

Das Pa(c)ket-Radio (2): Synthesizergesteuerter 9k6/70-cm-Packet-Transceiver

Dipl.-Ing. GÜNTHER BORCHERT - DF5FC

Der zweite Teil des Beitrags über den Selbstbau eines 70-cm-Packet-Radio-Transceivers für 9600 Bps befaßt sich mit den Schaltungen des Empfängers und der beiden gleichen Oszillatoren der Frequenzaufbereitung sowie den Randbedingungen für die konkrete Auslegung dieser Schaltungsteile.

■ Empfänger

Der Empfänger ist konventionell als Doppelsuper aufgebaut. Im Eingangsteil befindet sich ein relativ rauscharmer Dual-Gate-MOSFET.

Ursprünglich enthielt diese Stufe einen Bipolartransistor BFP 420 von Siemens. Leider war dieser Typ aber in kleinen Stückzahlen nicht leicht beschaffbar und durch sein sehr kleines Gehäuse auch nicht leicht zu handhaben. Aus diesem Grunde kam wieder die altbewährte Schaltung mit dem FET zum Einsatz. Der FET arbeitet mit seinem Drain direkt auf das Helixfilter.

Bedauerlicherweise zeigte auch diese Stufe in dieser Schaltung einen Hang zur Selbst-erregung im Gigahertzbereich (um 1 GHz). Der 56-Ω-Widerstand in der Drainleitung vor dem Filter soll diese parasitäre Schwingung unterdrücken, verschlechtert jedoch leider auch die Rauschzahl.

Das wiederum ist nicht von so großer Bedeutung, da der Antennenschalter selbst eine nennenswerte Dämpfung besitzt (etwa 1 dB), die damit die Rauschzahl bestimmt. Eine Systemempfindlichkeit im Bereich

-110 bis 120 dBm wird aber immer noch erreicht.

Als viel größeres Problem stellte sich nach den ersten Prototypen der Mischer im MC3362 heraus. Dieser Baustein, der einen kompletten Doppelsuper für die Zwischenfrequenzen 10,7 MHz und 455 kHz enthält, ist mit 450 MHz dicht an der Grenze seiner Möglichkeiten. Die Verstärkung des ersten Mischers hat schon deutlich abgenommen, und die Rauschzahl ist hoch. Damit die Empfindlichkeit trotzdem annehmbar bleibt, mußte noch ein weiterer Verstärker eingebaut werden. Nach zahlreichen Tests, auch in ähnlichen Schaltungen, fiel hier die Wahl erneut auf ein MMIC. Der eingesetzte MSA 0686 von HP hat 50 Ω Eingangs- und Ausgangsimpedanz, etwa 20 dB Verstärkung und eine recht niedrige Rauschzahl.

Er paßt hervorragend zu den ebenfalls für diese Impedanz ausgelegten Helixfiltern. Versuche haben gezeigt, daß die beiden Helixfilter am Empfängereingang ohne passende Meßmittel am besten nicht angefaßt werden und mit der Werkseinstellung arbeiten. Ja, Sie haben richtig gelesen. Es war von zwei Helixfiltern am Eingang die Rede.

Warum? Um das ganze Design im Preis nicht noch mehr zu steigern, habe ich mich für eine erste ZF von 10,7 MHz entschieden.

Das ist eigentlich, besonders im Hinblick auf Oszillator-Dämpfung und ZF-Durchschlag, zu niedrig. Vorteilhafterweise konnten aber Keramikfilter verwendet werden, die gut angepaßt sind und somit wenig Verzerrungen verursachen. Solche Verzerrungen sind bei Telefonie gerade noch tolerierbar, führen bei digitalen Signalen jedoch zu einer schnell steigenden Bitfehlerrate.

Bei einem Einsatz von Quarzfiltern hätten diese speziell angepaßt werden müssen. Das ist hier im Labor mit einem Netzwerkanalysator kein Problem, aber im normalen Heimbetrieb... Auf jeden Fall sorgt die Kaskadierung der beiden Dreikreis-Helixfilter für sehr steile Filterflanken und gute Spiegelfrequenzunterdrückung.

Die Beschaltung des Empfängersbausteins geschieht ebenfalls „konservativ“. Es werden im wesentlichen normale bedrahtete Bauelemente verwendet. Lediglich im Empfängereingang und um die Oszillator-(L.O-)Einspeisung herum werden ein paar SMD-Teile der Baureihe 0805 eingesetzt. Das hat zu einer erheblich besseren Stabilität geführt. In allen Bausätzen sind diese Teile bereits bestückt und die Filter sogar abgeglichen.

Noch einmal zurück zum Oszillator. Er ist hier extern aufgebaut und befindet sich auf der PLL-Leiterplatte. Zu der eigentlichen Schaltung s. u. Der IC-interne Oszillator ist bei den erforderlichen Frequenzen um 420 MHz nicht mehr zu gebrauchen. Die Einspeisung war zunächst etwas kritisch, durch den Einsatz der SMD-Teile gibt es keine Schwierigkeiten mehr. Wie bereits erwähnt, besorgt ein recht einfaches keramisches

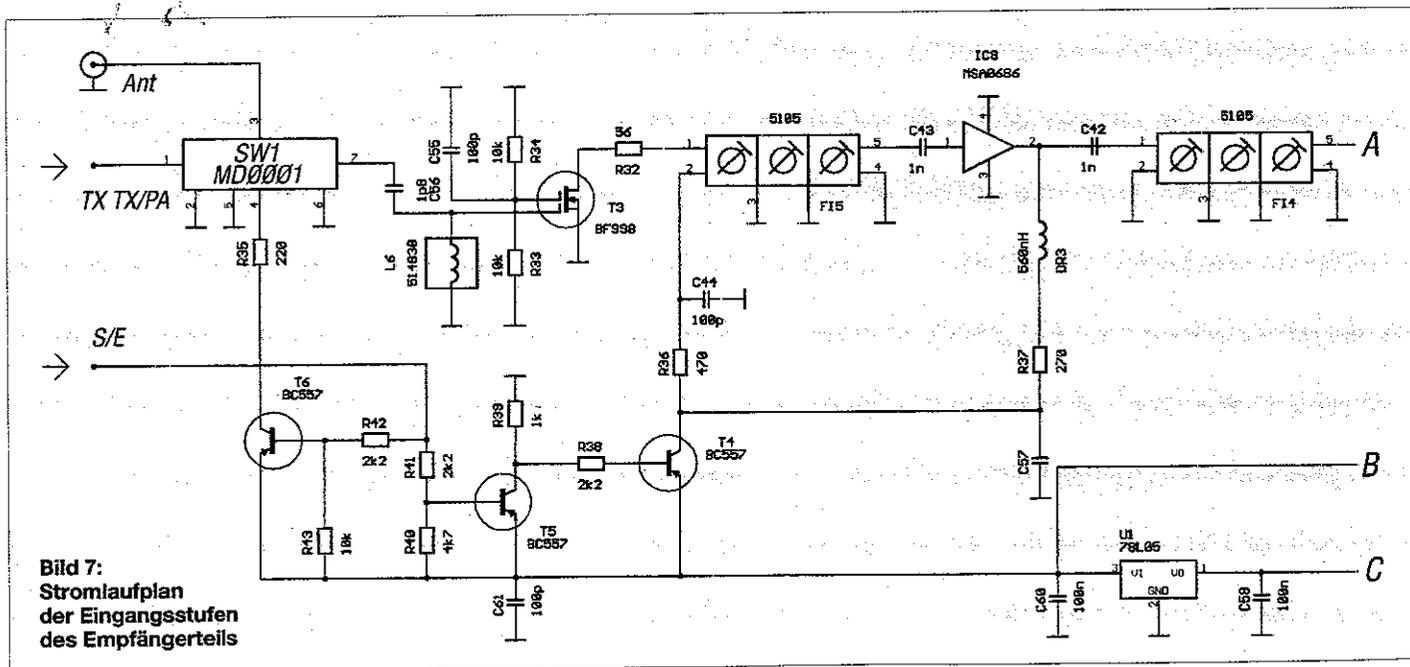


Bild 7:
Stromlaufplan
der Eingangsstufen
des Empfängerteils

10,7-MHz-Filter (SFA 10,7 MA) die Selektion auf der ersten ZF, während in der zweiten ZF (455 kHz) ein phasenkorrigiertes Sechspolfilter (SFH 455 B) mit 30 kHz Bandbreite zu finden ist

Das demodulierte Signal wird einmal dem NF-Verstärker zugeführt (über eine trägergesteuerte Rauschsperrschaltung) und im zweiten Zweig über einen Emitterfolger dem 9600-Bps-Modem zur Verfügung gestellt. Für 1200-Bps-Betrieb ist ein extra Ausgang vorhanden, der ebenfalls über die eingebaute Rauschsperrschaltung geschaltet wird. Beide haben einen Ausgangspegel von $U_{SS} \approx 250 \text{ mV}$.

Alle Signale für die NF-Schnittstelle sind an einem 10poligen Pfostenstecker verfügbar. Der Komplettbausatz enthält zwei 5polige DIN-Buchsen zur Montage in der Rückwand. Anfangs war vorgesehen, sie mit auf die Hauptleiterplatte zu integrieren und direkt von der Rückwand aus zugänglich zu machen. Da das kleinere Gehäuse Stabilitätsproblemen zum Opfer gefallen ist, ließ sich dieser Gedanke nicht weiter verfolgen. Ein längs liegender Einbau der Platinen (mit den Buchsen wieder an der Rückwand) war leider zu großflächig, so daß das nächstgrößere Gehäuse fällig geworden wäre.

Die Steiler für Lautstärke und Rauschsperrschaltung befinden sich auf einer besonderen Montageplatte hinter der Frontplatte. Diese Plat-

tine trägt auch die Frequenzeinstellschalter sowie einige LEDs zur Statusanzeige und den Hauptschalter. Alle Verbindungen zwischen den Platinen (außer Betriebsspannung für die PLL und die Oszillatorsignale) erfolgen über Flachbandleitungen und passende Stecker. So gestaltet sich die Verdrahtung sehr einfach und läßt fast keine Fehler zu.

Zur Umschaltung zwischen Sendung und Empfang wird die Betriebsspannung einiger Stufen ein- und ausgeschaltet. Natürlich läuft das alles kontaktlos, d.h. mit Transistoren, ab. In der Regel habe ich jedem zu schaltenden Verstärker oder Mischer einen eigenen Schalttransistor zugeordnet. Das PTT-Signal wird direkt auf der Leiterplatte verteilt. Alle Ladekondensatoren befinden sich auf der „Dauerstromseite“, so daß hier keine Verzögerungen auftreten können. Ferner entkoppelt diese Maßnahme die Stufen untereinander.

Bei Sender und Empfänger arbeiten die Oszillatoren ständig durch, um Frequenzverwerfungen beim Schalten auszuschließen. Damit es besonders beim Gleichkanalbetrieb keine Schwierigkeiten mit dem eigenen Sendesignal gibt, das selbst in einem ausgeschalteten integrierten Mischer noch sehr schwach entsteht, ist ein äußerst sorgfältiger Aufbau nötig, und natürlich müssen auch alle folgenden Verstärkerstufen abgeschaltet sein.

So werden bei Empfang im Sender der Mischer, alle Verstärker und das Endstufenmodul abgeschaltet. Bei der Endstufe ist vorteilhafterweise ein Vorspannungspin vorhanden, mit dem man den Verstärker völlig sperren kann. Das erübrigt einen aufwendigen Hochstromschalter, denn leider zieht das Modul beim Senden bis zu 1,5 A.

Im Empfänger ist das gezielte Abschalten etwas schwieriger, sind doch alle erforderlichen Teile in einem IC zusammengefaßt. Sämtliche Versuche, Teile des IC MC 3362 abzuschalten, sind kläglich gescheitert. Entweder schwang alles an, der IC „starb“, oder es dauerte eine Ewigkeit (d.h. so etwa 100 bis 150 ms), bis beim Empfang wieder alles spielte. In der vorliegenden Schaltung werden nur noch der Vorstufe (BF 998 und MSA 0686) die Betriebsspannung genommen, damit der Mischer nicht gleich explodiert und die NF einfach stummgeschaltet. Natürlich ist auch ein Sende/Empfangsumschalter am Antennenport vorhanden, doch bringt er „nur“ etwa 36 bis 40 dB Entkopplung. Das bedeutet, daß beim Senden am Empfängereingang noch bis zu 0 dBm = 1 mW (bei $P_{out} = 36 \text{ dBm} = 4 \text{ W}$) liegen können. Bisher gab es damit keine Probleme.

■ Frequenzaufbereitung

Nach der Betrachtung des eigentlichen Transceiverteils fehlt lediglich noch die Fre-

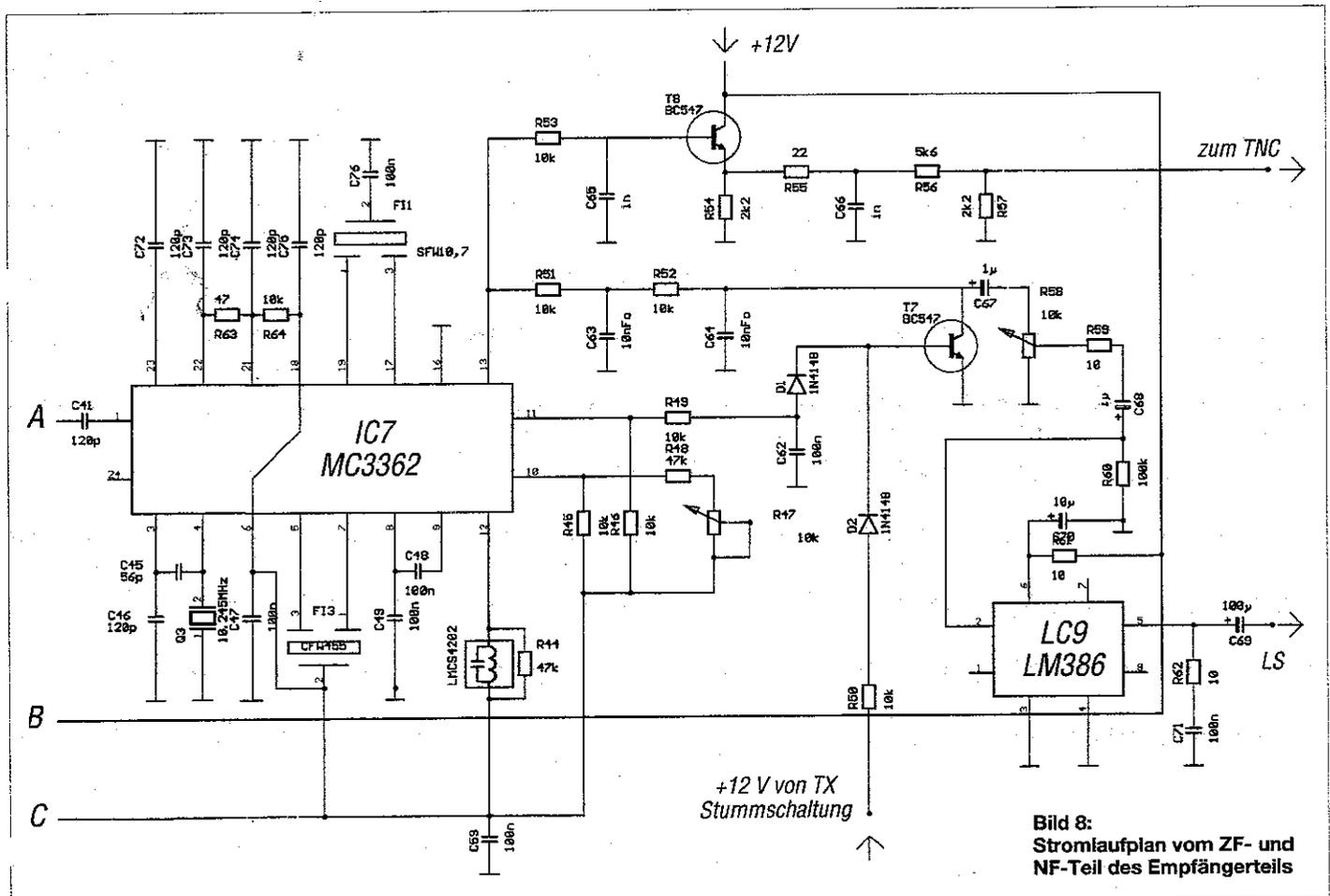


Bild 8: Stromlaufplan vom ZF- und NF-Teil des Empfängerteils

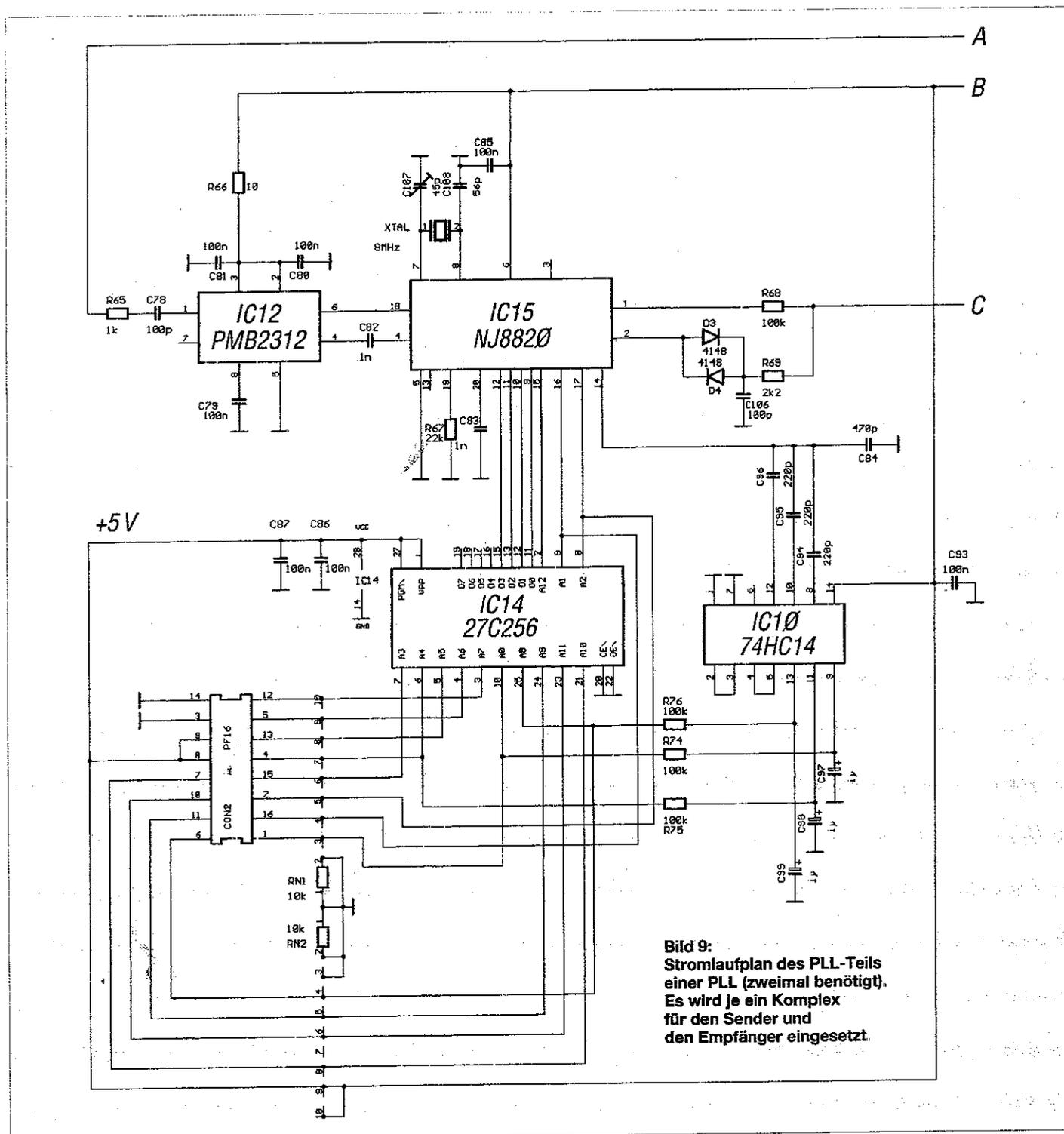


Bild 9: Stromlaufplan des PLL-Teils einer PLL (zweimal benötigt). Es wird je ein Komplex für den Sender und den Empfänger eingesetzt.

quenzaufbereitung. Klingt irgendwie ganz harmlos, und nachdem das Konzept steht, ist es das auch. Der Weg jedoch war beschwerlich. Schon vor einigen Jahren habe ich begonnen, nach einer geeigneten Lösung zu suchen, mich damals aber leider immer darauf versteift, alles mit einem Hauptoszillator durchführen zu wollen. Der Vorteil ist eindeutig, daß dann nur eine Frequenzeinstellung vorhanden ist und bei Relaisbetrieb eine passende Shift fest eingestellt wird. Eine besondere Herausforderung stellte dabei stets die relativ niedrige ZF dar. Die Filter, die die Oszillatorfrequenz unter-

drücken müssen, erforderten einen hohen Aufwand. Ferner wurde stets irgendwo die Sendefrequenz auch beim Empfang erzeugt, bzw. durch die zahlreichen Mischer entstanden allerlei unerwünschte Frequenzen, so daß es zu Pfeifstellen im Band kam. Der Aufwand blieb immer beträchtlich. Zu Beginn meiner Untersuchungen gab es noch nicht so viele hochintegrierte PLL-Bausteine, so daß z.T. noch diskret aufgebaut wurde. Die stürmische Entwicklung auf dem Mobilfunksektor hat hier eine deutliche Verbesserung gebracht.

Nachdem auch ich (bei meiner Arbeitsstelle) in diesen Bereich abgetaucht war, schubste man mich auf den aus heutiger Sicht richtigen Weg. Sender und Empfänger erhalten jeweils ihren eigenen Oszillator. Anfangs hielt ich den Aufwand für viel zu groß, einige Wirtschaftlichkeitsberechnungen, verbunden mit einer Betrachtung der Vorteile, haben dann dieses Konzept mit zwei völlig getrennten Oszillatoren und PLLs ergeben. Nachdem nun endlich der gordische Knoten zerschlagen war, stellte sich die Frage nach den richtigen Frequenzen. Beim Emp-

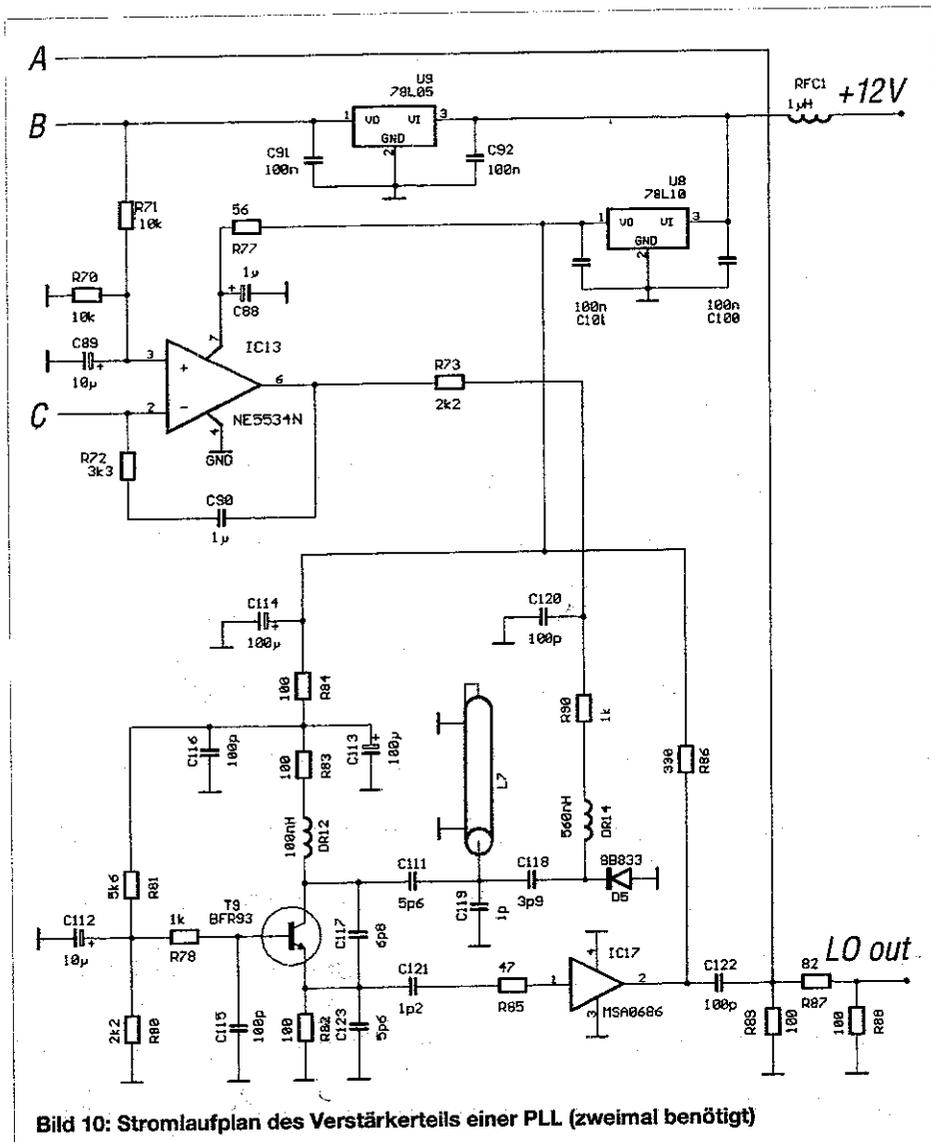


Bild 10: Stromlaufplan des Verstärkerteils einer PLL (zweimal benötigt)

fänger sah die Sache einfach aus: Bei einer ZF von 10,7 MHz bleiben nur der Bereich 419,3 MHz bis 429,3 MHz (Oszillatorfrequenz unterhalb der Empfangsfrequenz) oder 440,7 MHz bis 450,7 MHz (oberhalb). Intensive Untersuchungen zeigten, daß die „High side“-Version alle Störungen mit dem Sender verhinderte und am besten funktionierte. Beide PLLs (für Empfang und Senden) arbeiten jeweils auf der Endfrequenz (Sender 310 MHz bis 320 MHz, Empfänger 419,3 MHz bis 429,3 MHz). Als Raster für die Synthesizer haben wir als Kompromiß zwischen den Schleifenparametern der PLL und dem erforderlichen Schaltungsaufwand 12,5 kHz gewählt, um alle ggf. in Frage kommenden Zwischenschritte zu erreichen. Bei niedrigerer Referenzfrequenz kann es zu starken Seitenbändern im Rasterabstand kommen (sie entstehen eigentlich auf jeden Fall, lassen sich jedoch bei höheren Frequenzen besser unterdrücken). Der Filteraufwand im Regelkreis steigt an, ferner neigen Schleifen mit den dann sehr hohen Teilungsfaktoren zur Instabilität (PLL-Theorie).

Um eine möglichst unkomplizierte und sicher nachzubauende Schaltung zu erhalten, habe ich zunächst versucht, fertige Oszillatoren für die jeweiligen Frequenzbereiche einzusetzen. Die bisherigen Nachbauerfahrungen, die ich als „Bausatzlieferant“ sammeln konnte, bestanden darin, daß jede Art von Oszillator immer zu Schwierigkeiten führt. Entweder schwangen die Kandidaten gar nicht oder überall und waren nicht zu bändigen; für „nicht-kontrolliertes“ Basteln auf jeden Fall nicht geeignet. Die erhoffte Linderung durch preiswerte Fertigprodukte trat leider nicht ein. Das Problem lag darin, daß die fertigen VCOs einen sehr großen Abstimmbereich besitzen und damit in der Regel auch eine außerordentlich hohe Abstimmsteilheit. Der gesamte für uns interessante Nutzbereich, 10 MHz, wird mit einer Abstimmspannungsänderung von weniger als 1 V überstrichen. Also führt eine Änderung der Abstimmspannung von 1 mV zu einem Hub von 10 kHz, bzw. 100 µV genügen für 1 kHz!

Das liegt im Bereich der Rauschspannungen, die in solchen Regelkreisen schon durch die OV's entstehen können. Ferner wird die Schleifenstabilität kritisch. Zwar läßt sich jede Schaltung individuell einstellen, doch ich sah mich schon unter Hunderten von PLL-Leiterplatten dahinsiechen. Ein weiterer Punkt war das relativ hohe Phasenrauschen der Oszillatoren, das auch aus ihrem großen Abstimmbereich resultiert (die Abstimmioden sind zu fest angekoppelt). Natürlich kann ich mir einen oder noch besser zwei passende Oszillatoren oder besser gleich ganze PLLs anfertigen lassen, aber wer kauft die 1000 Transceiver, denn so viele Oszillatoren müßte man abnehmen, um den Preis in annehmbare Regionen zu bringen? Zur Lösung des Problems wurde eine eigene Oszillatorschaltung entworfen. Ihr Stromlaufplan ist zusammen mit der PLL unten in Bild 10 abgebildet. Diese Schaltung ist im Transceiver sowohl für den Sender als auch für den Empfänger vorhanden und befindet sich auf einer eigenen Leiterplatte. Der Oszillator ist nahezu komplett in SMD-Technik (0805er Bauelemente) aufgebaut, was zwar etwas der Eingangsforderung des bequemen Nachbaus widerspricht, für einen sicheren Nachbau jedoch dringend notwendig ist. Bei den von mir gelieferten Bausätzen ist dieser Teil dann auch immer vorbestückt und abgeglichen, was Verdruß bestimmt vermeidet. Der eigentliche Synthesizer ist den Kennern meiner Schaltungen längst geläufig. Ich verwende hier wieder den HF-mäßig sehr guten NJ 8820 von Plessey. Dieser PLL-Baustein enthält alle Komponenten, die für eine komplette PLL erforderlich sind und kann darüber hinaus ein EPROM zur Frequenzeingabe ansteuern. Das EPROM ist so programmiert, daß man von den Einstellschaltern die Sende- bzw. Empfangsfrequenz direkt ablesen kann. Dieser Synthesizer ist selbstverständlich, wie auch der VCO, sowohl für den Sender als auch den Empfänger erforderlich. Der Vorteiler (PMB 2312) ist ein SMD-Baustein (SO 8) von Siemens, der durch 64/65 oder 128/129 teilen kann. Er wird vom NJ 8820 mit gesteuert. Beide PLL-Schaltungen befinden sich auf einer 2/3-Europakarte; die Schalter wurden auf eine eigene Leiterplatte ausgelagert. Sie ist hinter der Frontplatte angebracht und besorgt die ganze Verdrahtung. Diese Platine trägt außerdem das Lautstärke- und Rauschsperrpotentiometer, die Status-LEDs und den Hauptschalter. Die Schalterinformationen gelangen über Flachbandkabel an die PLL. Das vereinfacht den Aufbau ganz erheblich (Crimp-Technik – kein Löten!). (wird fortgesetzt)