


Bild 11:
Kürzer geht eine
Ergebnis-Ausgabe
sicher nicht mehr...
(siehe Text)

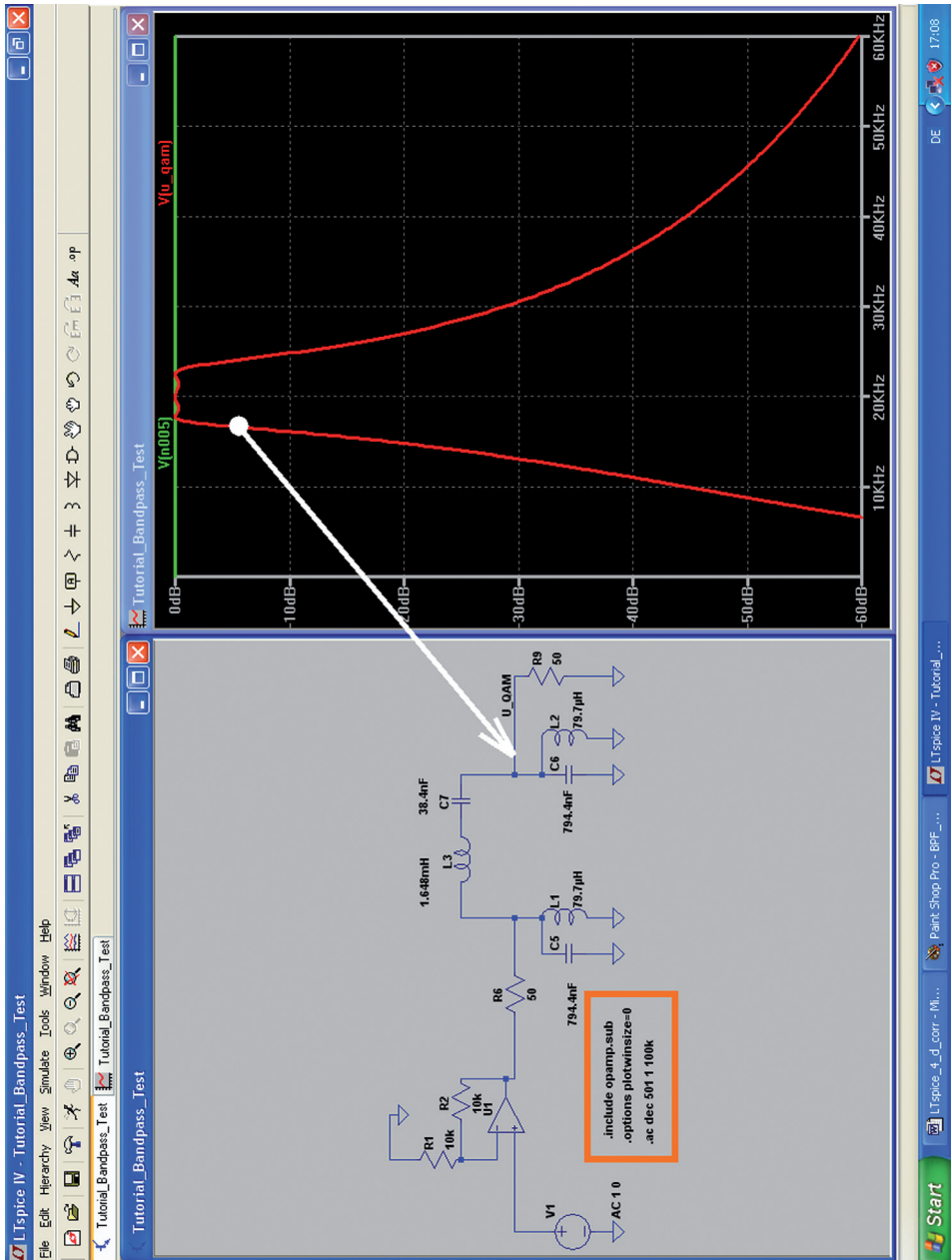


Bild 12: Getreu dem Prinzip: „Vertrauen ist gut, Kontrolle ist besser“ prüft man den Filterentwurf mit einer kurzen Simulation nach

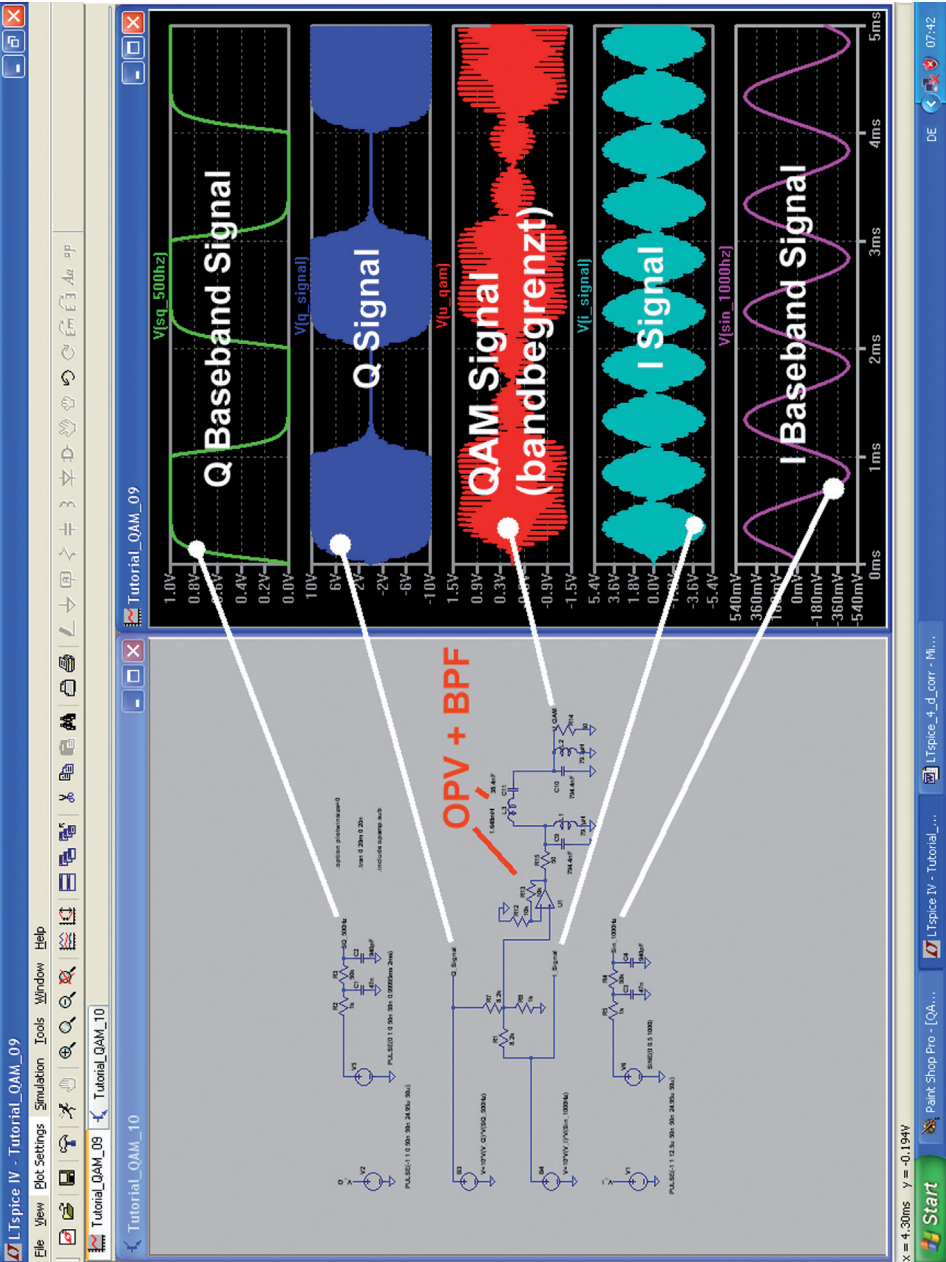


Bild 13: Nach diesem Blick auf die zusätzlich eingebaute Filterung des QAM-Signals...



3. Filterung des QAM-Signals zur Anpassung an die Übertragungs-Kanalbandbreite

Wie man beim Spektrum in Bild 9 leicht sieht, eignet sich das QAM-Signal in dieser Form noch nicht zur Übertragung, denn oft werden viele aneinander grenzende Kanäle benötigt (Prinzip von FDM = frequency division multiplex). Diese dürfen sich natürlich nicht gegenseitig stören und deshalb muss jeder Kanal durch einen geeigneten steilflankigen Bandpass vom Nachbarn „isoliert“ und von seinen Harmonischen befreit werden. Daher folgt hinter dem Addiernetzwerk zur QAM-Erzeugung ein nichtinvertierender Operationsverstärker mit zweifacher Verstärkung. Er wird mit einem zusätzlichen Innenwiderstand von $50\ \Omega$ versehen und kann damit einen Bandpass mit einer Bandbreite von 6,8 kHz und $R_i = R_a = 50\ \Omega$ speisen.

Der Bandpass-Entwurf ist mit heutigen Programmen (aus dem Internet) ein Kinderspiel und die reinste Freude. Die Auswahl ist groß, aber hier wurde (wohl aus Gewohnheit, weil das Programm seit vielen Jahren installiert ist und weil es auf andere Weise auch nicht flatter geht!) mit einem alten DOS-Programm namens „fds.exe“ gearbeitet. Und das sind die nötigen Eingaben:

Bandpass, Tschebyschef-Typ
 Filtergrad = Zahl der Pole = $n = 3$
 $Z_{in} = Z_{out} = 50\ \Omega$
 Ripple = 0,3 dB
 Mittenfrequenz = 20 kHz
 3 dB-Bandbreite = 6,8 kHz

Die Eingabemaske des Programms zeigt **Bild 10** und **Bild 11** das Entwurfsergebnis. „PLC“ bedeutet dabei „parallel LC resonant circuit“ und „SLC“ natürlich „series LC resonant circuit“...

Nun wird damit in LTspice eine Testschaltung aufgebaut und die Filterkurve samt Verstärkung geprüft.

Sie findet sich in **Bild 12** und folgende Dinge bedürfen einer Erklärung:

- a. `.options plotwinsize = 0`
bedeutet, dass die Datenkompression abgeschaltet ist.
- b. `.ac dec 501 1 100 k`
ergibt einen dekadischen AC-Sweep von 1 Hz bis 100 kHz und 501 Punkten pro Dekade
- c. Für diesen AC-Sweep muss bei der Spannungsquelle V1 die *Amplitude auf „1“ und die Phase auf „0“* gestellt sein (= Eintrag „AC 1 0“ bei den „Properties“ der Spannungsquelle)
- d. Als Operationsverstärker holt man aus der Bibliothek und dem Unterordner „Opamps“ das Bauteil „opamp“
- e. Diesem OP muss jedoch ein Spice-Modell zur Verfügung gestellt werden. Das erfolgt durch die Direktive `„include opamp.sub“`.
- f. Die Ausgangsspannung am Lastwiderstand von $50\ \Omega$ ist (wegen der Leistungsanpassung beim Filter) um 6 dB = Faktor 2 gegenüber der Ausgangsspannung des OPs gedämpft. Deshalb wird der Operationsverstärker in nichtinvertierender Schaltung mit der Verstärkung $V = 2$ betrieben, damit am Filterausgang wieder derselbe Pegel herrscht wie am Eingang des OPs.

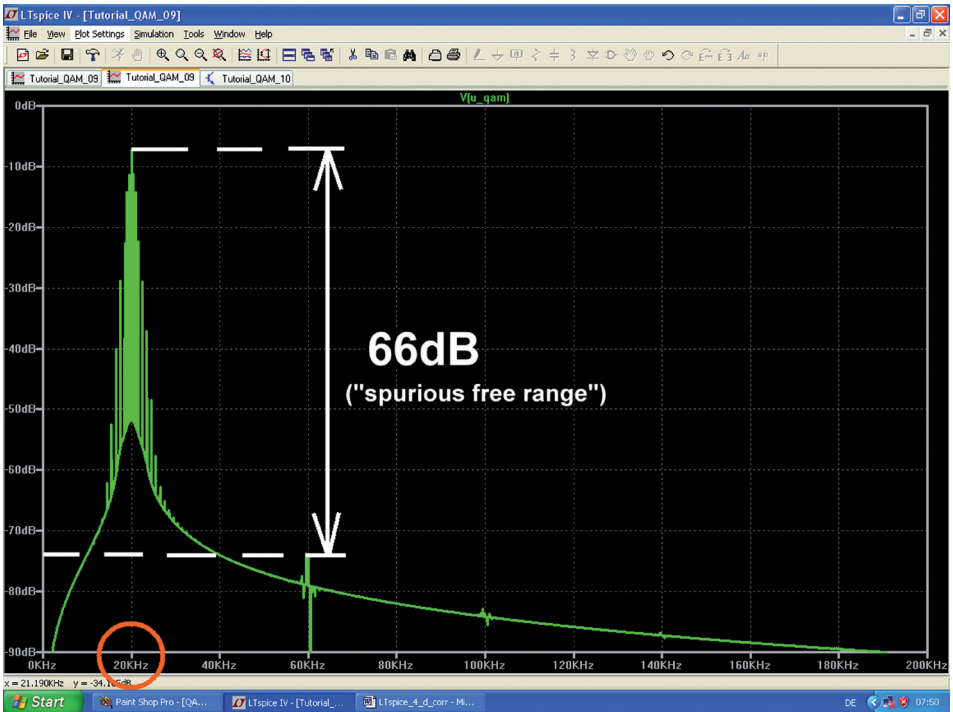


Bild 14: ...zeigt das Spektrum den durchschlagenden Erfolg dieser Massnahme

Und nach einem Klick auf den „Button mit dem Hammer in der Menüleiste“ kontrolliert man nochmals, ob wirklich unter „SPICE“ die Integrationsmethode „Gear“ eingestellt ist. Bild 12 gibt anschließend die gewünschte Auskunft und die beruhigende Entwarnung: alles bestens!

Jetzt folgt wieder ein Stück Arbeit, denn der OP samt Bandpass muss in das „große Schaltbild zur QAM-Erzeugung“ eingefügt und eine neue Simulation gestartet werden (Bild 13). Interessant ist anschließend ein Blick auf das Spektrum des „bandbegrenzten QAM-Signals“, wie es Bild 14 zeigt. Nun können sich die Nachbarkanäle im Vergleich zu Bild 9 sicher

nicht mehr beklagen, denn die Mindestdämpfung der unerwünschten Anteile beträgt 66 dB.

4. Demodulation des QAM-Signals

4.1. Prinzip der Synchron-Demodulation

Auf der Empfangsseite muss man die beiden übertragenen Signale wieder trennen und dazu braucht man erneut das „Achsenkreuz“, wie es auf der Senderseite benützt wurde. Wie schon erwähnt,

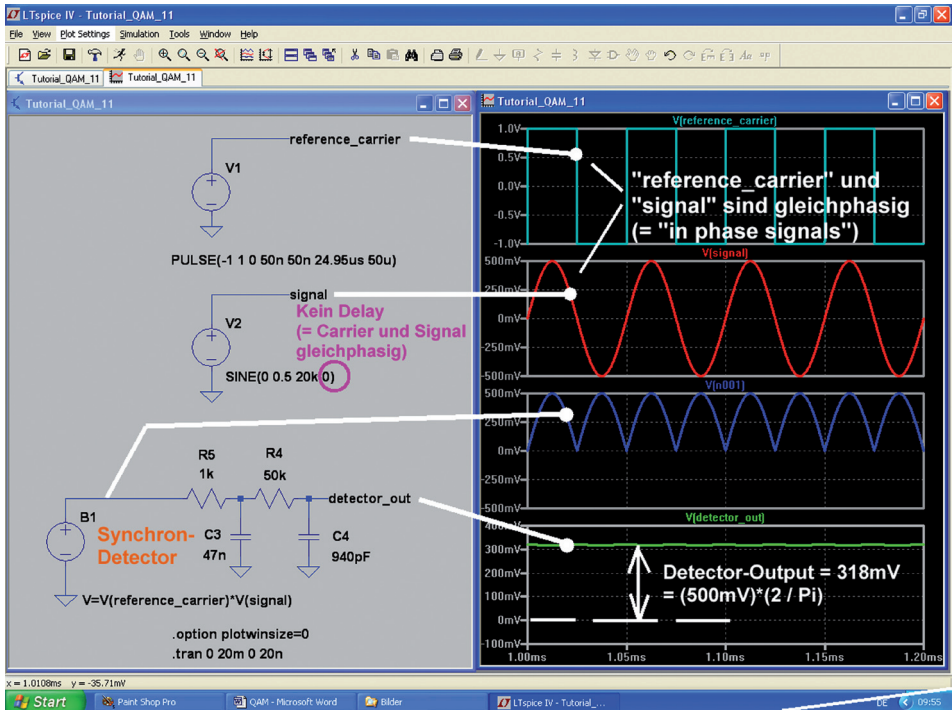


Bild 15: Hier sieht man das Prinzip der Synchron-Demodulation von „in phase signals“ (siehe Text)...

ist diese Maßnahme die erste und allerwichtigste Aufgabe im Empfänger, aber das ist ein eigenes, aufwendiges und komplexes Gebiet.

Deshalb setzt man einfach voraus, dass dieses Problem bereits gelöst ist und hier die beiden „Carrier-Signale“ für die Achsen mit einem exakten Phasenunterschied von 90 Grad zur Verfügung stehen.

Zur Wiedergewinnung der beiden Einzel-Signale „I“ und „Q“ sind wieder zwei Produktdetektoren erforderlich. Ihnen wird gemeinsam das empfangene QAM-Signal zugeführt, aber jeder Detektor

wird zusätzlich mit seinem zugehörigen Carrier-Signal gespeist. Was dann bei unterschiedlichen Phasenlagen zwischen QAM-Signal und Trägersignal abläuft, zeigen die **Bilder 15 und 16**. In Bild 15 herrscht Gleichphasigkeit und nach der Multiplikation der beiden Signale sieht man, dass sich die Schaltung wie ein Brückengleichrichter verhält. Die negativen Halbwellen des QAM-Signals werden durch das zum gleichen Zeitpunkt ebenfalls negative Carrier-Rechtecksignal umgepolt (= drittes Diagramm von oben) und bei einem QAM-Spitzenwert von 500 mV erhält man am Ausgang des Detek-

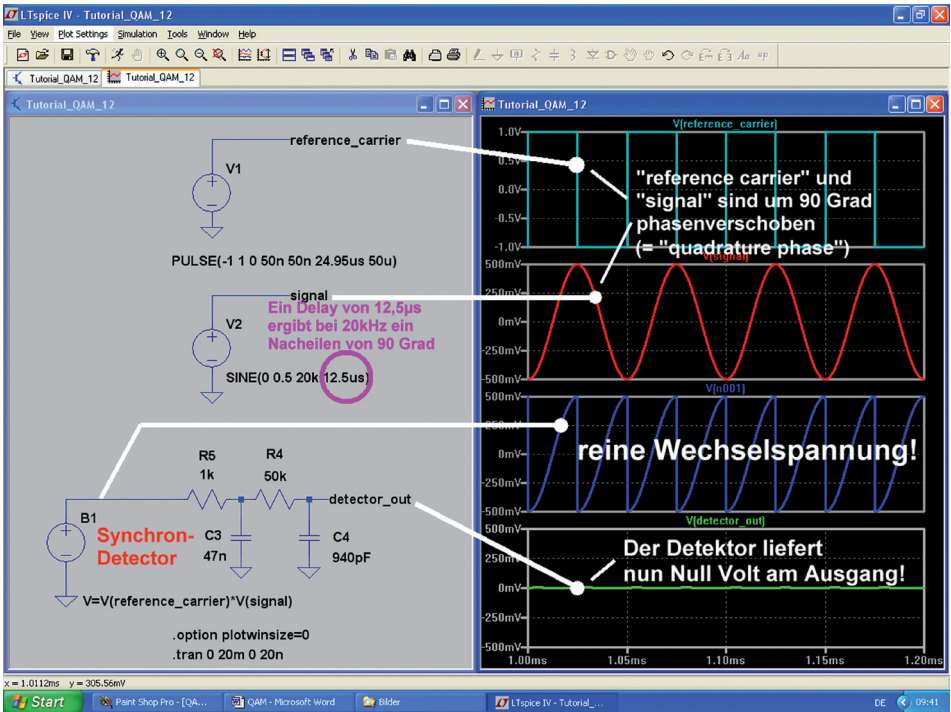


Bild 16: ...und die „quadrature phase signal“ - Demodulation ist auch nicht schwieriger zu verstehen

tors nach der Filterung den berühmten „Arithmetischen Mittelwert“. Er beträgt laut Lehrbuch

$$U_{DC} = \frac{U_{peak} \cdot 2}{\pi} = \frac{500mV \cdot 2}{\pi} = 318mV$$

Die Lösung für diejenigen QAM-Signale, die um 90 Grad gegenüber der verwendeten Trägerkomponente phasenverschoben sind, liefert **Bild 16**. Da wird die Spannung am Detektorausgang zu Null, denn nach der Multiplikation beobachtet man eine reine Wechselspannung mit gleich großen positiven und negativen Flächen ohne Gleichspan-

nungsanteil (wieder: drittes Diagramm von oben).

4.2. Die Simulation der vollständigen QAM-Demodulatorschaltung

Das Kernstück sind jetzt natürlich zwei „bv“-Quellen, die als Analog-Multiplizierer dienen.

Wie besprochen, werden jeder Schaltung das empfangene QAM-Signal sowie die entsprechende Trägerkomponente mit der passenden Phasenlage zugeführt.

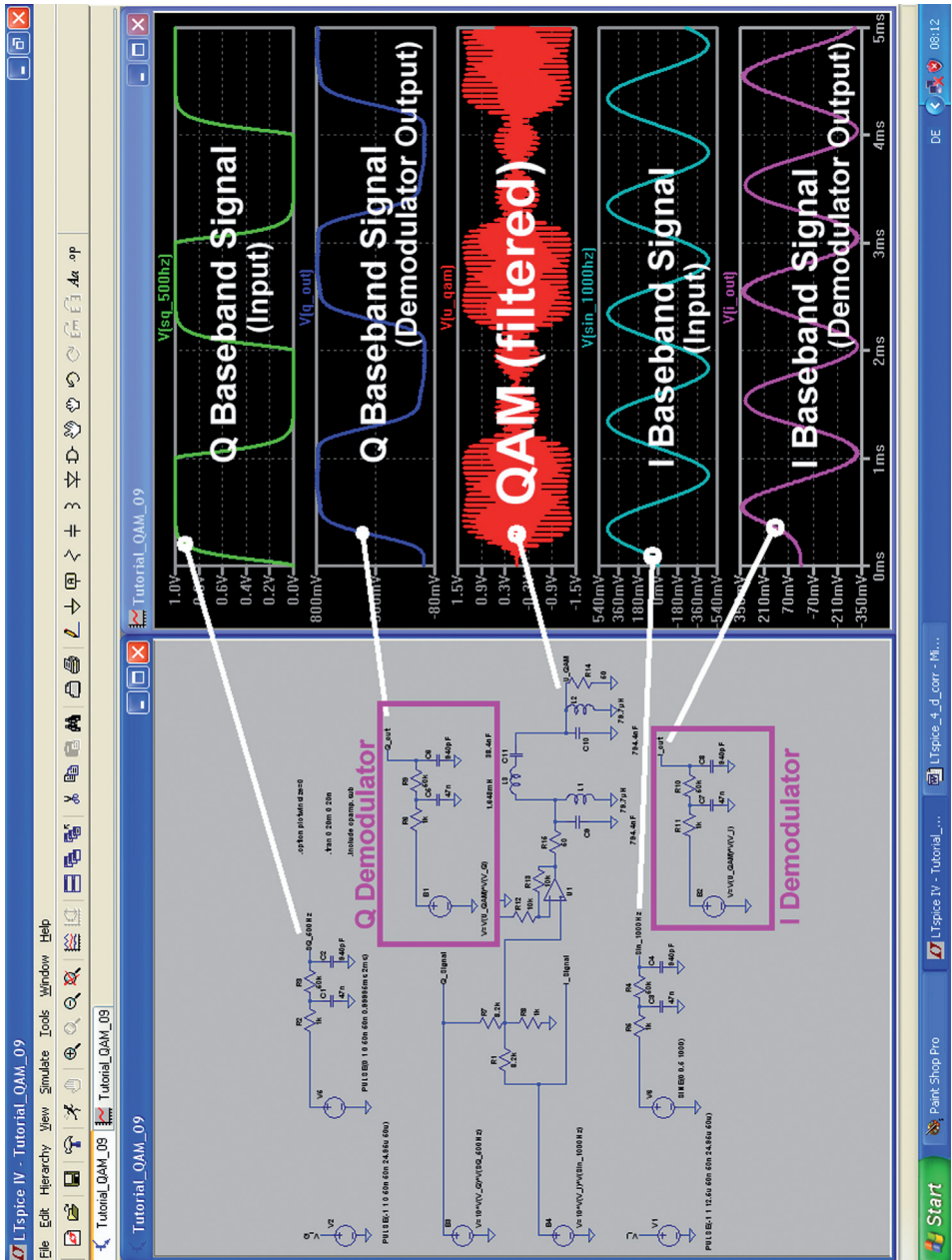


Bild 17: Damit sind wir nach dieser Rundfahrt wieder beim Ausgangspunkt, nämlich den (jetzt demodulierten) beiden Basisband-Signalen angekommen

Durch diese Multiplikationen erreicht man, dass bei beiden Achsen nur die jeweils mit der entsprechenden Achsenrichtung „korrelierenden“ (= in der Phasenlage übereinstimmenden) Signalanteile herausgefischt werden.

Die erforderlichen Formel-Eingaben für die beiden bv-Quellen lauten deshalb für den „Q“-Pfad:

$$V = V(V_QAM) * V(V_Q)$$

und für den „I“-Pfad:

$$V = V(V_QAM) * V(V_I)$$

So wird sich an jedem Multiplizierer-Ausgang wieder das dazugehörige Basisband-Signal einstellen!

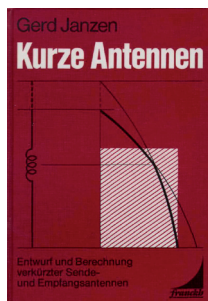
Zur Beseitigung der Trägerfrequenzreste und der Oberwellen folgt an jedem Demodulator-Ausgang die schon bekannte Tiefpassschaltung. So kommt man zu **Bild 17**. Wie man sieht, sind die beiden

übertragenen Informationen nach der Demodulation identisch mit den beiden zugeführten Basisband-Signalen. Lediglich die abgerundeten Ecken und die „müden“ Flanken weisen beim Rechtecksignal darauf hin, dass sein Oberwellenanteil gründlich reduziert wurden. Und ein leichtes Nacheilen der beiden Ausgangssignale gegenüber den ausgestrahlten Basisbändern demonstriert die zeitlichen Verzögerungen durch die begrenzten Bandbreiten der Filterschaltungen in jedem Kanal. Aber genau das ist die Sache mit der berühmten „Gruppenlaufzeit“ (= group delay).

5. Literatur

[1] LTspice-Tutorial (Band 1 und Band 2) des Autors. Kann unter www.elektronikschule.de/~krausg aus dem Internet heruntergeladen werden

ANZEIGE



...bei uns erhältlich:

Kurze Antennen

von Gerd Janzen
408 Seiten, gebunden
Art.Nr.: 08129

€ 28,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand

Monopolantennen und Vertikalantennen

von Gerd Janzen
471 Seiten, broschur
Art.Nr.: 08160

€ 39,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand



Fachversand für Funkzubehör
Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf
Tel. 09133-77980, Fax 09133-779833
Email: info@ukwberichte.com
www.ukw-berichte.de