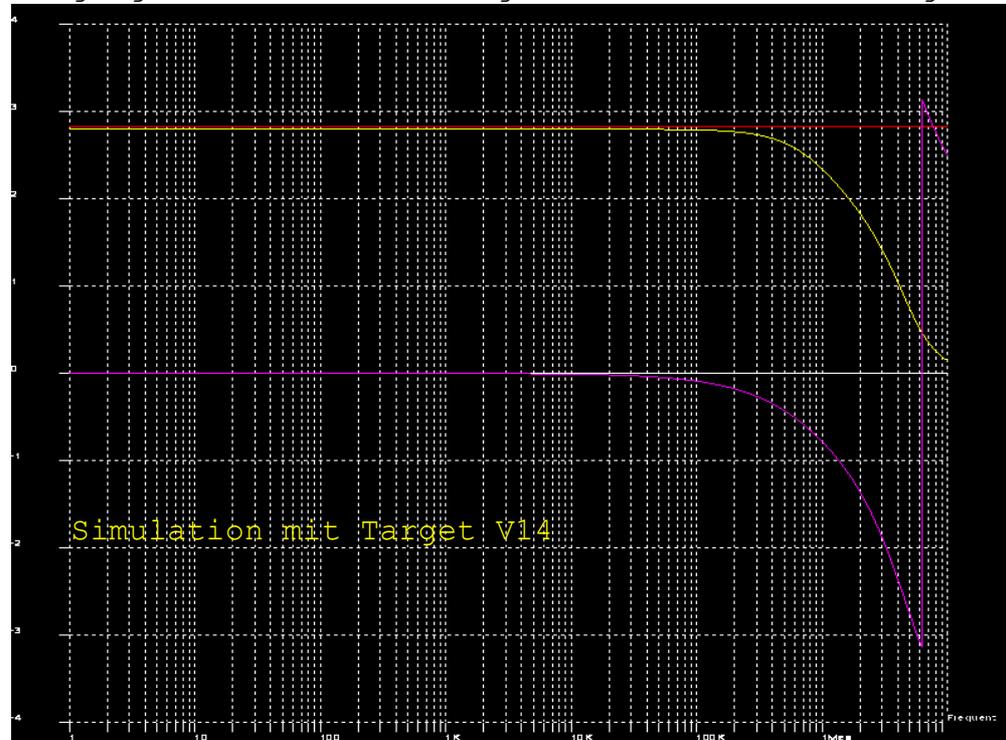




Impedanzwandler mit Burr Brown IC (nichtinvertiert, V=1) mit übergreifender Grundbetrachtung auf den folgenden Seiten

Last 10kOhm (über 1m Cinch-Leitung mit $0,3\mu\text{H/m}$, 150pF/m)
Frequenzgang 0 ... 1,6MHz (-3dB)
Rot = Input, gelbe Kurve am Lastwiderstand, Phase magenta
(Eingangswiderstand der angeschlossenen Schaltung bzw. Gerät)



Input hier 140mVss, Periode Rechteckimpuls $25\mu\text{s}$, Sprung von 10% auf 90% in 175ns, von 0% auf 100% in 630ns.

Wie in den Beispielen zu sehen ist, kann eine exzellente Übertragungsqualität mit den von mir verwendeten Operationsverstärkern erzielt werden. Ein absolut linearer F-Gang verbunden mit sehr schnellem Rechtecksignal bei monotonem Ein- und Ausschwingen garantiert absolute Musikalität. Der Klirrfaktor bei 1kHz beträgt 0,0003%. Im Beispiel ist ein 1m Cinch-Kabel (Verbindung zum angeschlossenen Gerät, z. B. Endstufe) hoher Qualität einbezogen, um die Frage nach den möglichen negativen Auswirkungen der Kabel zu zeigen. Für längere Kabel - simuliert mit 3facher Induktivität sowie 3facher Kapazität ergeben sich immerhin noch als -3dB Grenzfrequenz 1MHz sowie fast gleiche Impulszeiten. Lediglich eine winzig kleine 10MHz Rauschfahne im Bereich der Einschwingzeit der Impulsflanke mit sehr geringer Amplitude legt sich auf die Übertragung, wenn nicht entsprechende Gegenmaßnahmen ergriffen werden. Für Sonderfälle kann eine entsprechende Simulation gemacht werden, die dann weitere Erkenntnisse zeigt bzw. geeignete Maßnahmen erkennbar macht, bevor überhaupt Bauelemente zum Einsatz kommen.

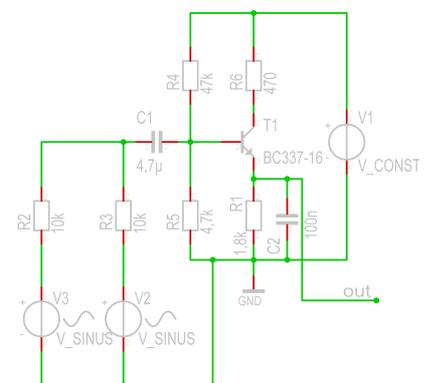
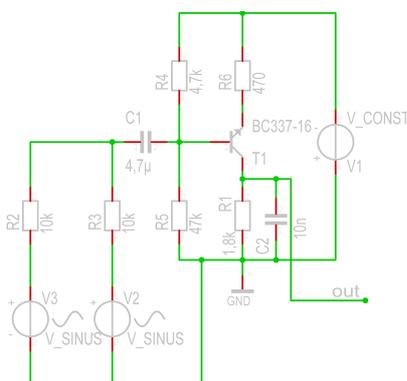
Nicht sicher kann die Auswirkung auf TIM beurteilt werden, denn die komplexe Last wird zwar phasen- und amplitudenmäßig betrachtet und im Ergebnis scheinen hervorragende Werte zu entstehen, jedoch sind meinerseits Bedenken aufgetaucht.

Der Grund ist die bessere Klangqualität (wurde sofort hörbar), wenn hochwertige Kabel statt einfacher Cinch-Leitungen benutzt werden. Das deutet auf das bekannte Problem hin, dass hier möglicherweise Emitterfolger (oder Sourcefolger) die Signale an die Last liefern. Das vom Hersteller bereitgestellte Datenblatt liefert darüber keine Erkenntnis. Dort sieht man nur ein Dreieck - wie bei der Darstellung von OPVs üblich. Würde keine TIM auftreten, dürfte der Klangunterschied nicht vorkommen, denn laut Simulation gehen die Frequenz- und Phasengänge außerhalb des Hörbereichs noch weiter - also wieso entsteht eine hörbare Veränderung!? Die Schaltung scheint eindeutig auf die unterschiedliche Kabelkapazität zu reagieren. Offenbar haben die dickeren HighEnd-Kabel eine andere Kapazität. Damit entsteht wahrscheinlich am IC-Out keine so ausgeprägte Intermodulation. Ob diese entsteht, wird noch später hier dargestellt.

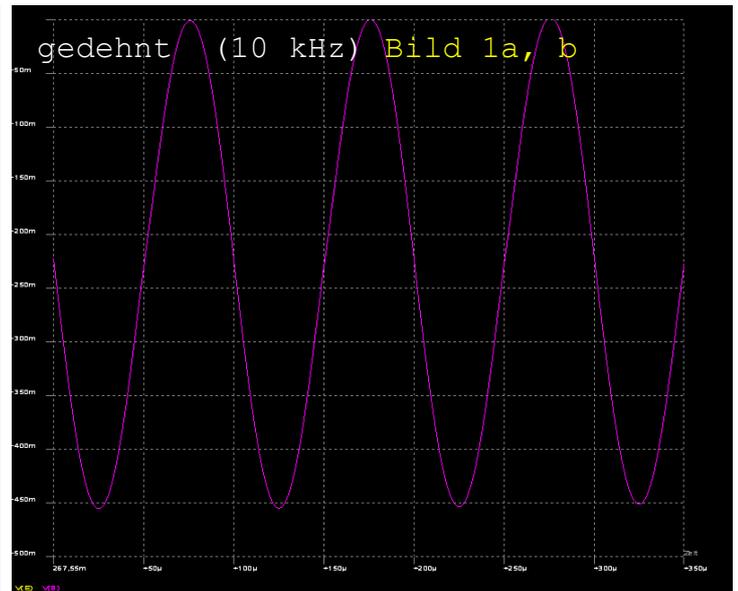
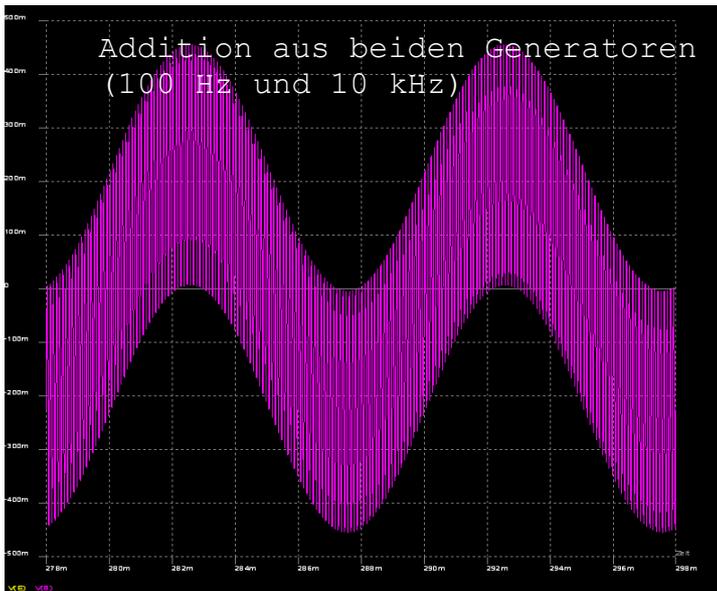
Links: Prinzip Emitterschaltung (nicht Emitterfolger!)

Signalabnahme am Kollektor

Rechts: Emitterfolger (Signal wird am Emitter abgenommen)

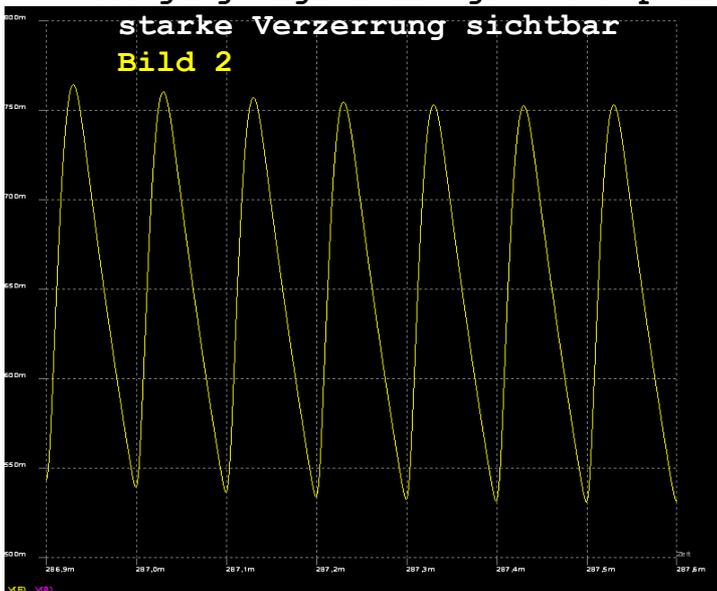


Wie aus den Schaltbildern (originale Simulationen) ersichtlich ist, wird das Signal bei der Emitterschaltung (oben links) am Kollektor abgenommen, beim Emitterfolger (Kollektor-Basisschaltung) am Emitter. Um - weil nur eine Einzelstufe jeweils verglichen wird - die Ergebnisse zu erkennen, wurden als komplexe Last eine „kräftige“ Kombination aus Widerstand und relativ großem parallel geschaltetem Kondensator gewählt. Dabei ergibt sich folgendes Bild: Eine an der Basis aus 2 Generatoren addierte Spannung (100 Hz + 10 kHz als Summe, Bild 1a, b) ergibt am Kollektor (linke Schaltung) die invertierte Ausgangslage, bei der rechten Schaltung die phasengleiche Lage. Diese ist aber im Prinzip unerheblich, wichtiger ist der entstandene Grad der Veränderung am Signal.

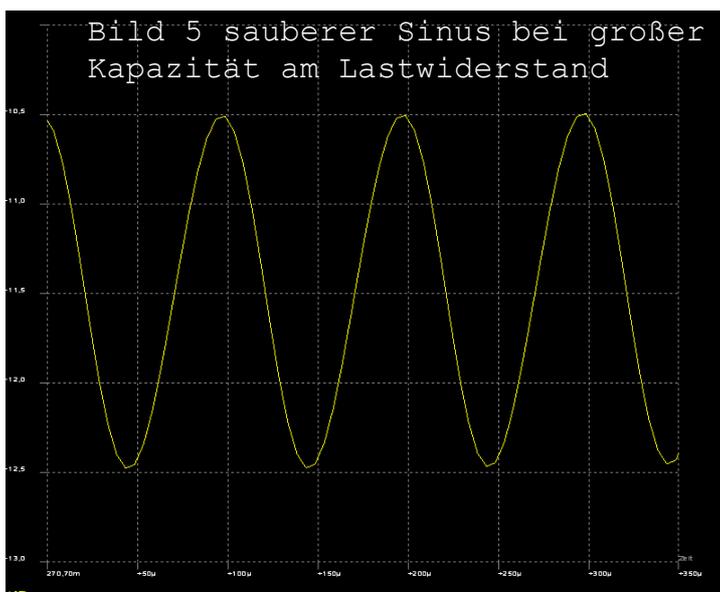
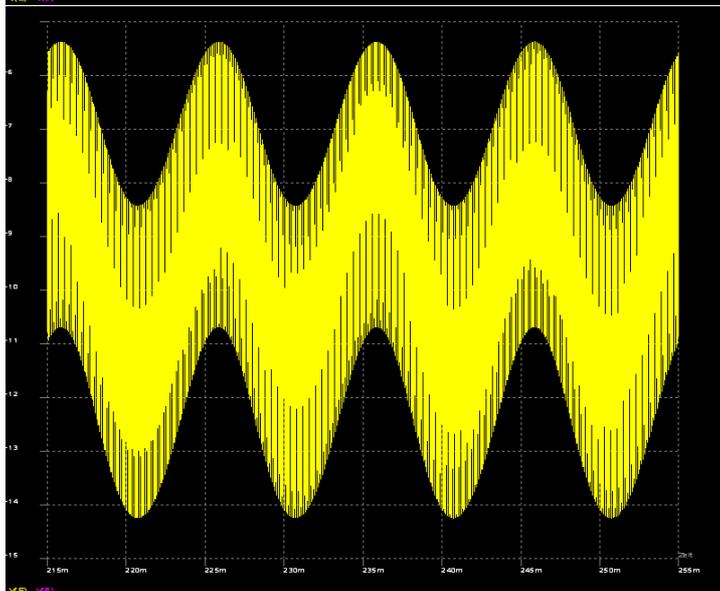
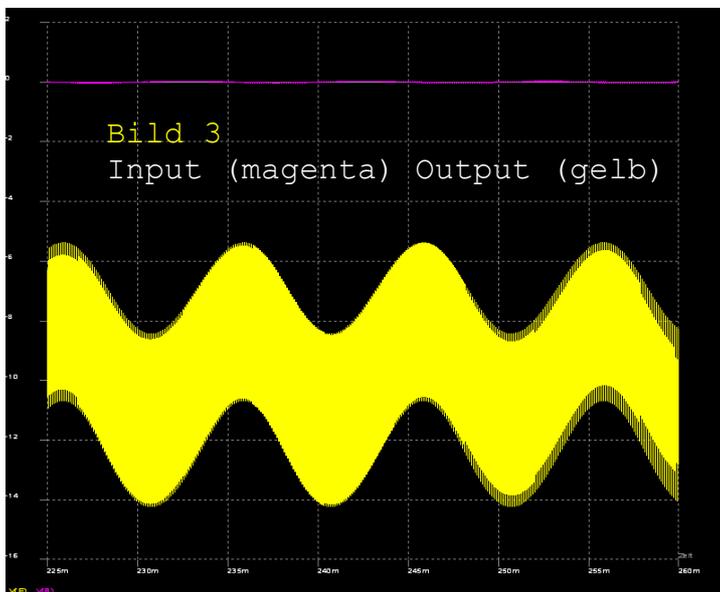


Gedehnte Darstellung bezogen auf die höhere Frequenz im rechten Bild (Bild 1b)

Ausgangssignal mit großer Kapazität (gelb) bei Emitterfolger

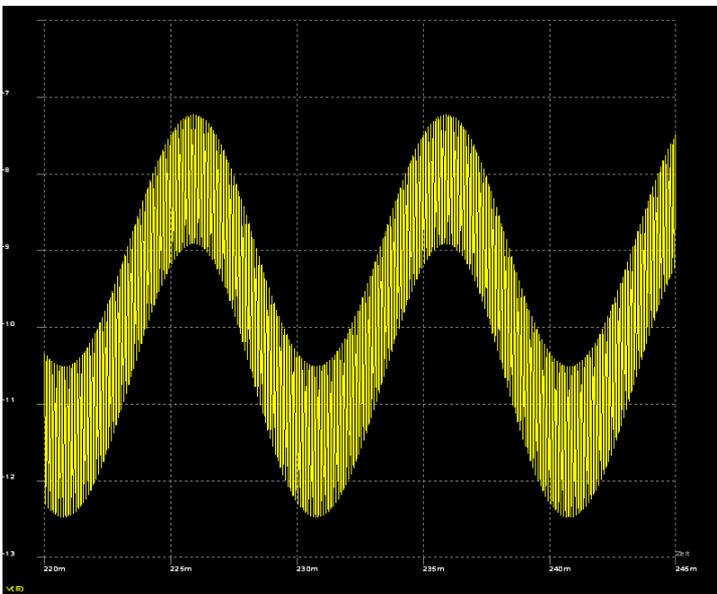


- bedingt durch die hohe Parallel-Kapazität am Lastwiderstand, bei geringer kapazitiver Last ist diese nicht sichtbar. Daraus ist aber zu sehen, dass die hohe kapazitive Belastung die höheren Frequenzen verzerrt. In der folgenden Simulation mit Emitterschaltung (also am Kollektor abgenommenes Signal) sind zunächst die Verhältnisse von Input und Output zu sehen. Es entsteht durch die Schaltung zunächst eine deutlich sichtbare Verstärkung (Bild 3)



Daraus resultieren zwar andere Inputgrößen und die 180° Phasendrehung, jedoch wirkt eine „derbe“ Kollektorlast mit Widerstand und parallelem Kondensator völlig anders. Wird der Kondensator nicht zu groß gewählt, ist die Addition beider Frequenzen normal. Wird dagegen der Kondensator überdimensioniert, entsteht keine Verzerrung, sondern lediglich eine kleinere Amplitude der höheren Frequenz. Ganz so, wie man es eigentlich bei zu kapazitiver Last durch herabgesetzten Frequenzgang erwarten würde! Links zunächst die gemässigte kapazitive Last ($10 \text{ nF} // 1,8 \text{ k}\Omega$, Bild 4). Im Bild 6 die „derbe“ Last, bestehend aus $1,8 \text{ k}\Omega // 47 \text{ nF}$. Zunächst im Bild 5 in der gedehnten Darstellung ist der Sinus 10 kHz zu sehen. Er ist deutlich als sauber erkennbar.

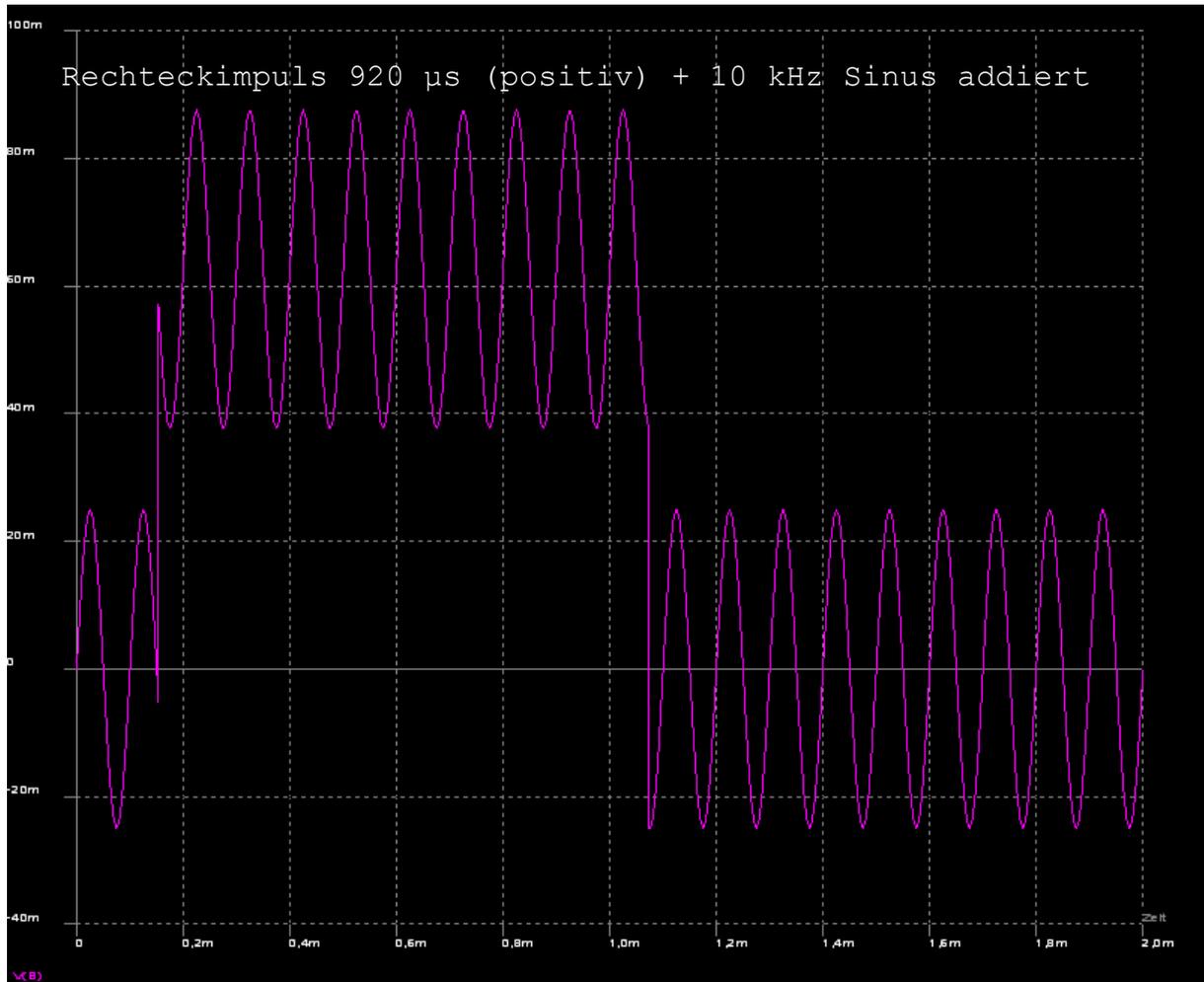
Die Amplitude ist deutlich kleiner gegenüber der tiefen Frequenz. Dieses veränderte Ergebnis ist einfach zu erklären. Es ist der Frequenzgang durch die hohe Zusatzkapazität belastet worden, also werden die höheren Frequenzen kleiner in der Amplitude. Da dieses Verhalten normal erscheint, und nicht mit nichtlinearen Verzerrungen einhergeht, scheint klar zu sein, dass das Übertragungsverhalten einer Emitterschaltung (Abgriff am Kollektor) besser bei komplexen Lasten agiert. TIM



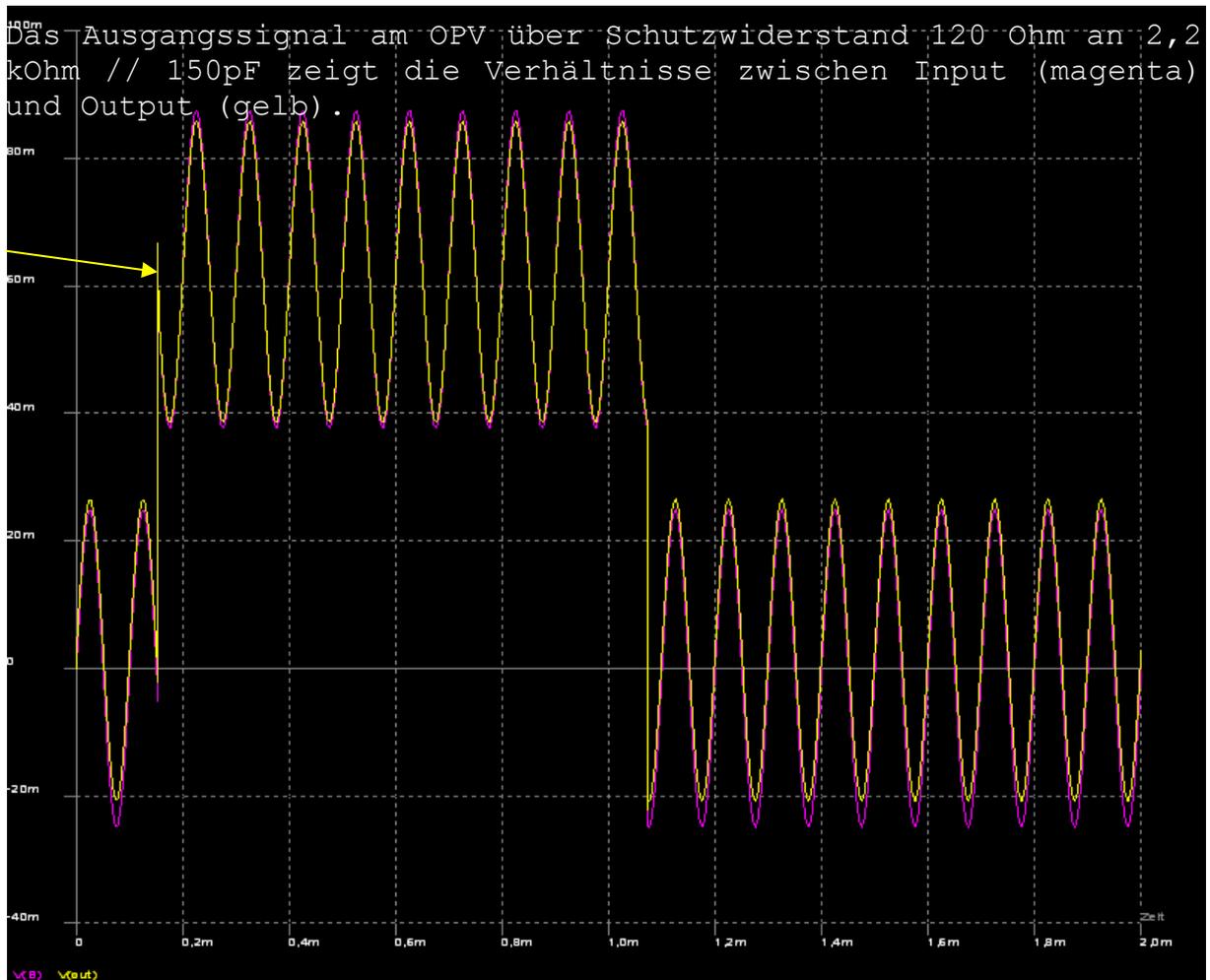
ist hier nicht erkennbar, weil diese Verzerrungen nur bei bestimmten Signalformen und Schaltungen auftreten, die hier nicht simuliert werden kann, da die Schaltung dafür zu primitiv ist und nicht dem praktischen Anwendungsfall entspricht. Jedoch ist auch die Verzerrung am Emitterfolger (weiter oben) Grund genug, darüber nachzudenken, ob Emitterfolger an komplexen Lasten noch zeitgemäß sind.

Im Bild 6 ist deutlich sichtbar, wie bei der Emitterschaltung der hohe Frequenzanteil in der Amplitude kleiner ist - also nur eine lineare Verzerrung. Diese Beispiele anhand einer einfachen Schaltung, mal als Emitterschaltung, mal als Emitterfolger zeigt die Grundfrage auf, die hier auch technisch anders dargestellt werden kann. Würde der treibende Basisstrom beim Emitterfolger eine bestimmte Signalform haben, sollte diese am Emitter auch bei komplexer Last wieder so auftreten. Doch leider kann sie so nicht bleiben, da der kurzzeitig phasenverschobene Strom z. B. bei der Aufladung des (zusätzlichen) Kondensators zunächst für einen Kurzschluß des Emitter(last)widerstandes führt. Ist er danach aufgeladen, sind die Verhältnisse kurzzeitig in Ordnung. Jedoch bei fehlender oder dann kleinerer Basisansteuerung hebt diese Ladung den Emitter auf das vorherige Niveau, und damit will die Basisspannung eben genau um das übliche Gefälle ebenfalls steigen, aber im krassen Gegensatz zum steuernden Signal. Da der Transistor zwischen Basis und Emitter ein Spannungsgefälle hat, kann im Allgemeinen vereinfacht gesagt werden, die Basis hat ein um ca. 0,7 V höheren Spannungswert. Wenn also am Emitter sich beispielsweise 0,4 V messen lassen, muss zwangsläufig die Spannung an der Basis 1,1 V sein. Doch die Basisspannung (eigentlich der Basisstrom) wird vom Vorspannungswert der Beschaltung bestimmt und schwankt dann um den Aussteuerbetrag. Eine durch phasenverschobene kurzzeitige Veränderung am Emitter ist damit eine „kontraproduktive“ Veränderung - die an der Basis den Wert ebenfalls verändert. Doch damit ist eben die kurzzeitige Verzerrung erklärbar. Denn laut Vorgabe soll ein anderer Wert zu genau diesem Zeitpunkt vorherrschen. Im Beispiel von 0.7 V an der Basis dürfte die Spannung am Emitter nur um 0 V betragen!

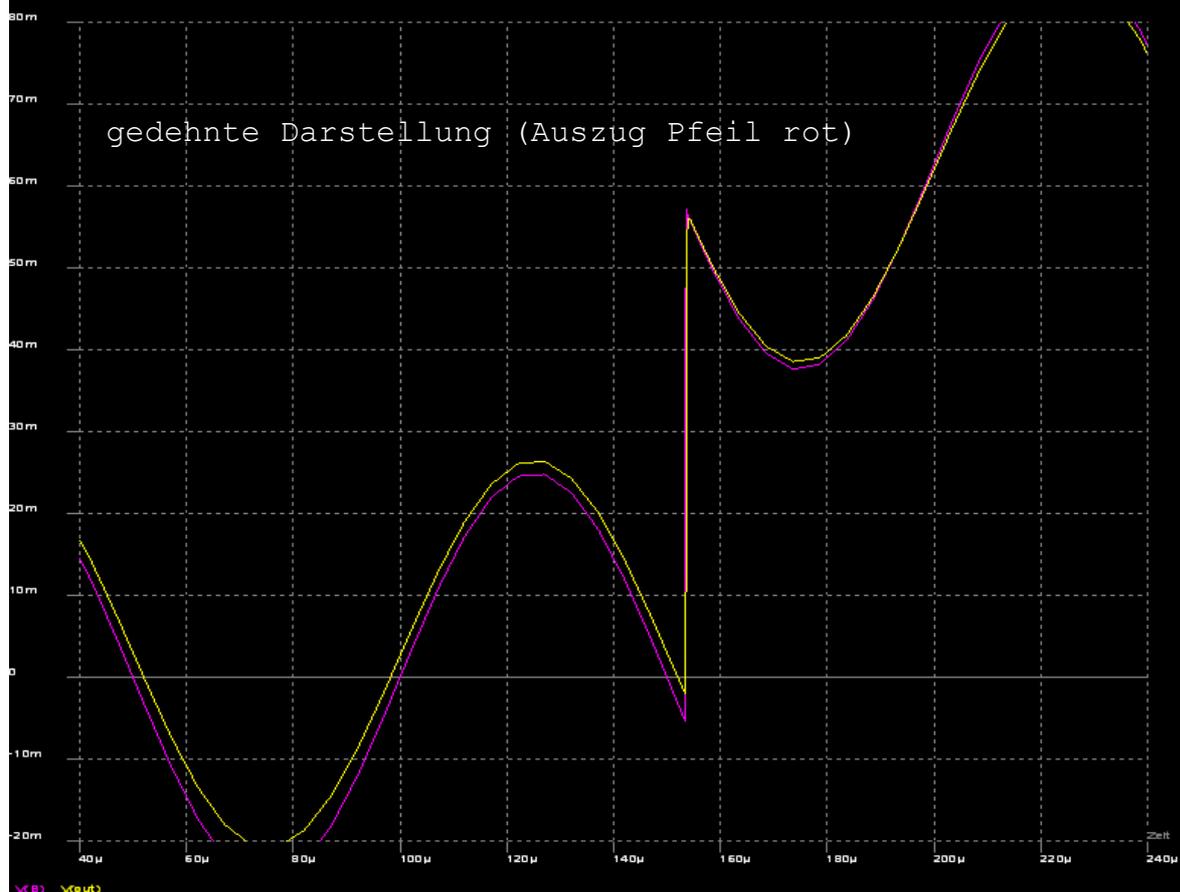
Damit ist klar, dass hier kurzzeitige Verzerrungen, also transiente Ereignisse zwangsläufig entstehen müssen. Nachfolgende Bilder zeigen, wie bei einem Burr Brown OPV OPA(2)604 die Verhältnisse sind.



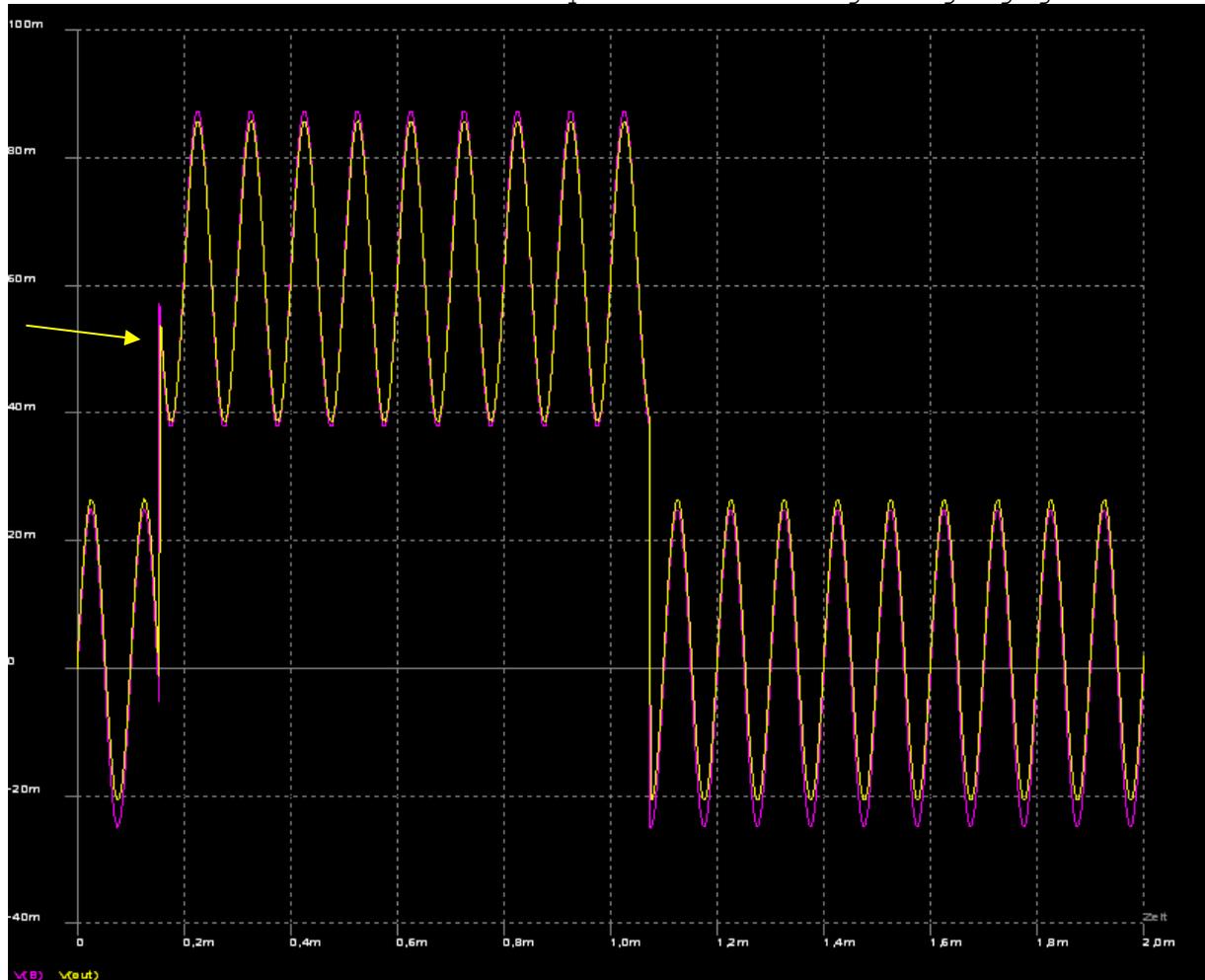
Die Darstellung zeigt die Input-Signale der Generatoren als Summensignal, diese sollen ein TIM-Prüfsignal ersetzen.



Bei dieser geringen kapazitiven Belastung wird eine leichte Veränderung sichtbar (gelber Pfeil). Bei der steigenden Flanke entsteht ein kurzer Überschwinger. Bei kleinerer oder fehlender Kapazität wird dieser noch größer. Bei einer vergrößerten Kapazität im nächsten Bild von 1 nF jedoch erscheint die Outputkurve identisch mit der Inputkurve.

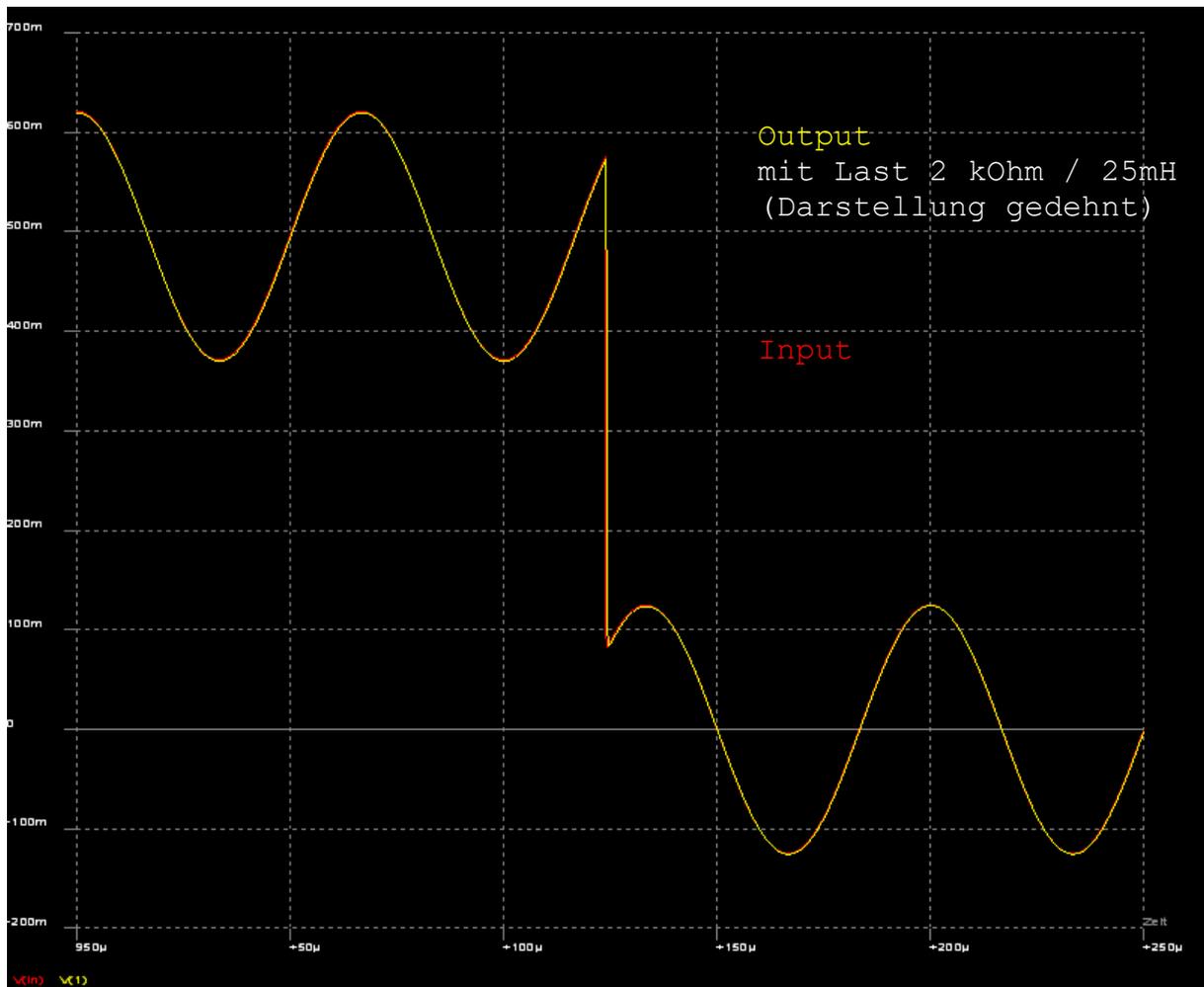


Aus der genauen Betrachtung kann die einfache Folgerung abgeleitet werden, ohne kapazitive Last können Überschwinger agieren, die u. U. klangliche Auswirkung haben, aber mit der „richtigen“ kapazitiven Last wird die Gleichheit der Kurven ersichtlich. Doch bei zu großer Kapazität sieht man wieder andere Effekte. Die hohen Frequenzen werden geringfügig

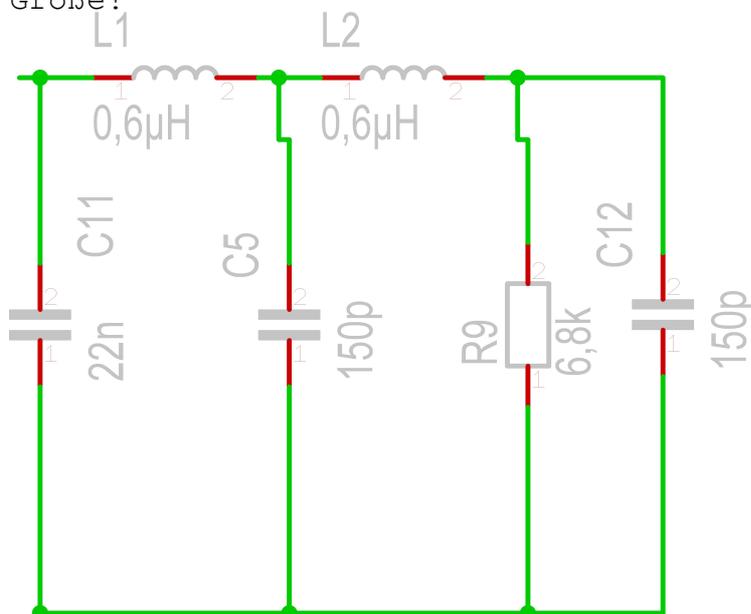


kleiner in der Amplitude sowie die Impulsflanke verringert in ihrer Amplitude. Vielleicht ist aus diesem Verhalten das oft zitierte "jedem Gerät ein bestimmtes Kabel zu empfehlen" entstanden. Jedoch ist es nicht logischerweise „hinnehmbar“, eine solche Empfehlung allen Ernstes auszusprechen. Der Versuch mit Hörproben bleibt als subjektiv schwierig und unzuverlässig zu bewerten.

Um eine unabhängig von der Größe der komplexen Last agierende Schaltung zu nutzen, wird demnächst die Variante eines konventionell aufgebauten Bausteins als DC-Transkonduktanz-Line-Treiber in einem Preamp aufgebaut. Dieser puristische Preamp kann den Qualitätsanspruch - hier im nächsten Bild die Simulation mit dem gleichen Signal - erfüllen und dürfte einen „völlig unangestregten“ Klang liefern.



Die Signale wurden leicht geändert, hier ein Impuls von 920 μ s und $1 V_{ss} + 15 \text{ kHz Sinus}$, $250 mV_{ss}$. Auch das sehr steilflankige Rechtecksignal wird extrem sauber verstärkt und - es sind hohe kapazitive Last und / oder ein insgesamt komplexer Lastwiderstand vorhanden! Die simulierte Last kann zwischen $<150 \text{ pF}$ für C11 ohne sichtbare Veränderung bis 22 nF geändert werden. Sollen noch größere kapazitive Lasten angesteuert werden, ist ein umschaltbarer Widerstand vorteilhaft (bis 100 nF !). Damit ist die Frage, mit IC bestückter oder diskret aufgebauter Preamp klar zugunsten der diskreten Bestückung mit überragenden Qualitäten bewiesen. Die Last wurde mit C11 großzügig variiert, und ist praktisch unabhängig von dessen Größe!



Selbst bei 100 nF sind Die Flanken unter 2μ s! Um die noch bessere Vergleichbarkeit zu erreichen, wurde die Gegenkopplung so geändert, dass die jetzt auf $V = 1$ reduzierte Verstärkung im Vergleich von Input /Output die überragende Übereinstimmung verdeutlicht.

s. Bild oben (gedehnt)



-Modul (noch in der Testphase)

Hier ist die diskret aufgebaute Schaltung, welche in der Simulation bereits für sehr hohe Erwartungen gesorgt hat.

Das Modul wird an symmetrischer Betriebsspannung betrieben und arbeitet als DC-Verstärker. Teils kräftige komplexe Last sollte keinen Einfluss ausüben.

Ein Schnelltest brachte messtechnisch nichts „besonderes“, da Output = Input.

Eine weitere Optimierung ist in der neu entwickelten Platine selbst - weil ein noch günstigeres Layout von Vorteil ist. Die THD+N Simulation ergab erwartungsgemäß überragende Werte:

Bei einer Input-Spannung von 2 Vss (Output ca. 1,97 Vss) ergibt sich der Wert von -121,18 dB (1,224 kHz) = 0,0000873%. Bei 20 Vss Input = 19,4 Vss Output ergeben sich -105,76 dB = 0,0005%.

Diese Werte beziehen sich auf komplexe Last mit Induktivität und reellem Widerstand in Reihe - allerdings auf einen relativ hochohmigen Kopfhörer mit 2 kOhm Impedanz. Bei reinem Line-Treiber Betrieb an 15 kOhm Last (realer Widerstand wie Eingangswiderstand einer nachgeschalteten Endstufe mit nachgebildetem Kabel in Reihe) und normaler Outputspannung um 2,57 Vss ergeben sich **0,000123% THD+N**. Dieser Wert entspräche der Anssteuerung des vom Verfasser entwickelten QC-Drive-Transkonduktanzverstärkers für ca. 180 W / 4 Ohm. Damit wird u. a. klar, dass der Line-Treiber auch als Kopfhörer-Verstärker seine Stärke ausspielt! Dabei kann auch die Verstärkung individuell angepasst werden, denn zum Einen muss die Input-Spannung betrachtet werden und zum Anderen die Impedanz des Kopfhörers. Bei einer Verstärkung über 1, im Beispiel einer weiteren Simulation von $v=5,44$ fach (also mit dem gleichen Input wie beim Line-Treiber (als Endstufenansteuerung aber Verstärkung umschaltbar statt 1 auf 5,44) ergeben sich an einer Impedanz (angenommen!) von 200 Ohm in Reihe mit 800 mH(?) 14 Vss Output mit 0,0004% THD+N. Man kann auch mit höherer Input-Spannung ansteuern (wenn verfügbar) und die innere Verstärkung verringern, damit nähert sich der Klirrfaktor den oben angegebenen Werten. Diese Freiheiten ohne Klangeinbußen sind schon bemerkenswert!