

Hier nun der zweite Teil meines kleinen Frequenzzählerprojektes. Hier geht es nicht um den Digitalteil, sondern um das, was davor kommt: Gedanken zur Eingangsstufe, die aus Analog Digital machen soll, zu Komparatoren und letztlich dann doch wieder zur Frage, was man denn am besten schnorren sollte.

Die Eingangsstufe: analog rein, digital raus

Eigentlich sollte es doch ganz einfach gehen: Das analoge Eingangssignal wird auf einen Komparator gegeben und der teilt es in 2 Teile: alles was oberhalb einer bestimmten Schwelle liegt wird 'high' und alles darunter wird 'low'. Wieder mal ganz einfach, ja?

Ja, in einer idealen Welt ginge das so. Dort wäre nur das zu messende Signal am Eingang vorhanden und sonst nix. Aber die Realität ist gemeiner. Hier haben wir eben *immer* neben dem Nutzsignal auch Rauschen, Einstrahlungen und sonstige Störungen und selbst das Nutzsignal ist nicht ideal sondern eben nur real, mit Jitter, endlicher Flankensteilheit und so weiter.

Betrachten wir also als erstes mal, was dabei herauskommt, wenn neben unserem Nutzsignal eine niederfrequente Störung vorhanden ist, wenn also neben dem hohen C aus der Blockflöte der Tochter auch noch etwas Netzbrumm dabei ist. Das addiert sich und so schwebt das hohe C quasi auf einer mit 50 Hz gewellten Grundlinie. Der Komparator wird also nicht in den Nulldurchgängen des hohen C umschalten, sondern an den Stellen, wo die Summe beider Signale gerade seine Schwelle durchquert. Am Ausgang des Komparators sehen wir dann, daß das Tastverhältnis des nun digitalen hohen C's im Takte des Netzbrumms schwingt. Je stärker nun das Brummen, desto extremer wird auch das Tastverhältnis. Aber eines sehen wir sofort: Solange das Brummen schwächer ist als das hohe C gehen keine Perioden verloren und alle können gezählt werden. Lediglich bei der ersten und der letzten Periode, die ja das Meßtor öffnen und schließen ist die Störung relevant und führt zu Änderungen der Länge der Torzeit. Was kann man dagegen tun? Eigentlich nichts außer sauberem Meßaufbau,

eventuell einem der Meßaufgabe angepaßten Hochpaß, der die Störung unterdrückt und einer langen Meßzeit.

Jetzt kommt der ekligere Teil: Wie sieht es mit Störungen aus, die höherfrequent sind als das Nutzsignal?

Nun, wir stellen uns erstmal vor, wir hätten einen *idealen* Komparator. Der kann unendlich genau zwischen größer und kleiner als seine Schwelle unterscheiden und er ist unendlich schnell.

Der Einfachheit halber stellen wir uns vor, daß neben unserem hohen C nix anderes außer ein wenig Rauschen vorhanden ist. Wenn die Schwingung unseres C's sich ihrem Nulldurchgang nähert, dann gibt es irgendwann einen Zeitpunkt, wo der Momentanwert so klein ist, daß er kleiner ist als die Amplitude des Rauschens. Also wird der Komparator in dieser Zeit das Rauschen detektieren und Impulse im Takte des Rauschens an seinem Ausgang liefern.

Wir können uns also merken, daß eine idealer Komparator als Eingangsstufe für einen Frequenzzähler völlig ungeeignet ist, weil er aus physikalischen Gründen Mist baut, wenn er keine idealen Signale, sondern reale Signale zu sehen bekommt. Das ist *nicht* eine Unvollkommenheit des Komparators, sondern es ist das Prinzip dieser Welt.

Nun gibt es keine idealen Komparatoren, sondern nur reale Komparatoren. Die haben eine endliche Verstärkung und auch nur eine endliche Schaltgeschwindigkeit. Deswegen können sie auch mit realen Signalen klar kommen, wenn diese Signale im Nulldurchgang eine so große Anstiegsgeschwindigkeit haben, daß dem realen Komparator gar keine Zeit bleibt, mal eben schnell wegen des allgegenwärtigen Rauschens einen Zusatzimpuls

an seinem Ausgang zu erzeugen. Es haben einige Leute bereits darauf hingewiesen, daß viele auch kommerzielle Zähler ihre Schwierigkeiten haben, wenn es darum geht, niedrige Frequenzen zu messen. Der Grund ist einfach der, daß ein recht schneller Komparator, der für 100 MHz oder mehr geeignet ist, aus Sicht eines NF-Signales von einigen kHz schon ganz gut als idealer Komparator angesehen werden kann.

Was kann hier helfen? Nun, Kurzwellenhörer und Funkamateure kennen ein sehr probates Mittel: den Preselector bzw. Bandpaß. Damit filtert man aus dem Signalgemisch nur das heraus, was man hören will und kann es anschließend so verstärken, daß seine Anstiegsgeschwindigkeit im Nulldurchgang groß genug ist.

Störungen durch Filterung abzutrennen ist oft gut - aber für die Eingangsstufe eines breitbandigen Frequenzzählers ist das gar keine gute Idee. Hier hilft nur eines: eine Hysterese. Das heißt, der Komparator kennt 2 verschiedene Schwellen. Nähert sich nun also unser hohes C seinem Nulldurchgang, so schaltet der allererste kleine Rauschimpuls den Komparator ein. Aber ausschalten und damit einen Zusatzimpuls erzeugen kann er nicht mehr, dafür muß die Spannung eine viel tiefer liegende Schwelle durchqueren, die tiefer liegt als der Spitze-Spitze-Wert der Rauschspannung. Das Rauschen kann also nur die Torzeit jittern lassen, nicht jedoch zusätzliche Zählimpulse erzeugen.

Ein bißchen Hysterese muß sein

Es gibt bei Logik-IC's einige mit Hysterese, vor allem die Verwandten des 7414. Die wurden aber nicht für Frequenzzähler erfunden, sondern um Echos auf digitalen Signalleitungen zu unterdrücken. Deshalb haben sie eine recht große Hysterese, die üblicherweise bei ca. 1 Volt oder mehr liegt.

Zudem sind die Exemplarstreuungen offenbar recht groß. Fairchild gibt z.B. für die NC7SZ14 einen Bereich der Hysterese von ca. 0.5 bis 1.5 Volt an. Das ist ziemlich viel für einen Frequenzzähler-Eingang.

Hier würde man sich eine Hysterese wünschen, die mal eben gerade so groß ist, daß sie das bei üblichen NF-Anwendungen zu erwartende Rauschen sauber unterdrücken kann. Es ist auch keine gute Idee, vor so ein TTL-Gatter einfach einen Verstärker zu setzen, denn der würde ja schon bei 0 und +5V an die Betriebsspannungen anstoßen. Kurzum, mit einem 7414 und seinen Verwandten haben wir einen recht kleinen Dynamikumfang, der die Verwendbarkeit doch recht stark einschränkt.

Was nehmen wir denn nun?

Nun gibt es bei den einschlägigen IC-Herstellern heutzutage sehr wohl recht gute Komparatoren, die eine kleine Hysterese haben, aber das läuft wieder mal auf ein Beschaffungsproblem hinaus. TTL-Gatter mit geringerer Hysterese sind zumindest mir nicht bekannt.

Was also tun? Man kann versuchen, ein nichtinvertierendes Gatter wie z.B. NC7SZ08 oder einen Bustreiber mit einer geringen Mitkopplung zu versehen und so eine Hysterese zu erzeugen. Bild 3 zeigt diese Variante. Aber das Ganze hat einen Pferdefuß. Eine Mitkopplung führt immer einen negativen Widerstand in eine Schaltung ein und wenn man nicht höllisch aufpaßt, dann hat man einen prächtigen Oszillator - und wenn man es geschafft hat, daß die Eingangsstufe nicht schwingt, dann gibt es schlußendlich doch noch Störungen, die aus dem Eingang des Zählers herauskommen und vielleicht das zu untersuchende Objekt stören.

Bild 1 zeigt dieses bei einem Versuchsaufbau mit dem SN74AHC1G08DBVR. Hier ist die Hysterese auf ca. 150 mV eingestellt und man sieht die Störnadeln von ca. $0.5 V_{SS}$ deutlich. Zu allem Ärger steigt - zumindest bei diesem IC - die Anstiegszeit auf fast 100 ns, wenn man ihn in dieser Schaltung mit kleinem Dreieck ansteuert.

Man hat auch einen Eindruck davon, was man alles an Rauschen sieht, wenn man mit 500 MHz Bandbreite auf den Ausgang eines üblichen NF-Funktionsgenerators blickt: Die Amplitude des Dreiecks ist etwa $300 mV_{eff}$

und die des Rauschens etwa $10 \text{ mV}_{\text{eff}}$. Für eine schnelle Eingangsstufe mit etwa 100 MHz Bandbreite sollte man daher die Hysterese nicht zu klein wählen, sonst mißt man trotz Hysterese Mist. Kurzum, diese Variante macht nur Probleme und sollte vermieden werden.

Es gibt aber noch eine ganz andere Sache zu beachten: Bei den heutzutage üblichen CMOS-Gattern sind im sogenannten 'verbotenen' Bereich, also dem Bereich zwischen Low und High beide Eingangstransistoren leitend. Das führt dazu, daß so ein Gatter sehr viel mehr Strom zieht als erwartet.

Hier als Beispiel das Verhalten eines NC7SZ125: Verläßt die Eingangsspannung den sicheren High- oder Low-Bereich, dann steigt die Stromaufnahme von wenigen μA ziemlich schnell auf 4 mA an und steigt von dort aus stetig an, bis sie bei ca. 2.5 Volt ihren Gipfel von 15..18 mA erreicht. Das ist zu viel für ein Batteriegerät.

Bei einem SN74AHC1G08DBVR sieht das etwas besser aus, da sind es nur noch 4..6 mA im Gipfel, aber dafür ist dieser Typ auch langsamer - und besonders langsam wird er, wenn er nur mit kleinen Signalen angesteuert wird.

Wenn man also genug Strom und ausreichend Amplitude zur Verfügung hat, dann kann man den Strombedarf in Kauf nehmen und ein schnelles Einzelgatter mit ein wenig Mitkopplung und viel Erfahrung in Schaltungstechnik und Layouten in eine durchaus akzeptable Eingangsstufe für den Frequenzzähler verwandeln. Diese Lösung ist nicht teuer und sie ist noch einigermaßen gut zu beschaffen. Aber so richtig gut und nachbausicher ist sie nicht. Ich habe deswegen mir eine andere und auf den ersten Blick halsbrecherische Variante ausgedacht: Bild 4 zeigt die Schaltung. Hier ist der IC quasi schwimmend mit Masse und VCC versorgt. Dadurch, daß der Ausgang über die beiden Widerstände einen zusätzlichen Strom in den beiden Widerständen verursacht, die in der Spannungsversorgung liegen, ergibt sich am

Eingang eine ganz gut einstellbare Hysterese und die Schaltgeschwindigkeit wird auch nicht beeinträchtigt. Bild 2 zeigt die Meßergebnisse an dieser Schaltung. Sie schaltet sauber auch bei relativ kleinen Eingangsspannungen, aber man sieht auch hier die Störungen auf dem Eingangssignal. Diese kommen hier von den ca. 4 pF Eingangskapazität, über die sich der Strompeak beim Schalten auf den Eingang zurückkoppelt. Also: Diese Schaltung funktioniert ganz passabel und sie ist auch etwas leichter einzumessen als die erste Variante.

Was gibt es denn so an Fertigen?

Die grobe Zielrichtung sollte jetzt klar sein: Bloß keinen Vorverstärker, denn der müßte breitbandig, rauscharm, stromsparend und zugleich sehr großsignalfest sein.

Gesucht wird also ein breitbandiger Komparator mit Hysterese und einem zu TTL passenden Ausgang. Davor kommt nur ein simpler, nicht allzu hochohmiger Spannungsteiler in Frage, der als Schutz des Komparators vor Überspannungen und zum Reduzieren der Rückwirkungen aus dem Komparatoreingang dienen soll. (Dazu später)

Im folgenden hab ich mal einige Komparatoren nach Reaktionszeit, Strombedarf, Hysterese und Maximalfrequenz laut Datenblatt herausgesucht. Alle haben Hysterese, aber deren Höhe ist unterschiedlich. Soweit möglich, habe ich auch Preise herausgesucht. Bis auf TME sind das alles Netto-Preise. Die Preise ab Werk sind Großmengenpreise und nur zur Info.

Texas Instruments:

TLV3501AIDBVT im SOT23-6 Gehäuse, 4.5 ns, 3.2 mA und 5 mV Hysterese, 80 MHz.

ca. 1.20\$ ab Werk, Farnell (nur SO8-Version) 5.32 Euro, RS 3.29 Euro.

Muster ab Werk waren kein Problem.

Analog Devices:

ADCMP600BRJZ im SOT23-5 Gehäuse, 3.5 ns, 6..10 mW, nur 2 mV Hysterese,

Frequenz nicht angegeben. Meine Schätzung: 120 MHz.

ca. 2\$ ab Werk, Farnell 4.18 Euro, RS 4.32 Euro. Kostenlose Muster scheint es gerade bei *diesem* IC nicht zu geben. Bei Silica kann man sie aber für ca. 2.50 Euro in kleiner Menge (10 Stück) kaufen.

National Semiconductor:

LMV7219M5, 7 ns, nur 1.1 mA, 7 mV Hysterese, Frequenz nicht angegeben, meine Schätzung 60..70 MHz. Für uns ein bisschen langsam.

ca. 0.70\$ ab Werk, Farnell 3.06 Euro, RS 3.00 Euro, TME 2.63 Euro (incl. 20% poln. MwSt)

Ob man von NS Muster bekommt, ist fraglich.

Maxim:

MAX999EUK, 4.5 ns, 6.5 mA, 3.5 mV Hysterese, Frequenz nicht angegeben, meine Schätzung 80 MHz wie beim TLV3501.

ca. 3.30 ab Werk, Farnell: 7.34 Euro, RS 7.01 Euro, bei TME nur MAX961ESA+ zu 9.54 Euro (incl. 20% poln. MwSt)

Ja, der Maxim ist wieder mal der teuerste. Muster scheint es ab Werk zu geben, wird noch ausprobiert.

Linear Technology:

LT1719CS6, 4.5 ns, 4.2 mA, 2..7 mV Hysterese, 62 MHz. Mich wundert das, meine Schätzung wäre 80 MHz wie beim TLV3501.

1.80\$ bis 2.30\$ ab Werk, Farnell 3.99 Euro, RS 3.60 Euro, Schukat (nur ..CS8) 2.85 Euro.

2 Muster pro Nase ab Werk scheint es zu geben, mal sehen.

Diese Komparatoren bilden zwei Gruppen:

Die eine besteht aus dem TLV3501 und dem LT1719, beide im SOT23-6 Gehäuse und zueinander pinkompatibel.

Die andere Gruppe besteht aus dem ADCMP600, MAX999 und LMV7219, alle

im SOT23-5 Gehäuse und untereinander pinkompatibel.

Und was nun tun?

Wenn man die Schaltungsakrobatik bedenkt, die nötig ist, um einen einigermaßen sauberen Zählereingang diskret oder mit TTL-Gattern zu bauen, dann ist es wohl eine Alternative, sich auf das Schnorren eines fertigen schnellen Komparators zu verlegen.

Aber eines darf man nicht übersehen: Alle diese Komparatoren sind langsamer als UHS-TTL Einzelgatter und sie sind wahrscheinlich auch langsamer als der Controller selbst. Damit wäre dämlicherweise die Eingangsstufe das langsamste Glied in der Kette - eigentlich ein Designfehler, aber was wäre eine Alternative? Je exotischere Teile verwendet werden, desto geringer die Aussicht auf Nachbaubarkeit.

Es bleibt für den Bastler also nur die Variante, auf der Homepage der betreffenden Firmen zu versuchen, kostenlose Muster zu bekommen. Soweit ich erfahren habe, haben es Studenten damit leichter als andere.

Technisch ist noch eines zu bedenken: Diese Komparatoren sind alle bipolar aufgebaut und haben deshalb einen nennenswerten Bias-Strom am Eingang. Der ist nicht konstant, sondern wirkt als Gegenkopplung im Eingangstrakt. Deshalb müssen solche Komparatoren einigermaßen niederohmig angesteuert werden, denn sonst schwingen sie eben doch!

Der Grund ist, daß die Gegenkopplung durch den Biasstrom gegen die Hysterese arbeitet und diese bei hochohmigem Eingangskreis kompensiert. Also ist auch bei einem tollen Komparator Vorsicht und die Lektüre der Dokus angesagt.

Viel Spaß beim Basteln.

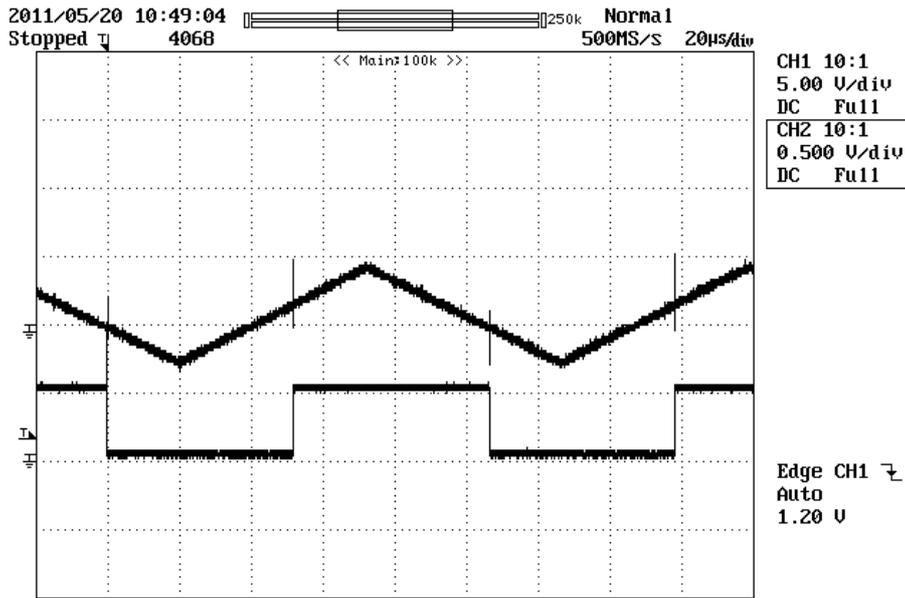


Bild 1: SN74AHC1G08DBVR mit Mitkopp-
lung als Eingangsstufe

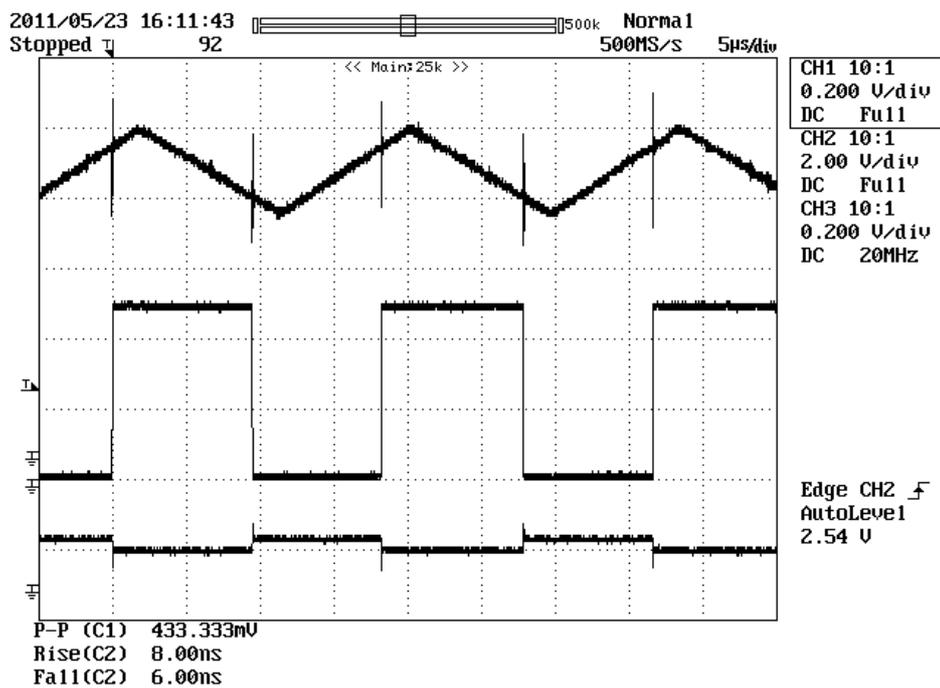


Bild 2: SN74AHC1G08DBVR mit schwim-
mendem VCC und GND

Oben: Eingangssignal, ca. $0.22V_{SS}$

Mitte: Ausgangssignal

Unten: Spannung am GND-Pin (hier nur mit
20 MHz Bandbreite)

