

RTTY - NF - Converter mit aktiven Selektivfiltern

Die meisten RTTY - Amateure verwenden heute ihre SSB - Station zur HF - Aufbereitung, sodaß das für RTTY zu verarbeitende Empfängersignal am NF - Ausgang abgenommen wird. Der nachgeschaltete NF - Converter steuert das Empfangsrelais in der FS - Maschine.

Andererseits wird das AFSK - Signal dem Mikrofoneingang des SSB - Senders zugeführt und als A 3 J abgestrahlt.

Der hier beschriebene RTTY - NF - Converter zeigt gegenüber den bisher bekannten Geräten (ST 5¹ und ST 6² eingeschlossen) erhebliche Vorteile :

- a) Stetige Shifteinstellung durch Potentiometer
- b) Durch den Einsatz von aktiven Selektivfiltern kann auf die bisher verwendeten Induktivitäten verzichtet werden.
- c) Die Güte der aktiven Selektivkreise ist proportional zur Frequenz, sodaß die Bandbreite konstant bleibt.
- d) Das aktive Selektivfilter läßt sich mit einfachen Mitteln berechnen, sodaß der Converter flexibel ist, und den jeweiligen stationären Bedingungen angepaßt werden kann.
- e) Der Aufbau ist völlig unkritisch, der Abgleich dauert nicht mehr als 5 Minuten.

RTTY - NF - Converter arbeiten fast alle nach dem gleichen Prinzip. Hiernach wird das NF - Signal des Empfängers auf einen Begrenzer V_1 (Bild 1) gegeben, der

nichts anderes als eine Stufe sehr hoher Spannungsverstärkung ist. Auch sehr kleine NF - Spannungen übersteuern den Verstärker völlig, sodaß am Ausgang von V_1 das NF - Spektrum des Stationsempfängers mit gleicher Amplitude erscheint, wobei die Spannungsspitzen gekappt sind, da der Verstärker jeweils weit in die positive und negative Sättigung gesteuert wird.

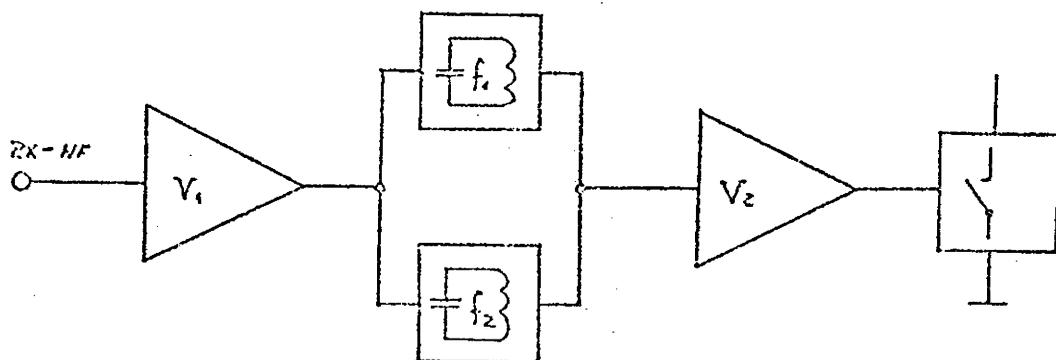


Bild 1

Der Begrenzer dient also lediglich dazu, das NF - Signal des Empfängers für alle Frequenzinhalte auf eine konstante Amplitude zu bringen, dabei entspricht der Verstärkungsfaktor von V_1 seinem Regelumfang.

Es wird sehr oft fälschlich behauptet, der Begrenzer unterdrücke AM - Anteile. Leider trifft dies nur in HF - bzw. ZF - Begrenzerstufen zu, da dort die im Rhythmus der Modulation schwankende Amplitude durch die Übersteuerung gekappt wird. Der NF - Begrenzer verstärkt leider sowohl Nutz - als auch Störsignal.

Nach dem Begrenzer folgt die Selektierung der beiden Niederfrequenzen f_1 und f_2 , denen Mark und Space des RTTY - Signals zugeordnet sind. Dies sind für 850 Hz Shift gebräuchlicherweise 1050 Hz und 1900 Hz oder 2125 Hz und 2975 Hz bzw. für 170 Hz Shift 1050 Hz und 1220 Hz oder 2125 Hz und 2295 Hz.

Über die Wahl der Frequenzen ist schon dermaßen viel diskutiert worden, sodaß es notwendig war, einen Converter zu konzipieren, der durch seine Frequenz - und

Shiftflexibilität diese Diskussion erübrigt.

Nun, in den beiden Selektivkreisen, oder sagen wir jetzt besser Selektivstufen, werden die NF - Signale für Mark und Space aus dem Frequenzband gleicher Amplitude des Begrenzers herausgefiltert.

Da die maximale Untastfrequenz der für Amateure üblichen RTTY - Norm nicht größer als 25 Hz ist, legt man die 3 dB Bandbreite auf diesen Wert fest. Dies bringt neben der Selektionswirkung auch gleichzeitig eine Tiefpaßwirkung mit sich, da höhere Tastfrequenzen durch die schmalbandige Selektion des Filters gedämpft werden.

Richtet man anschließend die erhaltenen NF - Signale der Frequenzen f_1 und f_2 gleich, dann wird man alles andere als Rechtecke bekommen, da der Frequenzinhalt auf die Tastgrundfrequenz von rund 25 Hz beschränkt ist. Aus diesem Grunde folgt abermals eine Art Begrenzer, der als Impulsformer aus dem Eingangssignal Rechtecke herstellt, um damit einen Schalttransistor anzusteuern, der das Empfangsrelais der FS - Maschine tastet.

Zur Konzeption des neuen Gerätes :

Als Begrenzerverstärker³ verwendet man heute am besten einen Operationsverstärker hoher Leerlaufverstärkung, die bei 90 - 100 dB liegt, also bis 10^5 geht. Für diesen Zweck reicht der gängige Typ 709 aus, der von allen größeren Halbleiterfirmen produziert wird, die integrierte Schaltungen herstellen. Sein Preis ist mit etwa 3,- DM sehr gering.

Nimmt man also eine mittlere Verstärkung von 50 000 an, dann reichen an den Eingängen 0,5 mV, um den OP zwischen der positiven und negativen Begrenzung auszusteuern, soweit man eine Betriebsspannung von ± 15 V voraussetzt. Auf diese Weise hat man mit dem 709 einen idealen Begrenzerverstärker, der durch seine Kompressorwirkung alle Signale des RX NF - Ausganges auf einen konstanten Pegel zieht.

In der bisher veröffentlichten Literatur wird überall empfohlen, vor diesen Begrenzer oder Komparator ein NF - Bandpaßfilter zu setzen, das als obere und untere Grenzfrequenz die zugeordneten Frequenzen für Mark und Space einschließt. Diese NF - Filter sind meist aus LC- π - oder T - Gliedern aufgebaut und führen bis zu 40 dB Dämpfung der unerwünschten Frequenzen, soweit die Filter mit Amateurmitteln hergestellt werden.

Die Aufgabe des Filters besteht darin, Störsignale mit höherer Amplitude als der der Nutzsignale auf einen Amplitudenwert zu dämpfen, der kleiner als der der Nutzsignale ist. Ist die Störampplitude am Begrenzereingang größer als die Nutzampplitude, erscheint das Nutzsignal als überlagert Spannung auf der des Störsignales und wird vom Begrenzer gekappt, sodaß es im Begrenzerausgangsfrequenzspektrum nicht mehr vorhanden ist.

Fällt ein solches Störsignal in den Durchlaßbereich des vorgeschalteten Bandpasses, sind Fehlschriften unvermeidbar. Optimale Ergebnisse erzielt man also nur, wenn bereits das Eingangsfilter selektiv arbeitet, also lediglich die Nutzfrequenzen passieren läßt. Fällt allerdings das Störsignal in einen der Nutzkanäle, sind Fehlschriften lediglich mit einer nachgeschalteten Logik zu vermeiden, soweit der zweite Kanal frei ist. Für Amateurzwecke ist eine solche Logik allerdings zu aufwendig.

Auch die notwendigen Selektionsglieder im " Herzen " des NF - Converters zur Ausfilterung der Mark - und Spacefrequenzen wurden bisher durchweg mit LC - Resonanzkreisen aufgebaut. Jeder RTTY - Amateur, der bereits einen NF - Converter gebaut hat, oder versucht hat, seinen kommerziellen zu verbessern, empfand die Induktivität als lästige Unbekannte. Einmal ist das Wickeln äußerst mühsam, und andererseits hat man die Güte der Spule so gut wie nicht in der Hand, sodaß man auf Probieren angewiesen ist.

Will man zudem noch verschiedene Shifts aufnehmen können, dann erhöht sich der Aufwand an Spulen linear, soweit man nicht eine Bandbreitenänderung durch jeweili-

ges Parallelschalten von Kondensatoren zu den Schwingkreisen in Kauf nehmen will. An eine stetige Shiftvariation wagte bisher niemand zu denken, denn Kondensatoren um 0,1 μF und Induktivitäten um 100 mH sind nun mal schlecht stetig zu ändern.

In der modernen Elektronik gibt es einen Weg, diese Schwierigkeiten zu umgehen, er führt wie beim erwähnten Begrenzer über den Operationsverstärker. Bei bestimmter Beschaltung kann dieser Baustein durch seinen sehr hohen Verstärkungsfaktor Resonanzcharakteristiken von RC - Kombinationen ausprägen, sodaß man mit Kondensatoren, Widerständen und einem OP einen LC - Kreis nachbilden kann.

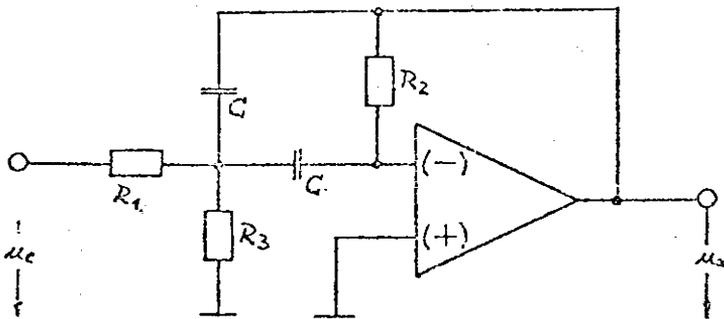


Bild 2

Im Bild 2 ist eine der Möglichkeiten gezeigt, wie man einen OP beschalten muß, damit er die Funktion eines Parallelresonanzkreises annimmt. Die mathematische Ableitung der folgenden Formeln entnehme man der angegebenen Literaturstelle^s. Soweit man aber auf einen mathematischen Beweis verzichten will, ist man verblüfft, wie exakt man Güte, Verstärkung und Resonanzfrequenz durch Errechnen der Bauelemente vorausbestimmen kann.

Es gilt für :

$$\text{Resonanzfrequenz } f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C} \sqrt{\frac{1}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (1)$$

$$\text{Verstärkung bei } f_0 \quad v_{f_0} = \frac{R_2}{2 \cdot R_1} \quad (2)$$

$$\text{Filtergüte} \quad Q = \frac{f_0}{B} \quad (3)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (4)$$

$$= R_2 \cdot C \cdot f_0 \cdot \pi \quad (5)$$

Diese Formeln sagen dem geübten Leser, daß die Resonanzstufe nach Bild 2 geradezu ideal für RTTY - und CW - Zwecke ist:

Betrachtet man das aktive Selektivfilter für den Frequenzbereich zwischen 500 Hz und 2,5 KHz und ermittelt durch mehrmaliges Rechnen realistische Werte für die passiven Bauelemente, dann wird man R_2 bei der Verwendung des 709 nicht größer als 500 K Ω wählen. Die Güte Q liegt für 25 Hz Bandbreite im Bereich zwischen 1000 und 2000 Hz bei 40 - 80 (3). Die Kondensatoren werden dadurch Werte zwischen 20 und 100 nF annehmen.

Da man meist vom Begrenzerverstärker genug Eingangsspannung zur Verfügung hat (rund 25 V_{SS}), kann man die Stufenverstärkung mit 1 oder noch kleiner ansetzen, sodaß R_1 die Größenordnung von R_2 erhält (2). Für den gewählten Frequenzbereich bei geforderter Güte Q wird R_3 Werte zwischen 10 und 70 Ω annehmen.

Die Formel (1) läßt sich noch vereinfachen, wenn man bedenkt, daß der Faktor $\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)$ vornehmlich durch R_3 bestimmt wird, da $R_1 \gg R_3$.

$$\text{Dann wird:} \quad f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C} \sqrt{\frac{1}{R_2} \cdot \frac{1}{R_3}} \quad (6)$$

Das bedeutet aber, daß man die Resonanzfrequenz des Filters durch Variation von R_3 stetig ändern kann. Dabei bleibt die Ausgangsspannungsamplitude konstant, da R_3 nicht in (2) enthalten ist. Andererseits wird aber nach (5) die Güte Q mit zunehmender Resonanzfrequenz f_0 linear größer, sodaß die Bandbreite bei Frequenzän-

derung konstant bleibt. Dieses Verhalten entspricht den gestellten Forderungen.

Das Signal an den Ausgängen der Selektivstufen wird gleichgerichtet, wobei einmal die positiven Halbwellen und andererseits die negativen Halbwellen gekappt werden.

Beim folgenden Analogaddierer bewirkt der zum Gegenkopplungswiderstand parallel liegende Kondensator eine Tiefpaßcharakteristik der Übertragungsfunktion dieser Stufe.

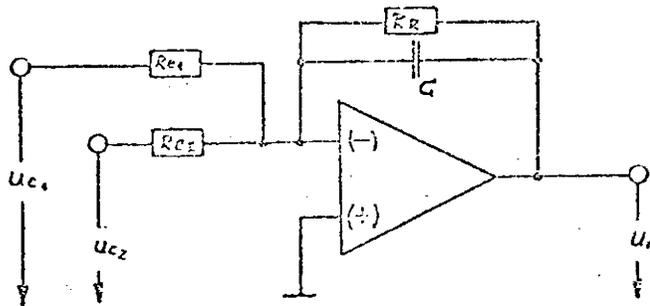


Bild 3

Für den Addierer gilt :

$$- U_n = \frac{R_R}{R_{e1}} \cdot U_{c1} + \frac{R_R}{R_{e2}} \cdot U_{c2} \quad (7)$$

Die durch den Parallelkondensator bewirkte Zeitkonstante beträgt :

$$\tau = R_R \cdot C \quad (8)$$

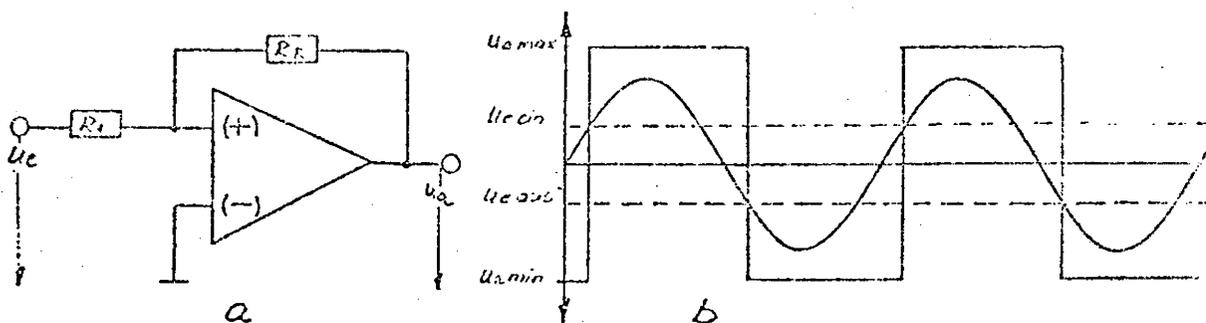
Hieraus läßt sich die Grenzfrequenz der Schaltung bestimmen :

$$f_{\max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_R \cdot C} \quad (9)$$

Sind beide Eingangsspannungsbeträge näherungsweise gleich groß, erhält man am Ausgang eine Wechselspannung, die um 0 V schwankt, bei einer maximalen Frequenz, die durch τ bestimmt wird. Für den RTTY - Ama-

teur wird man für f_{\max} etwa 25 - 30 Hz einsetzen, so daß die Signale der RTTY - Untastfrequenz das Filter sicher passieren können.

Nach diesem Additionstiefpaß folgt ein nichtinvertierender Schmitt - Trigger mit einem weiteren OP. Bild 4



Für die Schaltung gilt :

Bild 4

$$\text{Einschaltpegel} \quad : \quad U_{e \text{ ein}} = - \frac{R_1}{R_R} \cdot U_{a \text{ min}} \quad (10)$$

$$\text{Ausschaltpegel} \quad : \quad U_{e \text{ aus}} = - \frac{R_1}{R_R} \cdot U_{a \text{ max}} \quad (11)$$

$$\text{Schalthysterese} \quad : \quad U_e = \frac{R_1}{R_R} \cdot (U_{a \text{ max}} - U_{a \text{ min}}) \quad (12)$$

Für eine große positive Eingangsspannung U_e wird $U_a = U_{a \text{ max}}$. Verkleinert man U_e , bleibt U_a auf dem Wert $U_{a \text{ max}}$ bis U_e den Wert $U_{e \text{ aus}}$ erreicht. In diesem Moment springt U_a auf $U_{a \text{ min}}$. Dieser Kippvorgang wird durch U_e eingeleitet aber dann von der Mitkopplung über R_R bestimmt. Der stabile Wert $U_{a \text{ min}}$ bleibt erhalten, bis U_e den Wert $U_{e \text{ ein}}$ überschreitet.

Im Bild 4b ist der Verlauf von Ein - und Ausgangsspannung dargestellt. Für eine Betriebsspannung von ± 15 V an 709 wird $U_{a \text{ max}}$ etwa 12 - 14 V und $U_{a \text{ min}}$ -12 bis -14 V.

Der folgende Transistor T_1 hat lediglich eine Inverteraufgabe, er wird je nach Shift (normal - reverse) zwischengeschaltet oder überbrückt.

Der Transistor T_2 ist die Schaltstufe für den Linien-

strom des FS - Empfangs - Relais. Hierbei wird der Strom dem Relais über einen regelbaren Widerstand zugeführt. Die Rückleitung wird über T_2 gegen Masse geschaltet. T_2 muß eine Spannung von 200 V betriebs sicher schalten können.

Zur Schaltung des RTTY - NF - Converters:

Die Operationsverstärker OP6 und OP7 im Schaltbild 2 arbeiten zwischen RX - NF - Ausgang und Converter - Begrenzereingang als aktive Selektivvorstufen mit einem Verstärkungsfaktor von etwa 25.

OP6 läßt die Frequenz 1050 Hz passieren, wobei eine 3 dB Bandbreite von 50 Hz gewählt wurde, so daß auch die kurzen Tastimpulse von 20 ms voll ausschlagen können und die Maximalamplitude erreichen. OP7 arbeitet analog mit gleicher Bandbreite, allerdings lassen sich hier feste Shiftfrequenzen in drei Raststellungen (2, 3, 4) mit S1 einstellen. P14 ist ein 10 - Gang Potentiometer, mit dem in Schalterstellung 1 ein Shiftbereich von 0 - 1000 Hz stetig überstrichen werden kann. (P14 und auch P4 können weggelassen werden, soweit man sich auf feste Shifts beschränkt.)

An K werden beide Signale zusammengeführt und dem Begrenzer OP1 zugeleitet, am Ausgang erscheinen sie mit einer konstanten Amplitude von rund $25 V_{SS}$.

Mit P1 und P2 werden die Eingangspegel für die Resonanzstufen OP2 und OP3 so eingestellt, daß an den Ausgängen MP4 und MP5 nach Resonanzabstimmung jeweils $8 V_{SS}$ erscheinen. Der Verstärkungsfaktor beider Stufen liegt bei 0,5. Alle anderen Werte entsprechen OP6 und OP7.

Soweit variable Shifteinstellung vorgesehen wird, ist zu empfehlen, P4 und P14 mechanisch miteinander zu verbinden, um beide Selektivstufen im Gleichlauf verstimmen zu können. Im anderen Fall stimmt man zunächst P4 ab, und zieht P14 auf gleiche Skaleneichung nach.

Das mit D3 und D4 gleichgerichtete Signal gelangt auf einen aktiven Tiefpaß (OP4), dessen Grenzfrequenz wiederum so gewählt wird, daß die kurzen Fastimpulse auf die Maximalamplitude ausschlagen können.

Der folgende Schmitt - Trigger hat mit der angegebenen Widerstandskombination eine Schalthysterese von etwa 0,8 V. Man kann die Schalthysterese aber auch variabel machen, indem man als R_R (R15) ein Potentiometer von 500 K Ω vorsieht, dessen kleinster Wert durch 50 k Ω begrenzt wird. Die Schalthysterese läßt sich dann zwischen 2,5 und 0,25 V ändern.

Man kann OP5 auch als Komparator schalten? (+ und - vertauschen und R15 weglassen) allerdings hat sich eine Schalthysterese als empfehlenswert erwiesen, da beim Fehlen beider Nutzsingnale OP5 bereits bei kleinsten Störsignalen (Rauschen u.s.w.) durchschaltet, und so Typen der FS - Maschine angeschlagen werden.

An der Schaltung und der Aufgabe von T₁ und T₂ bleibt nichts zu erklären. S2 dient zur Umschaltung von Normal- auf Reverse - Shift, S3 ist für den Stand - By - Betrieb vorgesehen.

Ableich des Converters :

Erforderliche Meßgeräte : Tongenerator, Oszillograf

- 1.) D3 und D4 auftrennen. Kleinsten DC - Bereich am Oszillografen einstellen und Nullpunkt auf dem Bildschirm eichen, indem der Tastkopf nach Masse kurzgeschlossen wird. Tastkopf dann an MP8 legen und mit P9 MP8 auf 0 V ziehen. D3 und D4 wieder einlöten.
- 2.) K auftrennen. An MP3 mit P8 gleiche Prozedur wie an MP8.
- 3.) An K 1050 Hz $\approx 1 V_{SS}$ einspeisen. Tastkopf an MP4 legen, Ausgangsspannung mit P5 auf Maximum ziehen. Dann Spannung an MP4 mit P1 auf $8 V_{SS}$ einstellen.

- 4.) An K 1220 Hz $-1 V_{SS}$ einspeisen. Tastkopf an MP5 legen. Mit P5 Spannung an MP5 auf Maximum ziehen.
- 5.) An K 1475 Hz $-1 V_{SS}$ einspeisen. Mit P6 Spannung an MP5 auf Maximum ziehen.
- 6.) An K 1900 Hz $-1 V_{SS}$ einspeisen. Mit P7 Spannung an MP5 auf Maximum ziehen. (S1 ist natürlich in die jeweils zugeordnete Schaltstellung zu bringen !)
- 7.) K schließen.
- 8.) Am RX - NF - Eingang des Converters 1050 Hz $\approx 0,1 - 0,2 V_{SS}$ einspeisen. Tastkopf an MP1 legen. Mit P10 Spannung an MP1 auf Maximum ziehen.
- 9.) Gleiche Prozedur an MP2 mit P11, P12 und P13 bei 1220 Hz, 1475 Hz und 1900 Hz in den Schaltstellungen 2, 3 und 4 von S1.
- 10.) Die X - Ablenkung des Oszillografen abschalten. X und Y mit den zugehörigen Eingängen des Oszillografen verbinden. Y - Verstärker auf 0,5 V / Div. einstellen, X - Verstärker auf gleichen Wert nachziehen.

Zum Aufbau und Betrieb des Converters :

Der Aufbau des Gerätes und die Wahl der Bauelemente ist unkritisch. Es werden nur handelsübliche Bauteile verwendet. Die Kondensatoren in den Resonanzstufen sind normale Folienausführungen, es sind keine Styroflexkondensatoren erforderlich. Die Widerstände im Mustergerät haben 5% Toleranz.

Das Gerät ist voll reproduzierbar.

Als unbedingte Forderung müssen die empfangenen Signale und der Stationsempfänger äußerst frequenzstabil sein, da das Gerät als " Zweikreisler " arbeitet und bei einer Bandbreite von 50 Hz seine Vorzüge nur dem bietet, der diese schmalen Frequenzkanäle einhält.

Will man über 10 min sicher arbeiten, dann muß die Frequenzstabilität des Übertragungsweges bei einer maximal zulässigen Frequenzdrift von 25 Hz im 80 m Band $7 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \text{ min}^{-1}$ betragen, soweit man die Betriebsart SSB verwendet. Für die anderen Bänder erhöht sich diese Forderung proportional zur Frequenz, allerdings ist zu berücksichtigen, daß man meist mit VFOs arbeitet, die unter 5 MHz schwingen, die Differenzfrequenzen werden dann mit Quarzoszillatoren aufgemischt, sodaß die Stabilitätsforderungen, die hier gestellt werden, für gute Geräte realistisch sind.

Der Converter wurde in statistischen Messungen mit eigenen QRM - Tonbändern mit den Schaltungen des ST5 und ST6 verglichen. Dabei ergab sich eine Verringerung der Fehlschriften um den Faktor 2 - 3, soweit die oben angegebenen Stabilitätsbedingungen, die noch über den SSB - Normen liegen, eingehalten werden. Diese Messungen sind natürlich subjektiv, aber leider hat sich bisher die RTTY - Gruppe nicht die Mühe gemacht, eine genormte Tonaufzeichnung herauszubringen, die dann objektive Angaben gestattet. So möchte ich mich davor hüten, daß die angegebene Fehlschriftenverbesserung verbindlich ist, da hierzu jeweils bei den OMs gleiche Meßbedingungen erforderlich wären.

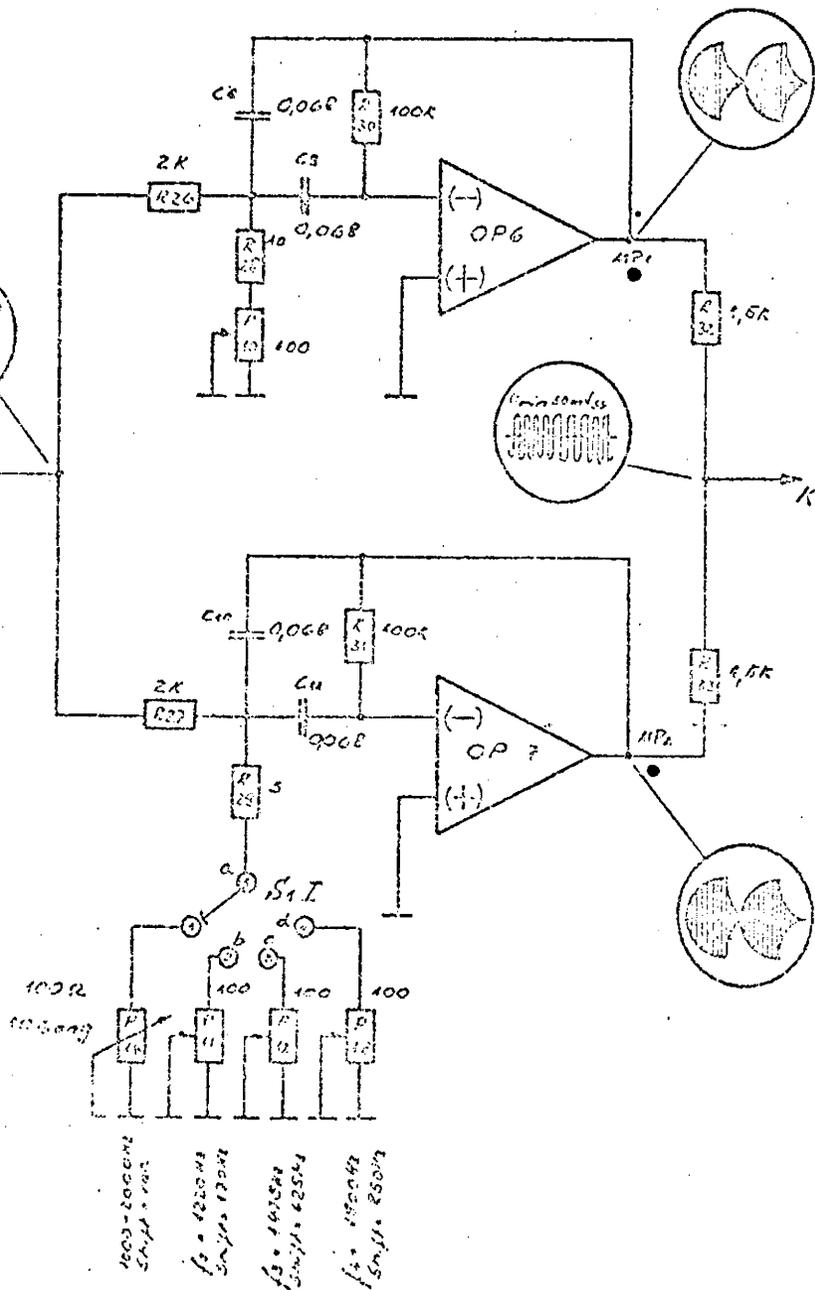
Grundsätzlich gilt aber, daß ST5 und ST6 bei Fadingstörungen auf Grund des gleichen Prinzips mit dem beschriebenen Converter gleichwertig sind. Dagegen fallen die Ergebnisse von ST5 und ST6 weit ab gegenüber denen, die das beschriebene Gerät bei schwerem Störträger - QRM aufweist. Abschließend sei bemerkt, daß auch dieser Converter nicht zaubern kann.

DJ 6 HP

Hojo

Verwendete Literatur :

1. RTTY 4/70 Seite 4
2. RTTY S1/71
3. Tietze, Schenk, Halbleiter Schaltungstechnik
Springer-Verlag Berlin · Heidelberg · New York 1969
Seite 213
4. Schröder, Elektrische Nachrichtentechnik I
Verlag für Radio - Foto - Kinotechnik GMBH
Seite 394
5. Tietze, Schenk, s.o., Seite 206
6. Tietze, Schenk, s.o., Seite 188
7. Tietze, Schenk, s.o., Seite 216



OP1, OP5 703 (Hersteller beliebig) nach a. (ohne Phasenkomp.)

OP2, OP3 703 mit Phasenkomp. nach a, oder 744 nach b
OP4, OP7 (Nullabgleich nicht nötig)

OP4 703 mit Phasenkomp. nach a, oder 744 nach b

D1 - D4 Si-Dioden 1N914 o.ä.

T1 Si-NPN BC107 o.ä.

T2 Si-NPN 280V

P1, P2, P3, P5, P6, P7 Einstellregler Kohleschicht 0,25W
P8, P9, P10, P11, P12, P13

P4, P14 10 Gang Drehtpot. (Beckmann, Melipot o.ä.)
kleinste Leistung (mit Skalentrrieb)

Alle R bis auf Reg 0,25W

R19 1W

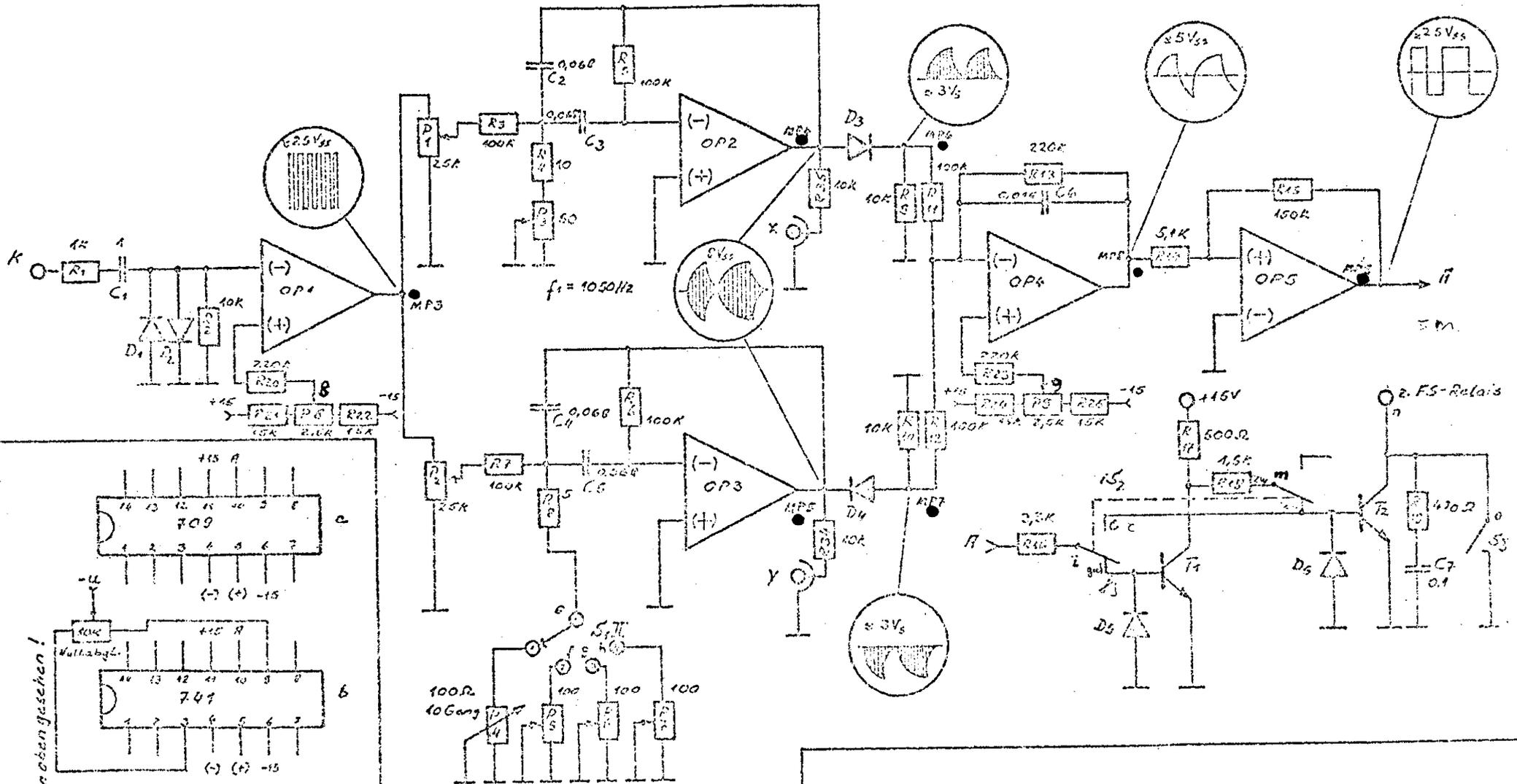
R8, R13 1% Tol. (Nur wenn var. Schiff mit 10 Gang
Potentiometer vorgesehen wird)

Alle C bis auf C7 30V

C7 400V

RTTY-NF-Converter (2)
D76HP

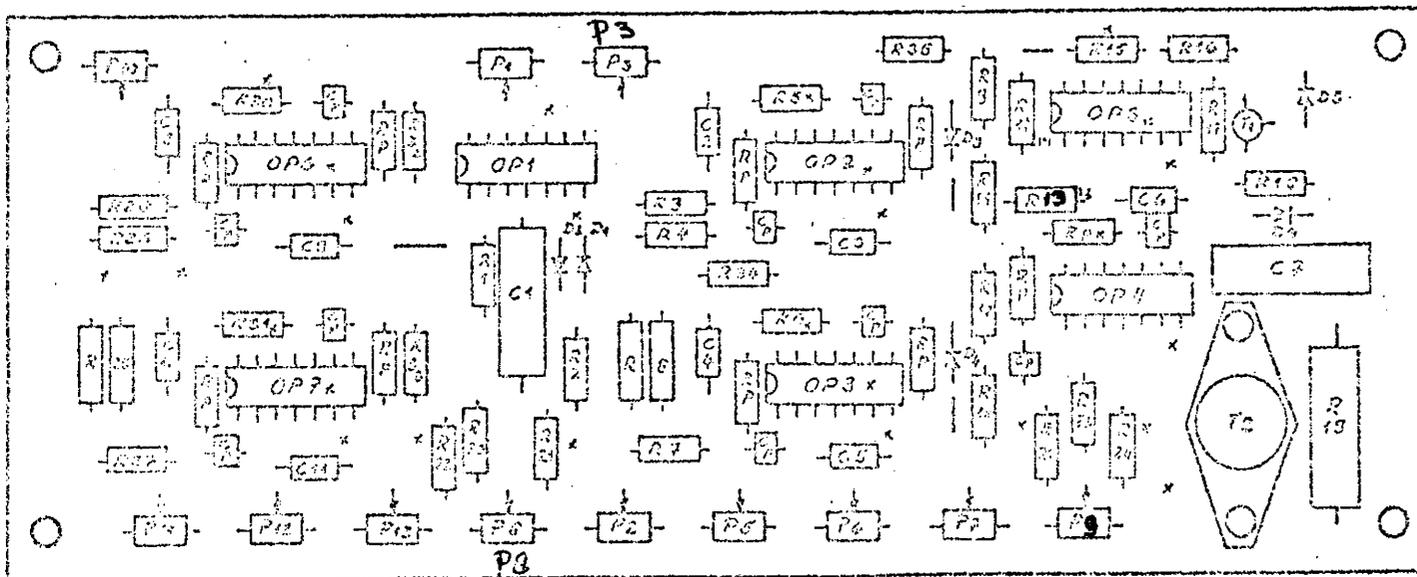
RTTY B171
Seite 10
P. 15. 7. 71



noch oben guh sehen!

- $f_1 = 1050 \text{ Hz}$
- $f_2 = 1220 \text{ Hz}$
- $f_3 = 1475 \text{ Hz}$
- $f_4 = 1500 \text{ Hz}$

RTTY-NF-Converter (1)
DJ 6 HP



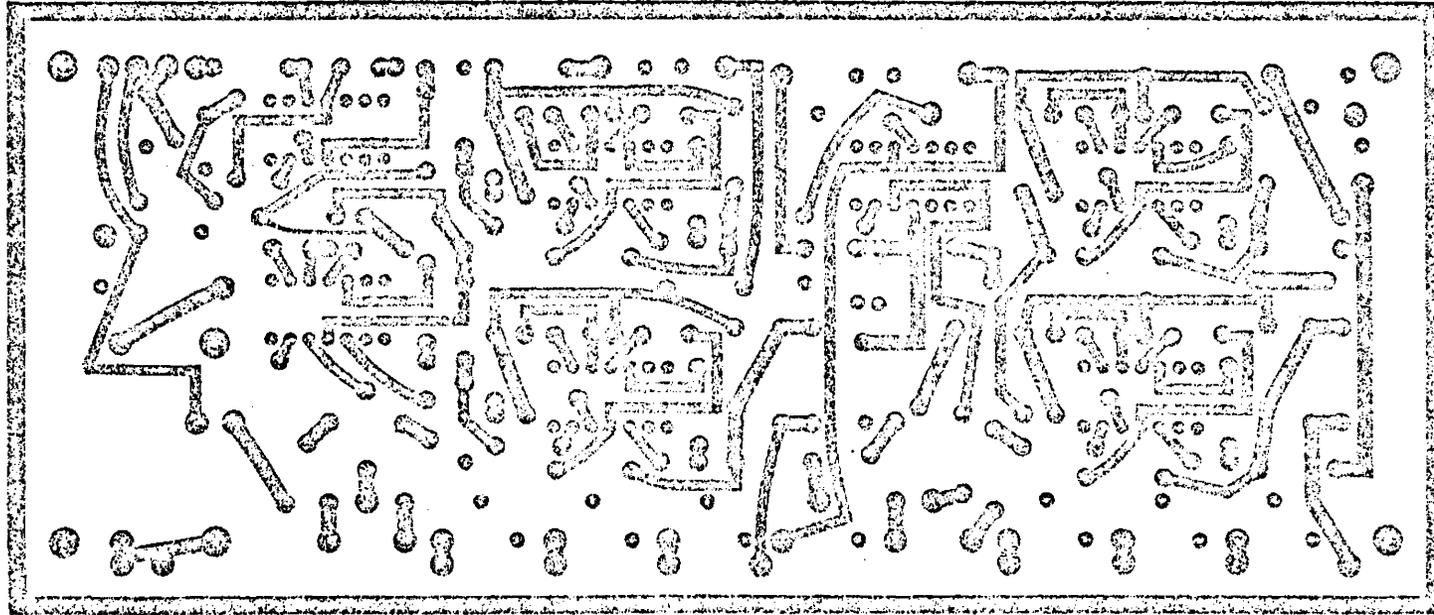
Bei x jeweils von der Oberseite auf die Unterseite durchlöten. Vor dem Einsetzen der Bauelemente!

RTTY-WF-Converter

Bestückungsplan 276HP

P 22.7.75

RTTY B171

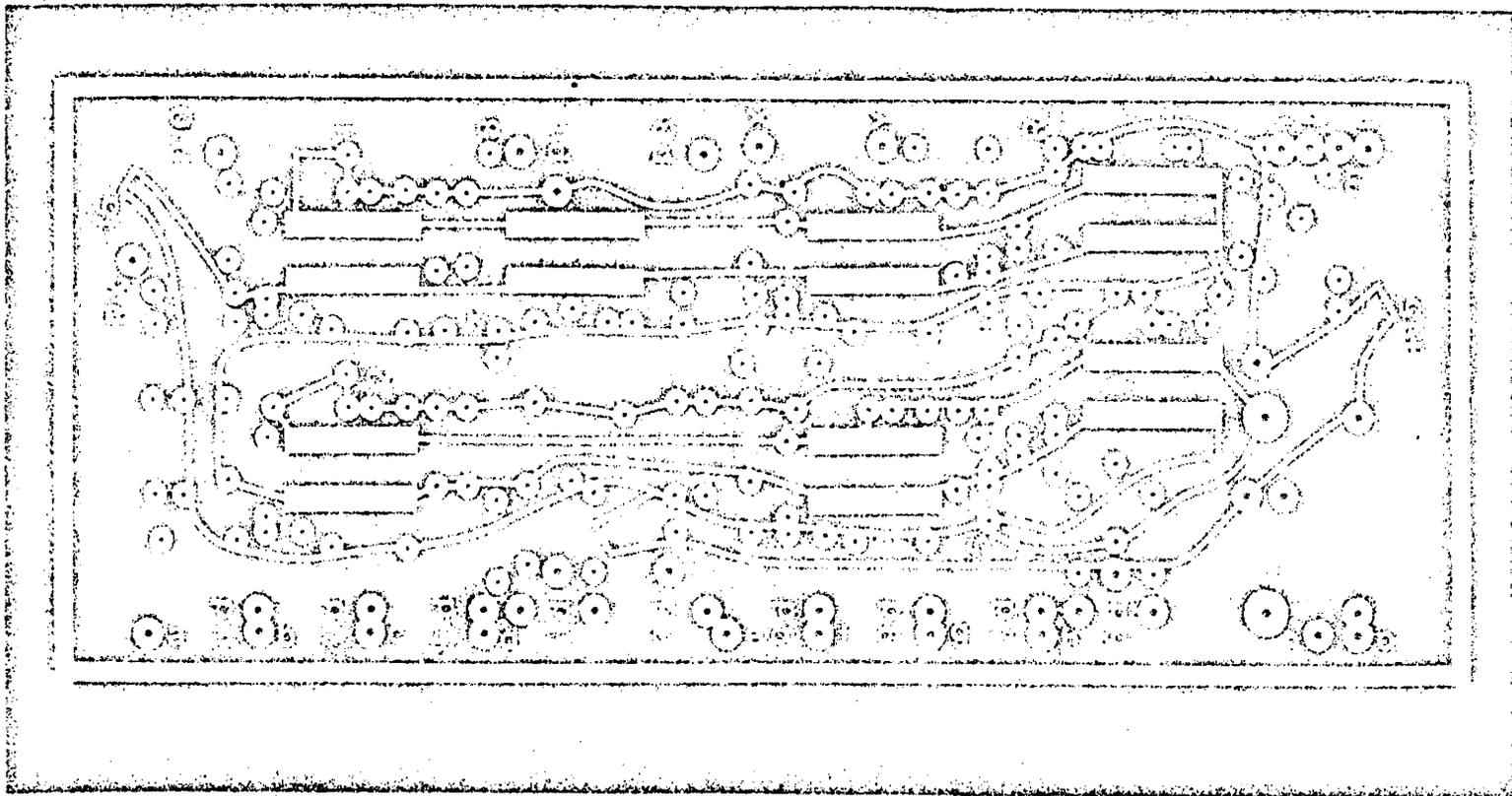


RTTY-NF-Converter

Leiterbahnsseite D76HF

P. 2-7-71

RTTY B171
Seite 13



RTTY-NF-Converter

Bestückungsseite

D76HM

P. 21.7.51

RTTY B171

