

AS3340

Funktion und Theorie

Der CEM3340 und seine Nachfolger, so auch der AS3340, sind temperaturkompensierte, spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO, Voltage Controlled Oscillator) zum Einsatz in Musiksynthesizern. In den Datenblättern [1] findet man eine Grundsaltung (Abb. 1), die in der Praxis, vor allem bei Anwendungen, in denen der 3340 nicht von einem Computer oder Mikroprozessor gesteuert wird, durchaus noch optimiert werden kann.

Das Übersichtsschaltbild in Abbildung 1 zeigt die wesentlichen Funktionsblöcke des Chips.

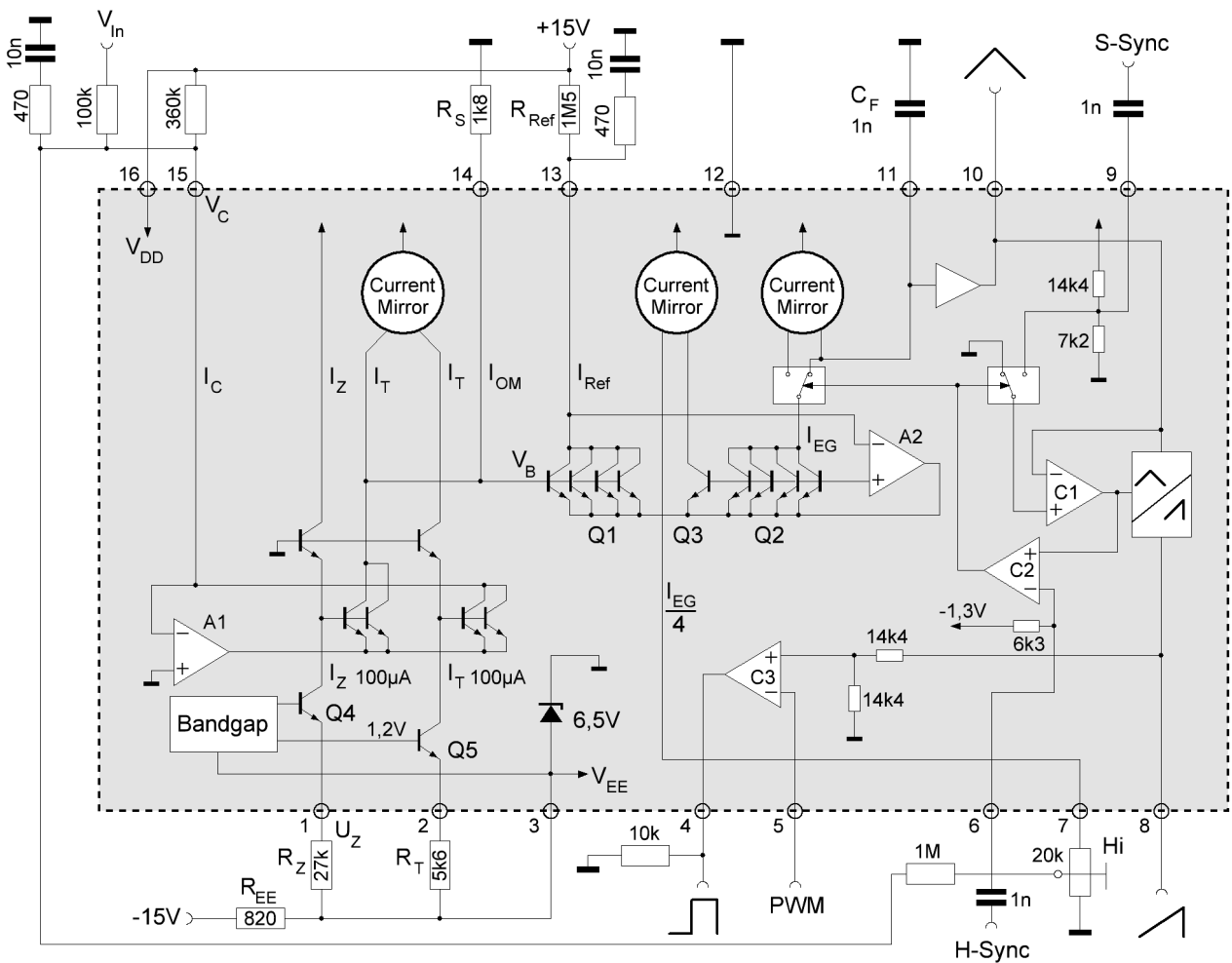


Abbildung 1: Prinzipieller Aufbau des CEM3340/AS3340 mit externer Beschaltung gemäß Datenblatt

Zum Thema Temperaturkompensation und Temperaturregelung in Exponentialkonvertern gibt es einiges an Sekundärliteratur[2][3], auf die ich hier verweisen möchte, falls sich jemand tiefer in diese Materie einzuarbeiten plant.

Der eigentliche Oszillator ist ein stromgesteuerter Dreieck-Oszillator, dessen Ladestrom durch einen Exponentialkonverter aus Q1, Q2, A2 und einen Stromspiegel erzeugt wird. Der Exponentialkonverter ist praktisch aus dem Lehrbuch entnommen. Die Kompensation des temperaturabhängigen ‚Collector Leakage Current‘ erfolgt hier durch zwei weitgehend gleiche, temperaturgekoppelte Transistoren (Q1 und Q2) und einen Regler, der den Referenzstrom I_{Ref} aufrecht erhält. Die Eingangsspannung V_B des Konverters, sie

reicht mit der oben angegebenen Beschaltung von +180mV bis -78mV, wird durch den Spannungsabfall erzeugt, den der Strom I_{OM} am Widerstand R_S erzeugt. Damit errechnet sich der Ladestrom I_{EG} nach der bekannten Formel $I_{eg} = I_{ref} * e^{\frac{-V_b}{V_T}}$ mit $V_T = 26mV$ bei 20°C. Wie man sieht ist, durch diese Schaltung zwar die Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Leckstroms kompensiert, nicht jedoch die Temperaturabhängigkeit des Exponenten $\frac{-V_b}{V_T}$.

Für diese Kompensation hat sich Doug Curtis etwas sehr Cleveres einfallen lassen. Der CEM3340 multipliziert den Eingangsstrom mit einem Wert, der proportional zur absoluten Temperatur ist. Dieser Schaltungsteil arbeitet weitgehend temperaturgekoppelt auf dem gleichen Substrat und benutzt auch für den Multiplizierer eine fast identische Schaltung zu dem Exponentialkonverter. Somit ist die Kompensation sehr genau. Basis für die Erzeugung der Temperaturspannung (bzw. hier der Temperaturströme) ist die Anfang der 70er Jahre von National Semiconductor entwickelte Bandgap-Schaltung [4][5]. Diese sollte zwar primär eine temperaturunabhängige, präzise Referenzspannung liefern, kann jedoch auch für Temperaturmessungen eingesetzt werden.

Im Datenblatt findet sich die Formel zur Berechnung des Ausgangsstroms des Multiplizierers, wobei die Zahl „3,0“ durch die damit gemeinte Spannung U_Z (Pin 1) ersetzt wurde. Ansonsten wäre die Gleichung in den Datenblättern aufgrund der fehlenden Einheit (Volt) für die Zahl 3,0 auch gar nicht lösbar:

$$I_{om} = \frac{22V_T}{R_t} * \left(1 - \frac{I_c R_z}{U_z}\right) = I_t * \left(1 - \frac{I_c R_z}{U_z}\right) = I_t - \frac{I_t * I_c * R_z}{U_z} = I_t - \frac{I_c * I_t}{I_z} = I_t - I_c * \frac{I_t}{I_z}$$

Sind I_T und I_T gleich, was bei optimalen Betriebsbedingungen der TempCo-Schaltung der Fall ist, dann reduziert sich die Gleichung auf: $I_{OM} = I_T - I_C$.

Da die Performance der Kompensation am oberen und unteren Ende (1nA und 500µA) des Ladestroms des Exponentialkonverters nachlässt, sollte man den musikalisch interessanten Teil in den Bereich von 50nA bis 100µA legen. Mit dem im Datenblatt angegebenen Kondensator würde sich damit ein Frequenzbereich ergeben, der sich mit $F = \frac{3 * I_{eg}}{2 * V_{CC} * C_f}$ für die beiden Eckfrequenzen berechnen lässt. Setzt man zum

Beispiel die Werte aus dem Datenblatt ($V_{CC} = 15V$ und $C_f = 1nF$) ein, so kommt man auf einen Sweep-Bereich von 5Hz bis 10KHz.

Was ebenfalls aus dieser Gleichung hervorgeht, ist die Tatsache, dass die Tonhöhe des VCO unmittelbar von der positiven Versorgungsspannung abhängt. So hat zum Beispiel eine Schwankung der +15V-Versorgungsspannung um 1% bei einer Frequenz von 1000Hz eine Abweichung von 10Hz, also 1% zur Folge. Außerdem ändert sich natürlich der gesamte Frequenzumfang, wenn man zum Beispiel anstelle von +15V eine Versorgungsspannung von +10V verwendet.

Der eigentliche Exponentialkonverter und Oszillator ist in Abbildung 2 skizziert. Der Widerstand R_{Ref} erzeugt hier aus einer Spannung von +15V (+10 bis +18V) den Referenzstrom für den Exponentialkonverter. Laut den Unterlagen von Curtis und ALFA beträgt der optimale Strom 10µA, also muss der Widerstandswert 1,5MΩ (bei $V_{DD} = +15V$) betragen.

Neben dem Ladestrom I_{EG} für den frequenzbestimmenden Kondensator C_F an Pin 11 wird über einen Stromspiegel ein Strom mit einem Viertel des Ladestroms zum Pin 7 geführt. Dieser Strom kann über einen 20k-Trimмер in eine Spannung umgewandelt und über einen 1MΩ Widerstand zum Eingangsaddierer geführt werden. Damit kann die bei extrem hohen Frequenzen abflachende Kennline des VCO getrimmt werden, was aber bei einer geschickten Auslegung der Komponenten oft nicht notwendig ist.

Der Umschaltspunkt des Dreieck-Oszillators wird durch den Spannungsteiler 14,4k und 7,2k festgelegt und beträgt damit genau 1/3 der positiven Versorgungsspannung. Über einen Analogschalter wird je nach Flanke des Signals diese Spannung oder Masse zum Comparator C1 geführt. Dessen Ausgang geht auf

den Comparator C2, der optional über den H-Sync-Eingang auf Pin 6 eine harte Synchronisation (unmittelbares Umschalten der Flanke) erlaubt.

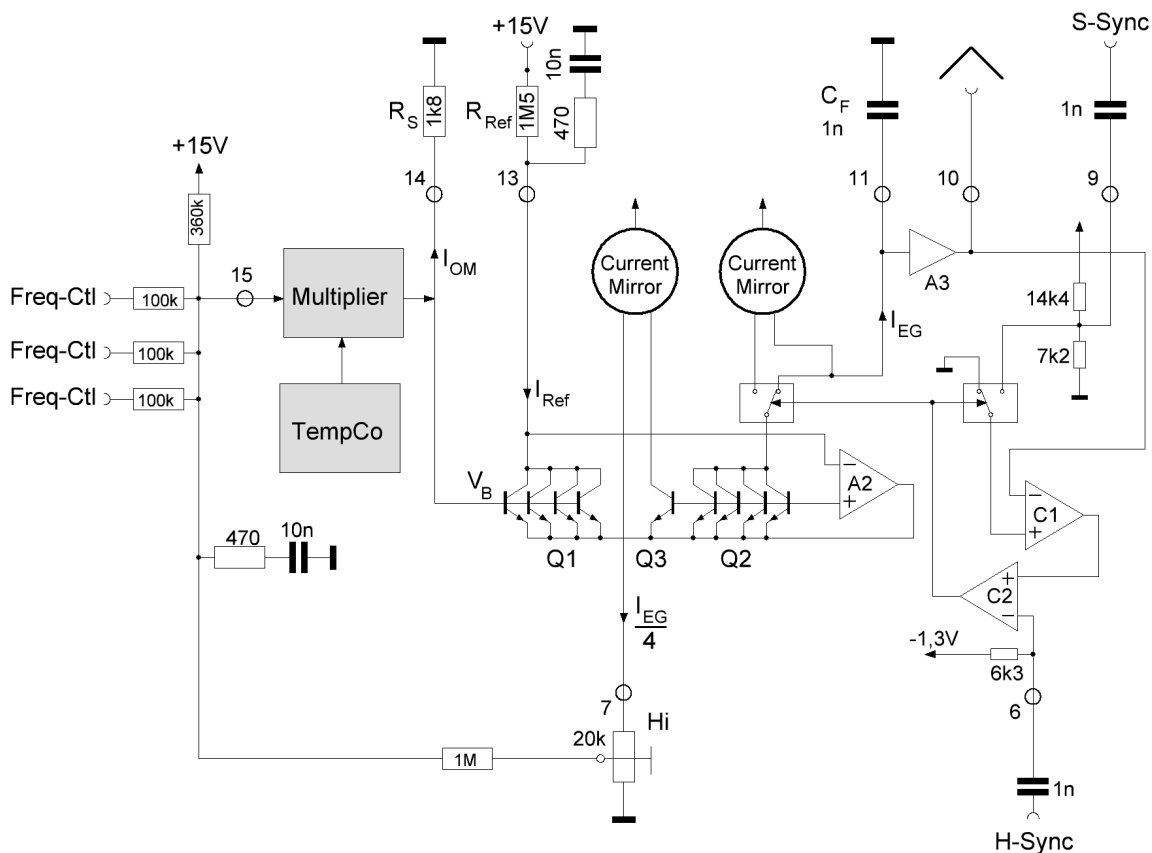


Abbildung 2: Der Exponentialkonverter und der stromgesteuerte Dreieck-Oszillator des AS3340

Der S-SYNC-Eingang auf Pin 9 erlaubt über negative Pulse (bis maximal -5V) einen vorzeitigen Wechsel der oberen Spitze des Dreieck-Signals. Falls diese Funktion nicht benutzt wird, sollte Pin 9 über einen Kondensator von mindestens 1nF auf Masse gelegt werden, um mögliche Störungen auf der positiven Versorgungsleitung abzublocken.

Die Eingänge an Pin 15 und Pin 13 müssen über die dargestellten RC-Glieder (10nF und 470Ω) gegen Masse frequenzkompensiert werden. Das Verhältnis der nominalen Eingangswiderstände an Pin 15 und des Widerstandes R_S bestimmt die Skalierung des Oszillators. Für 1Volt/Oktave sind die Eingangswiderstände 100kΩ groß und R_S beträgt 1,8kΩ - und dieser am besten einstellbar, zum Beispiel über einen Festwiderstand 1,5kΩ und einen Mehrgang-Trimmer 500Ω.

Das Dreieck-Signal steht an Pin 10 zur Verfügung. Der interne Buffer ist allerdings sehr unglücklich ausgelegt, da er einen relativ hohen Ausgangswiderstand hat und sein Ausgang auch noch direkt zum Komparator C1 führt - wodurch sich Belastungsänderungen (z.B. durch Ein- und Ausschalten der Wellenform) in Tonhöhenänderungen niederschlagen. Hier ist eine konstante Last Pflicht!

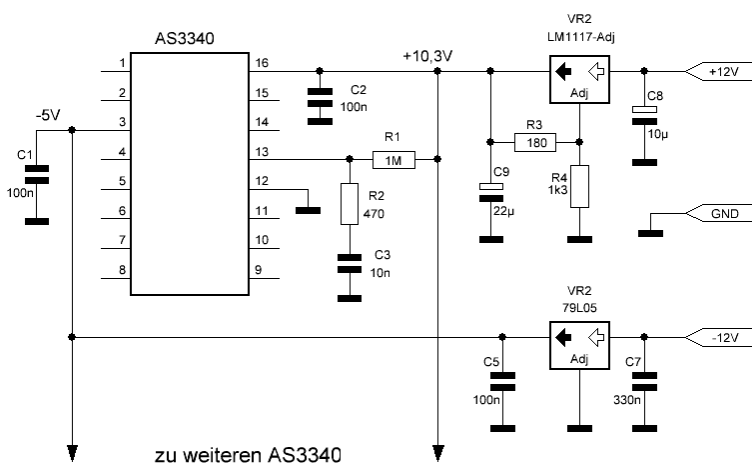
Die Schaltungen der Waveshaper für Sägezahn und Rechteck sind ohne besondere technische Kniffe aufgebaut. Wie die Anzahl der Schaltungsbeispiele im Curtis-Datenblatt bereits nahelegt, ist der Rechteckwandler nicht so ganz gelungen, hier kann man sich sogar überlegen, gleich einen externen, spezialisierten Komparator (bitte keinen normalen Operationsverstärker!) einzusetzen.

Die Steuerspannungs-Bandbreite für die Pulsweite hängt ebenfalls von der Höhe der Versorgungsspannung ab. Bei $V_{DD} = +15V$ beträgt der sinnvolle Regelbereich 0V bis +5V, bei $V_{DD} = +12V$ beträgt er 0V bis +4V und bei $V_{DD} = +10V$ beträgt er 0V bis +3,3V. Man kann das Rechtecksignal auch über den PWM-Eingang Ein- und Ausschalten, indem man zum Abschalten eine leicht negative Spannung oder eine Spannung, die 0,5V über der oberen Schwellenspannung liegt, anlegt.

Spannungsversorgung

Die positive Versorgungsspannung V_{DD} , gemessen gegen Masse, darf an Pin 16 zwischen +10V und +18V betragen. Dies gilt auch für den originalen CEM3340 aber nicht für den CEM3340 RevG, dieser muss laut Auskunft von OnChip Systems mit mindestens +11V an Pin 16 gespeist werden.

Die negative Versorgungsspannung V_{EE} , gemessen gegen Masse, darf an Pin 3 -4,5V bis -18V betragen. Ist der Betrag der negativen



Versorgungsspannung größer als 6V (also -6V bis maximal -18V), muss unbedingt ein Strombegrenzungswiderstand eingesetzt werden.

Die Spannungsdifferenz von Pin 16 gegen Pin 3 darf nicht größer als +24V sein, ansonsten wird der 3340 zerstört.

Falls an Pin 3 ohne Vorwiderstand eine Spannung angelegt wird, die negativer als -6V ist, kann der 3340 beschädigt werden.

Abbildung 3: AS3340 Spannungsversorgung mit lokal stabilisierten +10V und -5V

Die positive Versorgungsspannung sollte relativ gering gehalten werden. Damit wird die Verlustleistung im 3340 reduziert. Hier kann man beim AS3340 ruhig bis auf +10V herunter gehen.

Aus der positiven Versorgungsspannung wird über einen internen Spannungsteiler die Schwellenspannung ($1/3 V_{cc}$) erzeugt, bei deren Erreichen der Dreieckoszillator seine Richtung umkehrt. Schwankungen der positiven Versorgungsspannung schlagen somit unmittelbar auf die Oszillatorfrequenz durch! Aus diesem Grund ist es nicht falsch, in einem System, in dem man nicht die Kontrolle über alle Verbraucher hat, die positive Spannung des VCO zu stabilisieren. Das kann man bei einer Spannung von +15V problemlos mit normalen Spannungsreglern realisieren, bei +12V, wie sie in Eurorack-Systemen üblich ist, muss man einen sogenannten Low-Dropout-Regler (LDO-Regler) einsetzen, zum Beispiel einen LM1117-Adj.

Besteht die Gefahr, dass die Systemspannung kleiner als +11V wird, stößt allerdings auch ein LDO-Regler an seine Grenzen und man muss den AS3340 direkt speisen. In diesem Fall kann eine dem Pin 10 extern zugeführte Spannung Abhilfe schaffen. Näheres dazu im Abschnitt „Externe Beschaltung“.

Um den CEM3340 mit der in den 80ern angesagten +/-15V Versorgung ohne zusätzliche Spannungsregler einsetzen zu können, hat Curtis an Pin 3 eine Zenerdiode mit einer Schwellenspannung von 6,5V integriert. Diese regelt zusammen mit dem Vorwiderstand R_{EE} (Wert in $\Omega = (V_{EE} - 7,2)/0,008$) die interne, negative Spannung. Diese Zenerdiode ist, wie in verschiedenen Forenbeiträgen behauptet, kein Bestandteil des Tempco-Generators und hat keinen unmittelbaren Einfluss auf die Temperaturkompensation. Es handelt sich, zusammen mit R_{EE} , einfach nur um eine Spannungsstabilisierung.

Auch hier ist es nicht falsch, einem kritischen Baustein wie dem AS3340 eine besser stabilisierte Spannung über einen externen Spannungsregler, z.B. einem 79L05 zuzuführen. In diesem Fall sperrt die interne Zenerdiode vollständig. Der Vorwiderstand entfällt.

In Abbildung 3 ist eine mögliche lokale Spannungsversorgung des oder der AS3340 VCO-Chips skizziert.

Beschaltung

Eines vorweg, die in den Datenblättern von Curtis und ALFA abgebildeten Schaltungsbeispiele zum 3340 führen natürlich auch zu einem funktionsfähigen VCO und sind daher ein guter Ausgangspunkt für eigene Experimente.

Allerdings muss man sich, und das gilt für alle Chips von Doug Curtis, eins vor Augen halten: Der CEM3340 wurde entwickelt, um in computergesteuerten, polyphonen Systemen eingesetzt zu werden. Also in

Systemen, die Abweichungen der Linearität der V/Oktave-Kurve oder Tonhöhenänderungen infolge von Temperaturänderungen automatisch (Autotune) korrigieren können.

Ohne die Verfügbarkeit eines Autotune-Algorithmus und der ganzen dazu erforderlichen Hardware (Controller, DAC, S&H) kann man den originalen Schaltungsvorschlag jedoch so optimieren, dass dennoch ein präziser, stabiler VCO entsteht.

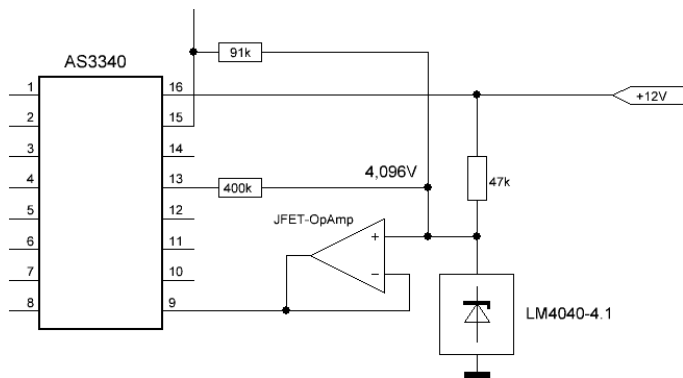


Abbildung 4: Stabilisierung des Triangle-Trip-Points und des Referenzstroms durch eine Spannungsreferenz

Als ersten Schritt kann man, wie weiter oben beschrieben, die Versorgungsspannungen so weit reduzieren, dass die Verlustleistung im AS3340 minimiert wird. Durch Einsatz eines lokalen positiven Spannungsreglers wird auch gleichzeitig die VCO-Frequenz unabhängiger von Schwankungen der positiven

Systemversorgung. Gleiches gilt auch für die negative Versorgungsspannung.

Dabei ist folgendes zu beachten: Der Widerstand R_R bestimmt den Referenzstrom des Exponentialkonverters. Wird die positive Versorgungsspannung von +15V auf +10V reduziert, dann sollte auch der Wert von R_R auf $1M\Omega$ angepasst werden, um den optimalen Strom von $10\mu A$ zu erhalten.

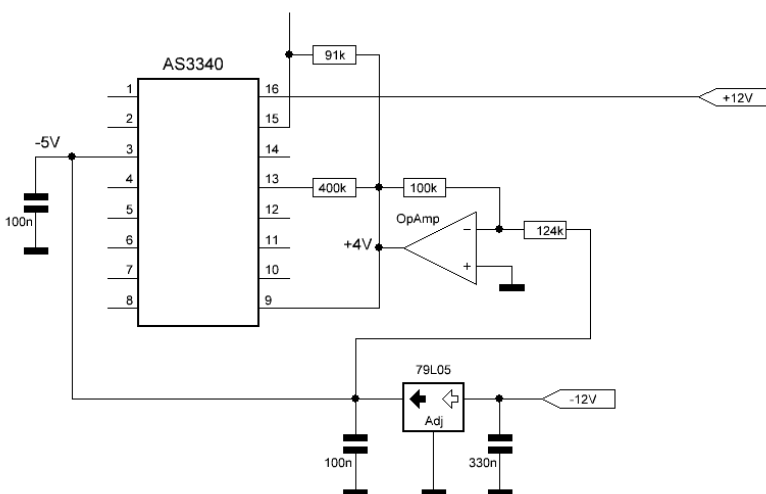


Abbildung 5: Stabilisierung des Triangle-Trip-Points und des Referenzstroms über den -5V-Regulator

Ist es, aus welchen Gründen auch immer, nicht möglich, die positive Versorgungsspannung lokal zu stabilisieren, kann man die Frequenz des VCO auch auf eine andere Weise unabhängig von Schwankungen oder Störungen der Versorgungsspannung machen. Über einen Low-Power-Spannungsregler oder eine Spannungsreferenz und gegebenenfalls einen Spannungsteiler (oder Trimmer) wird eine positive Spannung von $V_{DD}/3$ erzeugt und über einen Impedanzwandler (z.B. OpAmp) an Pin 9 gelegt. Den Kondensator an Pin 9 muss man dann weg lassen. Diese Referenzspannung sollte auch für die Einstellung der Basisfrequenz benutzt werden, ansonsten macht der Aufwand nicht viel Sinn.

Man kann, um Teile einzusparen, statt einer positiven Spannungsreferenz auch den bereits vorhandenen

79L05-Regler der negativen lokalen Versorgung benutzen und über eine invertierende, verstärkende OpAmp-Stufe eine Spannung von $V_{DD}/3$ erzeugen.

Der 360k Ω -Widerstand am Eingangsaddierer (Abb. 2) legt die Frequenz ohne Eingangsspannungen fest. Da in der Regel mehrere AS3340 im Einsatz sind, sollte diese Frequenz bei allen Oszillatoren gleich sein, weshalb man diesen Widerstand in der Praxis regelbar macht.

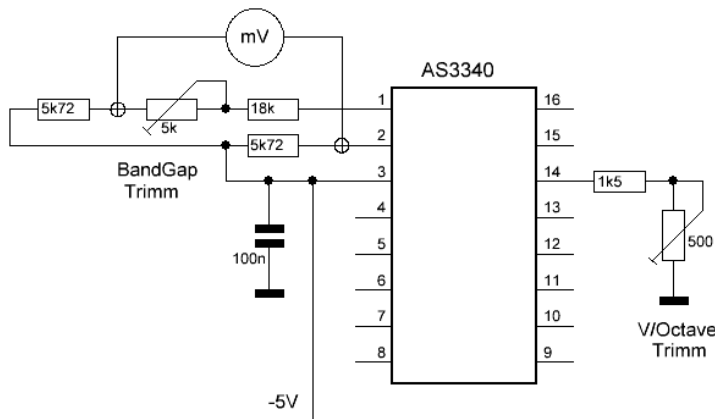
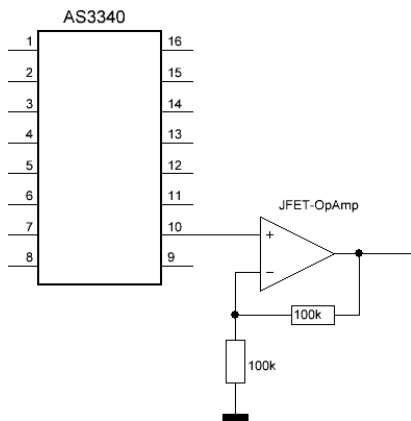


Bild 6: Getrennte Einstellung der V/Oktave-Kennlinie und des optimalen Bandgap-Arbeitsbereichs

In seinen Applikationshinweisen zum CEM3340 hat Doug Curtis einen interessanten Vorschlag unterbreitet,

der leider in keinem mir bekannten Synthesizer umgesetzt wurde. Neben dem Widerstand R_Z kann auch der Widerstand R_S regelbar gemacht werden. Mit R_Z wird die Bandgap-Referenz, welche die Temperatur-Spannung für den Multiplizierer erzeugt, abgeglichen. Wenn die Ströme aus Pin 1 und Pin 2 gleich sind (beide 0,1mA) ist die optimale Performance erreicht.



Um nicht zwei Multimeter einschleifen zu müssen, kann man sich, wie in Abbildung 6 zu sehen, zum Abgleichen mit einem weiteren Widerstand behelfen. Wenn man ein Multimeter an die beiden Messpunkte anlegt und den Trimmer „BandGap Trimm“ so einstellt, dass die Spannung exakt 0,0V beträgt, dann fließen durch beide Widerstände die gleichen Ströme. Der Bezugswert von 0,1mA ist durch den 5,72k Ω -Widerstand (R_T) und die interne Temperatur-Spannung von 572mV an Pin 2 festgelegt.

Bild 7: Pufferung und Verstärkung des Dreiecksignals mit einer konstanten, hochohmigen Last

Die Ausgangsstufen sind nicht gerade eine Paradedisziplin verschiedener Curtis-Chips. Wenn auch zumindest die getesteten AS3340, V3340 und NOS-CEM3340 kurzzeitige Kurzschlüsse an den Ausgängen überlebt haben, sind sie jedoch mit Ausnahme des Sägezahn-Ausgangs nicht ohne zusätzliche Impedanzwandler optimal zu betreiben.

Vor allem an Pin 10 (Dreieck-Signal) muss ein JFET-OpAmp angeschlossen werden, nicht-invertierend, mit oder ohne Verstärkung, je nach gewünschtem Pegel. Alles andere sollte man lassen, da sich Widerstandsänderungen (z.B. Ein/Ausschalten der Wellenform), mit dem der Ausgang belastet wird, unmittelbar auf die Oszillatorfrequenz auswirken.

Auch der Rechteck-Ausgang sollte mit einem möglichst großen Pull-Down-Widerstand (z.B 900kΩ beim

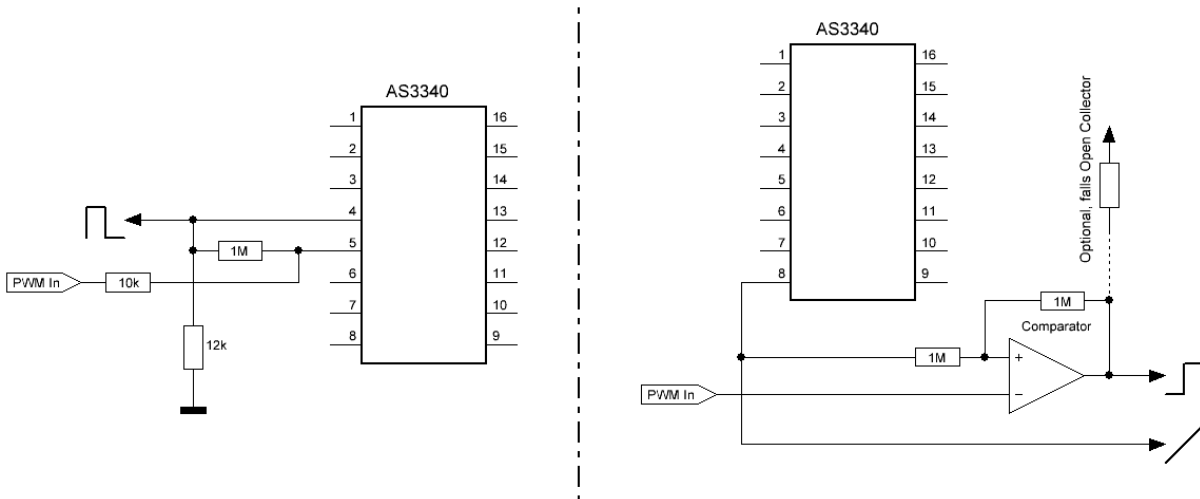


Bild 8: Zwei Varianten um ein Rechtecksignal mit symmetrischen, steilen Flanken zu erhalten

Sequential Prophet 600) und einem Impedanzwandler beschaltet werden, um negative Effekte bei variabler PW-Spannung zu reduzieren.

Die maximale Steuerspannung für die Pulsweite richtet sich nach der positiven Versorgungsspannung, die auch alle Ausgangspegel beeinflusst:

- Dreieck: 0V bis $1/3 * V_{DD}$
- Sägezahn: 0V bis $2/3 * V_{DD}$
- Rechteck: 0V bis $V_{DD} - 0,9V$
- PW-Spannung: 0V bis $1/3 * V_{DD}$ (0% bis 100%)

Anstelle des Rechteckausgangs mit der beschriebenen Beschaltung kann man natürlich auch einen externen Komparator einsetzen, der wahlweise mit dem Dreieck- oder Sägezahnsignal und der PW-Steuerspannung am anderen Eingang betrieben wird. Hier bieten sich dedizierte Komparatoren an, die auch wirklich steile Flanken gewährleisten - und das VCF schon klingeln lassen :-)

Zur Beschaltung des Hard-Sync-Eingangs (Pin 6) kann man unverändert den Applikationshinweis von Curtis benutzen. In der Praxis kam bei den Analog-Platzhirschen der 80er (Sequential Circuits, Moog, Oberheim) interessanterweise aber nur die Variante mit dem PNP-Transistor zum Einsatz. Diese kommt dem klassischen Sync-Sound am nächsten.

Die beiden R-C-Glieder am Eingang des Referenzstroms (Pin 13) und des Eingangsstroms (Pin 15) sind aus Stabilitätsgründen unbedingt notwendig. Überhaupt haben die originalen NOS-CEM3340 eine ziemliche Neigung zu HF-Schwingungen gezeigt, vor allem beim Breadboard-Aufbau. Die neueren Varianten V3340 und AS3340 waren davon seltsamerweise nicht so stark betroffen. Beim finalen Aufbau auf einer nach allgemein anerkannten Designkriterien entworfenen Platine, waren HF-Schwingungen bei keinem der 3340-Modelle zu kompensieren.

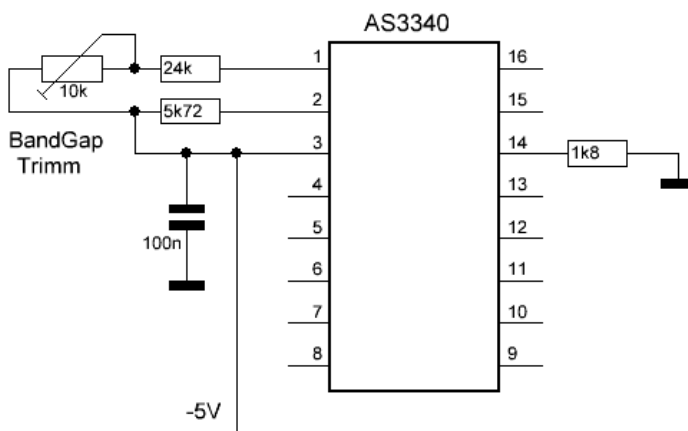
Die Widerstände am Eingangs-Summierer (Pin 15) sollten generell eine Toleranz von mindestens 1% haben, bei der KOV (Keyboard Output Voltage) und eventuellen Oktavschaltern können 0,1% auch nicht schaden. 0,05%-Widerstände, wie in manchen Posts zu lesen, scheinen etwas übertrieben. Man sollte sich in solchen Momenten vielleicht vor Augen halten, dass die Widerstandsleiter in der Tastatur (m)eines Minimoogs mit 1%-Widerständen bestückt ist. Es macht am Ende keinen Sinn, per Fine-Tune-Regler seine VCOs absichtlich verstimmen zu müssen, um einen durch die Schwabungen hervorgerufenen, lebendigen Sound zu erhalten.

Für den im Datenblatt beschriebenen Regler zum High Frequency Tracking bestand bei den Tests im Bereich der Frequenzen von 27,5Hz bis 4186Hz (A0 bis C8, Tonumfang eines Pianos) keine Notwendigkeit. Bei sorgfältigem Abgleich und dem optimalen Referenzstrom waren die Abweichungen minimal. Bei höheren Frequenzen bis 20kHz können die Einflüsse des Basis-Emitter-Bulk-Widerstandes von T2 und der festen Umschaltzeiten des Komparators im Dreieckoszillator wirksam werden und können durch den Trimmer kompensiert werden.

Abgleich

Der Abgleich des 3340 hängt von seiner Beschaltung ab. Lassen wir den High-Frequency-Tracking-Trimmer zuerst mal unberücksichtigt, dann ergeben sich folgende Möglichkeiten:

Trimmen mit nur einem Trimmer wie in der Schaltung in Abbildung 9:



Hier ist die VCO-Basisfrequenz durch den 360k Ω -Widerstand gegen V_{DD} fest auf einen bestimmten Wert festgelegt, alle anderen Eingänge müssen auf Masse liegen oder bleiben unbeschaltet. Der Referenzstrom wird durch R_{Ref} auf 10 μ A festgelegt. Die V/Oktave-Kennlinie wird durch den Stromverstärkungsfaktor des Multiplizierers und das (Spannungsteiler-)Verhältnis eines nominalen Eingangswiderstandes (100k) und R_S (1,8k Ω) bestimmt. Diese Werte führen theoretisch bei einer Änderung der Eingangsspannung von 1V zu einer Änderung der Basisspannung von Q1 (Exponentialkonverter) von 17,7mV.

Bild 9: Abgleich mit nur einem Trimmer.

Mit dem Trimmer wird nun der Tempco-Generator so getrimmt, dass die Toleranzen von R_S und dem Exponentialkonverter so ausgeglichen werden, dass man eine perfekte V/Oktave-Kennlinie erhält.

1. Messen der Frequenz F_{Out1} (an Pin 8) bei $U_{In} = 0,00V$
2. Anlegen von 5,00V an U_{In} .
3. Veränderndes „BandGap Trimm“-Trimmers, bis die Frequenz an Pin 8 = $32 * F_{Out1}$ ist.
4. Wieder zu Punkt 1. Ist die Frequenz ungleich der vorherigen F_{Out1} , dann wird die Prozedur so oft wiederholt, bis sich die Frequenz nicht mehr ändert.

Der Nachteil dieser Methode, abgesehen von den häufigen Wiederholungen, ist der, dass der Tempco-Generator nicht optimal eingestellt ist, sondern zum Ausgleich der Toleranz von R_S mehr oder weniger „verbogen“ wurde. Optimal eingestellt bedeutet, dass die beiden Ströme aus Pin 2 und Pin 3 genau den gleichen Wert haben und der Multiplizierer damit einen Stromverstärkungsfaktor von genau 1 besitzt. Dies kann man mit der folgenden Prozedur erreichen:

Trimmen mit zwei Trimmern und Schaltung in Abbildung 10:

Hier ist die VCO-Basisfrequenz durch den 360k Ω -Widerstand gegen V_{DD} fest auf einen bestimmten Wert festgelegt, alle anderen Eingänge liegen auf Masse oder bleiben unbeschaltet. Der Referenzstrom wird durch R_{Ref} auf 10 μ A festgelegt. Die V/Oktave-Kennlinie wird durch das (Spannungsteiler-)Verhältnis des nominalen Eingangswiderstandes (100k Ω) und der Kombination R_S (1,5k Ω) und des Trimmers „V/Octave Trimm“ (500 Ω) bestimmt.

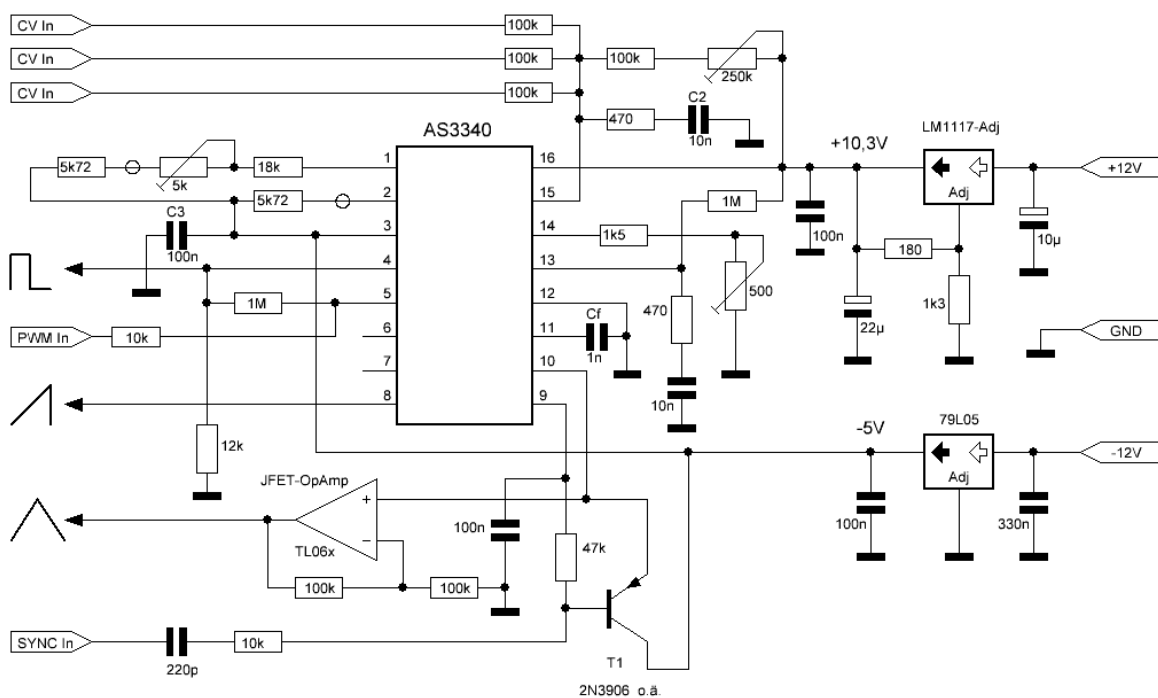


Abbildung 10: Gesamtschaltung eines AS3340-VCO mit zwei Abgleich-Trimmern und einem Trimmer (250k) zum Einstellen der Grundfrequenz nach dem Abgleich.

Mit dem Trimmer „BandGap Trimm“ wird nun der Tempco-Generator so eingestellt, dass die beiden Ströme aus Pin 2 und Pin 3 gleich sind. Dies kann man mit einem Multimeter zwischen den beiden Testpunkten (s. Abb. 6) überprüfen. Bei gleichem Spannungsabfall über R_T und R_{Z2} (beide 5,72k Ω) sind auch beide Ströme gleich und das Multimeter zeigt genau 0,0V an. Damit ist der Tempco-Generator optimal eingestellt und der Stromverstärkungsfaktor (Verhältnis von I_Z und I_T) des Multiplizierers beträgt 1.

Nun wird die V/Oktave-Kennlinie über den Trimmer „V/Octave Trimm“ eingestellt.

1. Messen der Frequenz F_{Out1} (am besten an Pin 8) bei $U_{-In} = 0,00V$
2. Anlegen von 5,00V an U_{-In}

3. Trimmen von von P1 bis die Frequenz an Pin 8 = $32 * F_{Out1}$ ist.
4. Nun misst man mit einem Millivoltmeter die Spannung zwischen TP1 und TP2. Beträgt sie nicht mehr 0,0V, dann wiederholt man den Abgleich mit „BandGap Trimm“ und wiederholt die Prozedur noch einmal ab Punkt 1.

Bei diesem Verfahren sind weniger Durchläufe der Prozedur notwendig und der Tempco-Generator ist optimal eingestellt.

Falls der Widerstand vom Eingangsdiederer zu V_{DD} regelbar ist (Kombination aus Trimmer und Festwiderstand, siehe Abb. 10), kann der VCO damit eine Grundfrequenz (ohne Eingangsspannung) eingestellt werden. Das ist einem System ohne Mikroprozessorsteuerung mit mehreren VCO notwendig.

Referenzen:

[1] Datenblatt CEM3340/3345 auf www.curtiselectromusic.com, Datenblatt AS3340 auf www.advanced-analog-systems.com

[2] Thermal Compensation of Analog Exponential Converters, <http://www.openmusiclabs.com/files/expotemp.pdf>

[3] Schmitz, Renee: A tutorial on exponential convertors and temperature compensation, https://www.schmitzbits.de/expo_tutorial/

[4] Seifart, Manfred: Analoge Schaltungen. Verlag Technik Berlin, 6. Auflage, S.139ff

[5] Analog Devices: Linear Circuit Design Handbook, Elsevier, 2008, S. 217ff, S. 517ff

Technische Änderungen und Druckfehler vorbehalten. Erstausgabe: 22. April 2020, Rev. 1.0

Dieser Applikationshinweis stellt keine Garantieerklärung nach BGB §443 dar.

Waren- und Firmennamen werden in diesem Dokument ohne Gewährleistung der freien Verfügbarkeit benutzt.

Abbildungen und technische Angaben wurden sorgfältig erarbeitet. Trotzdem sind Fehler nicht völlig auszuschließen. Der Autor kann für fehlerhafte Angaben und deren Folgen weder eine juristische Verantwortung noch irgend eine Haftung übernehmen.

(C), 2020, Manfred Lipp - Advanced Analog Systems. Alle Rechte vorbehalten. Vervielfältigung, auch auszugsweise, nur mit ausdrücklicher Genehmigung.