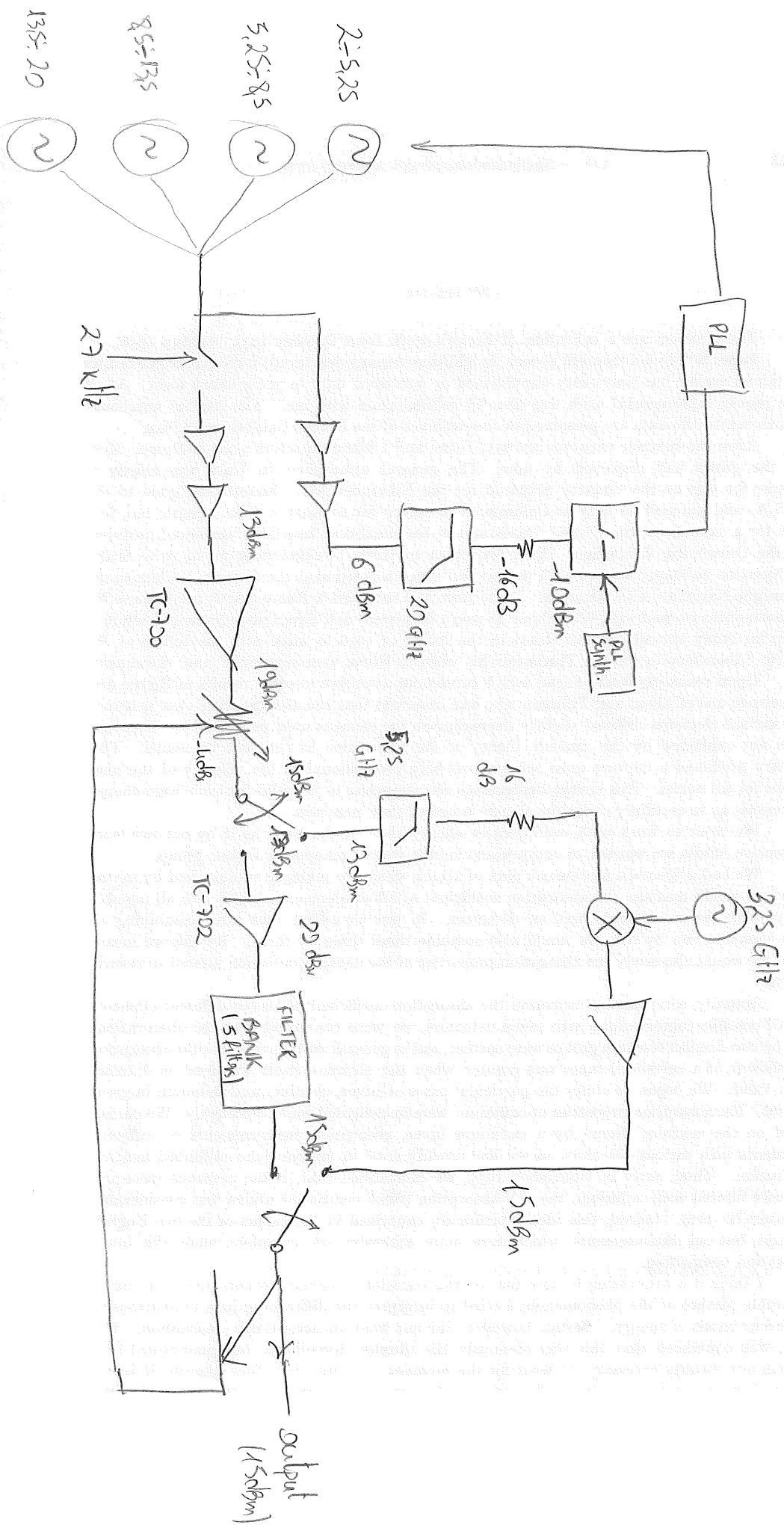


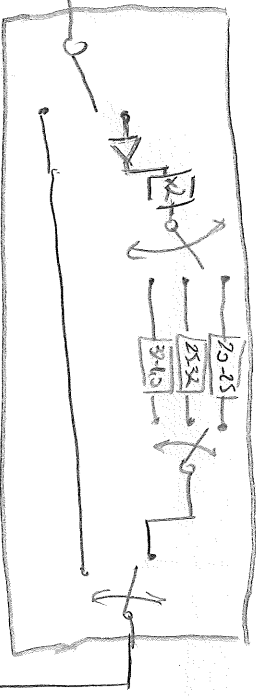
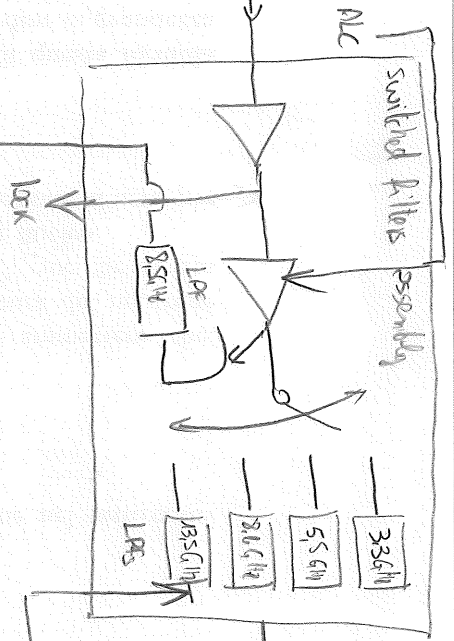
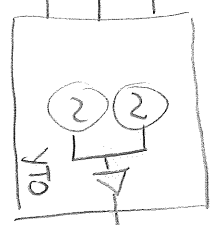
Source del 87MX



# MG 369XA Synthesizer - RF deck

35

RFMS  
RFM  
FM

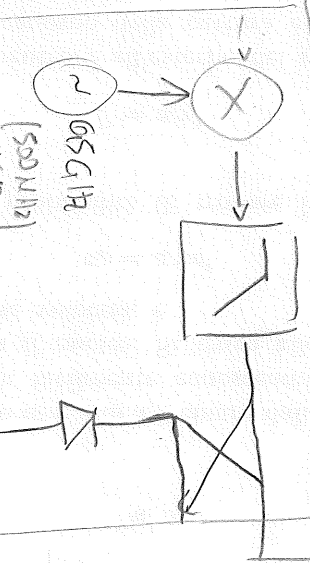


DDS  
0.1Hz ÷ 10MHz  
(option 21)

Diplexer

Diplexer

with opt 21  
RF path  
NO  
opt. 22  
SI  
opt. 22



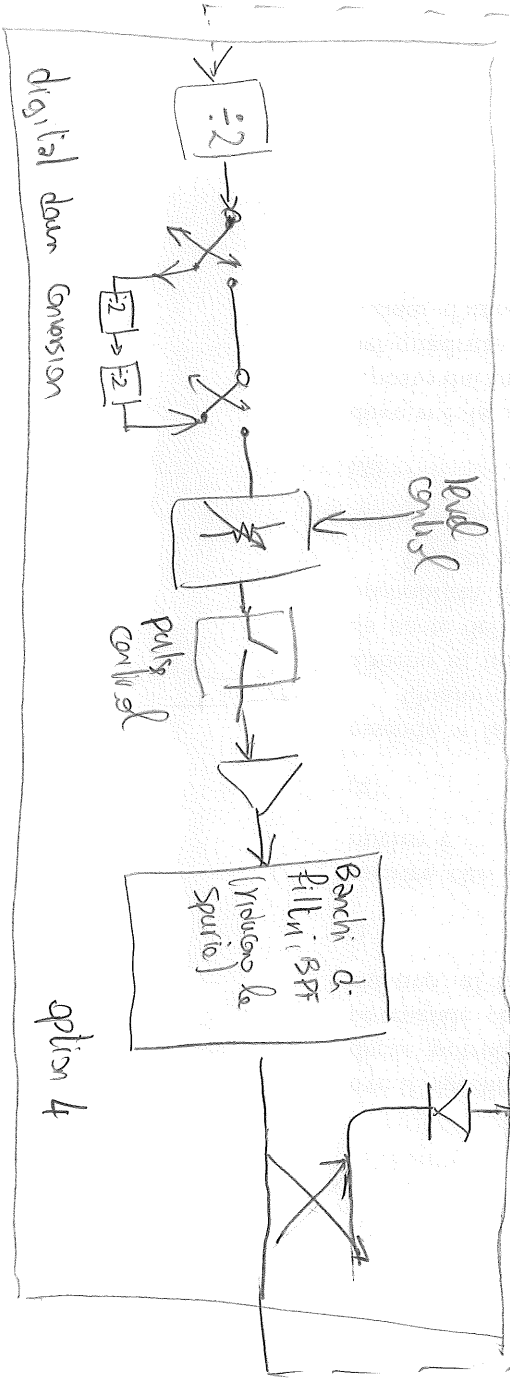
step attenuator

0.1Hz ÷ 40 GHz

wideband

RF  
RF

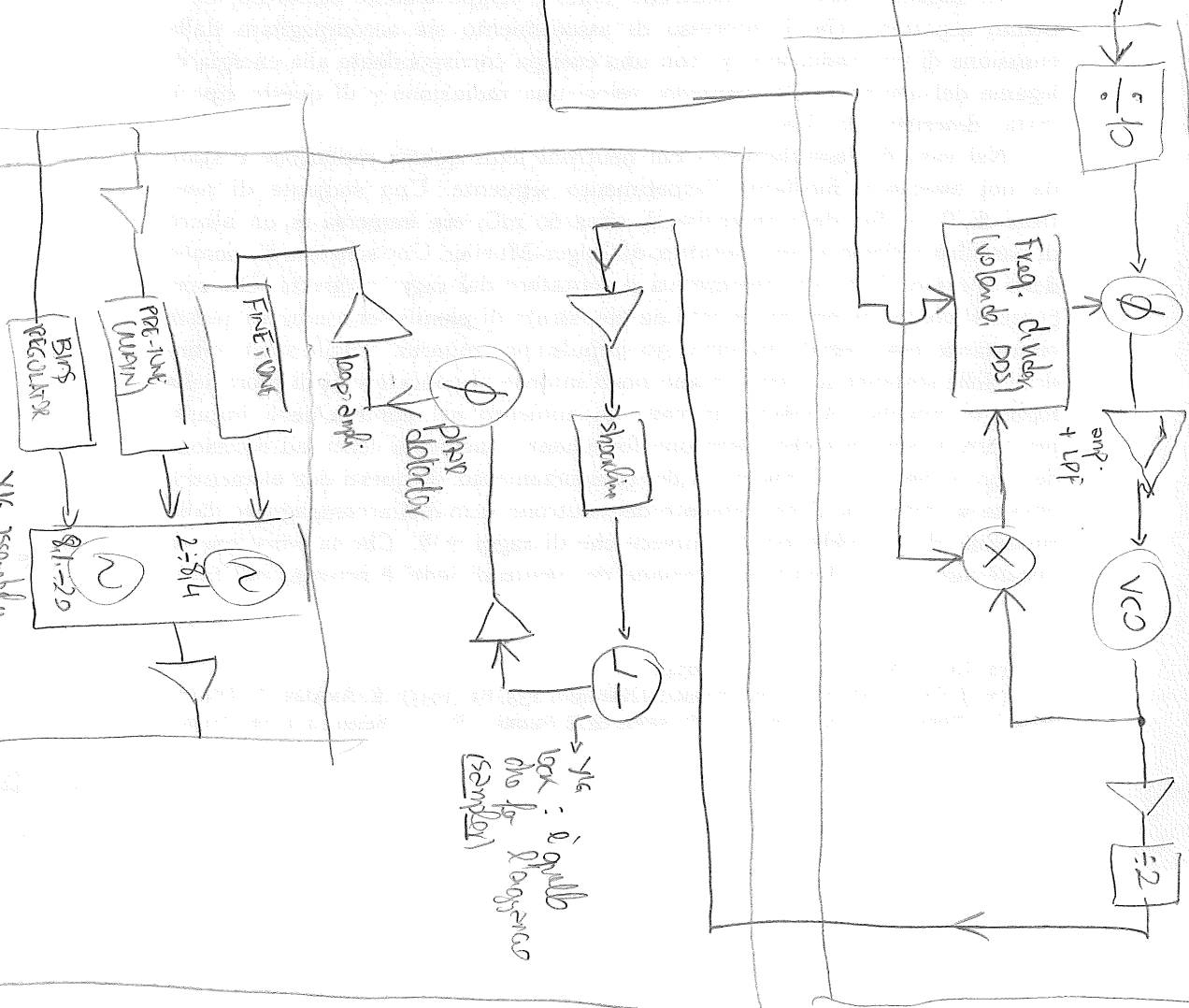
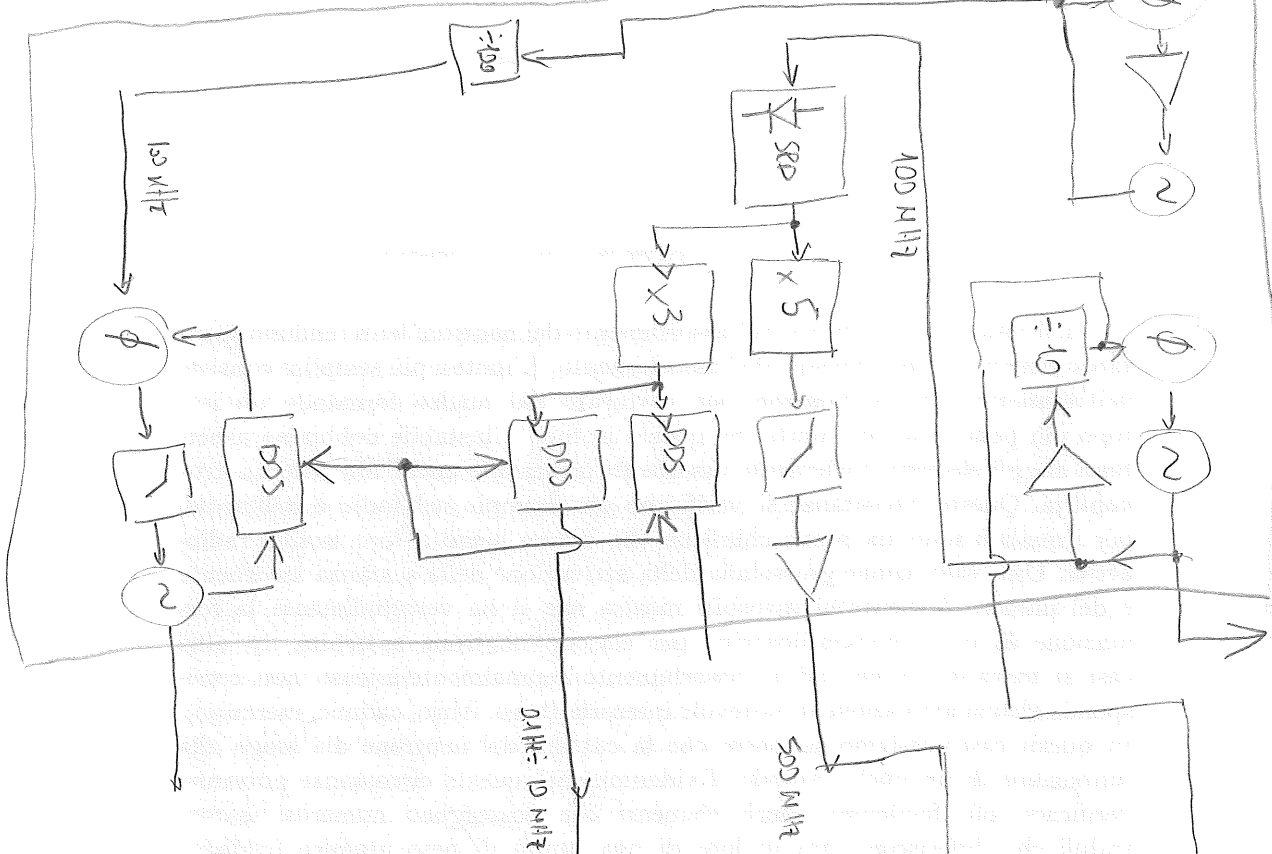
RF



digital down conversion

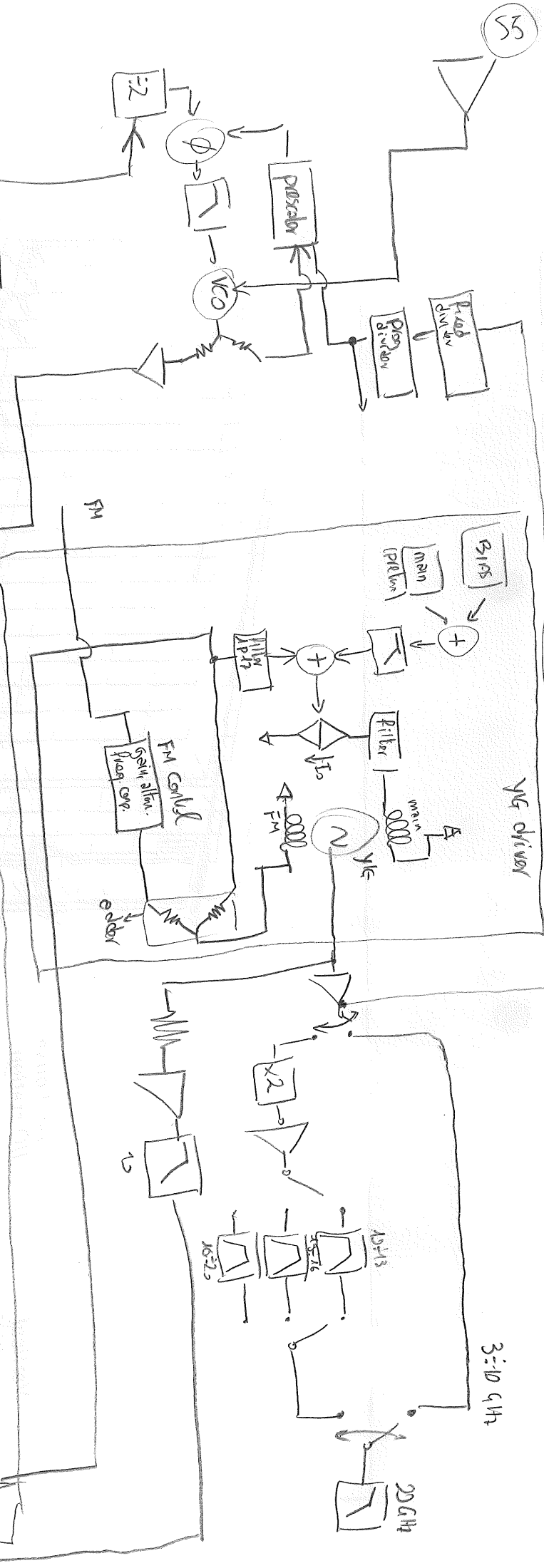
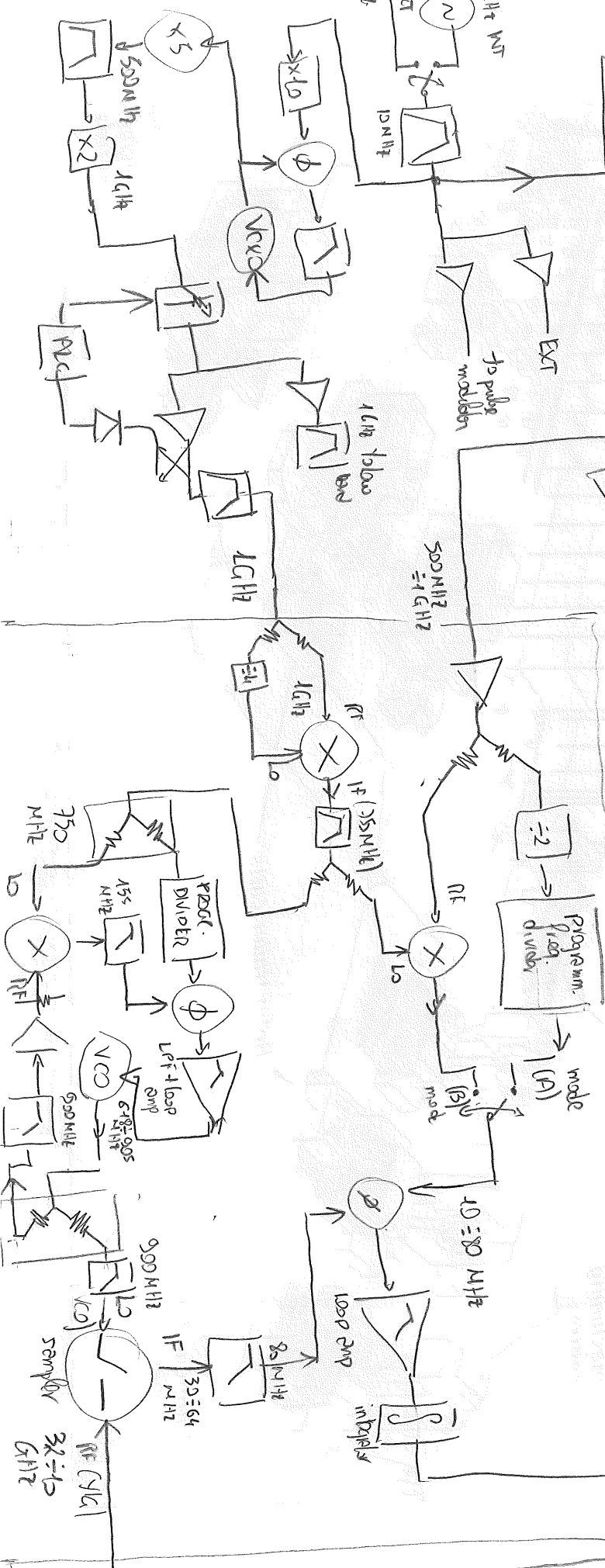
option 4

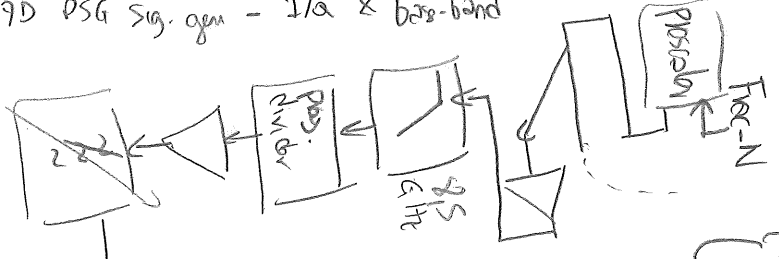
# MG369XA - Freq. synthesis subsystem



# E8267D PSG Signal Generator

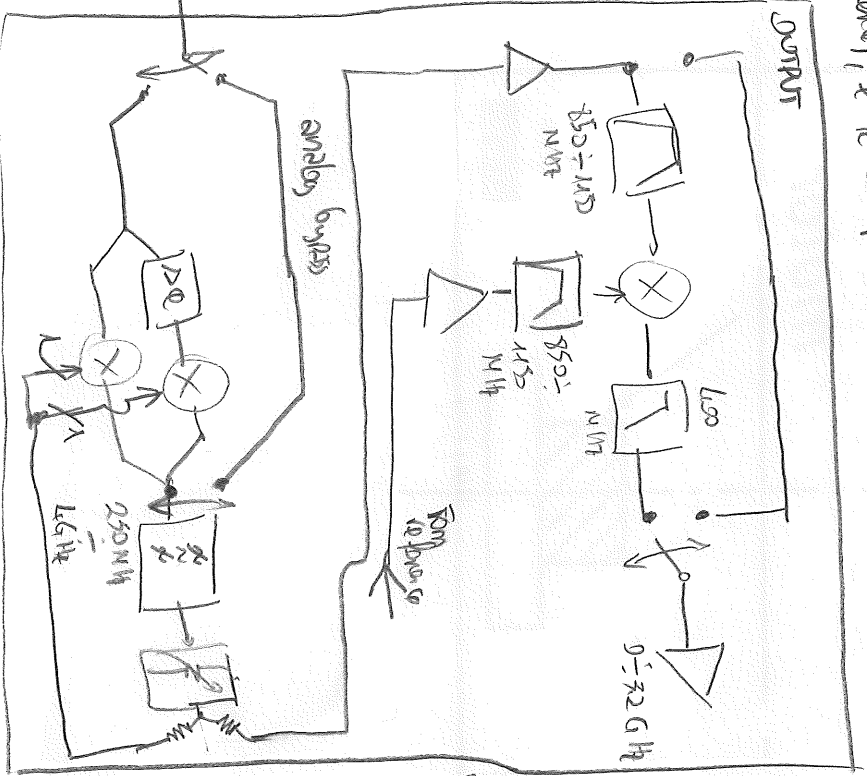
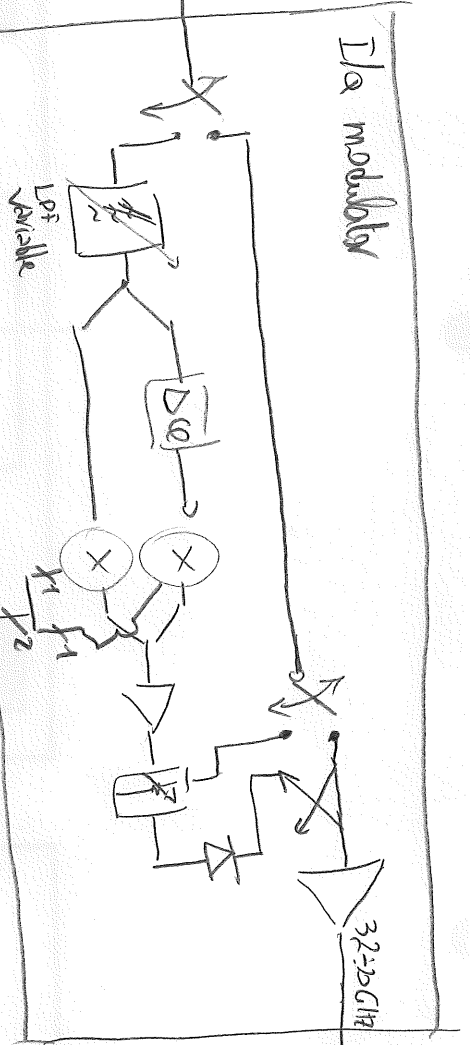
## Gen. signal e control



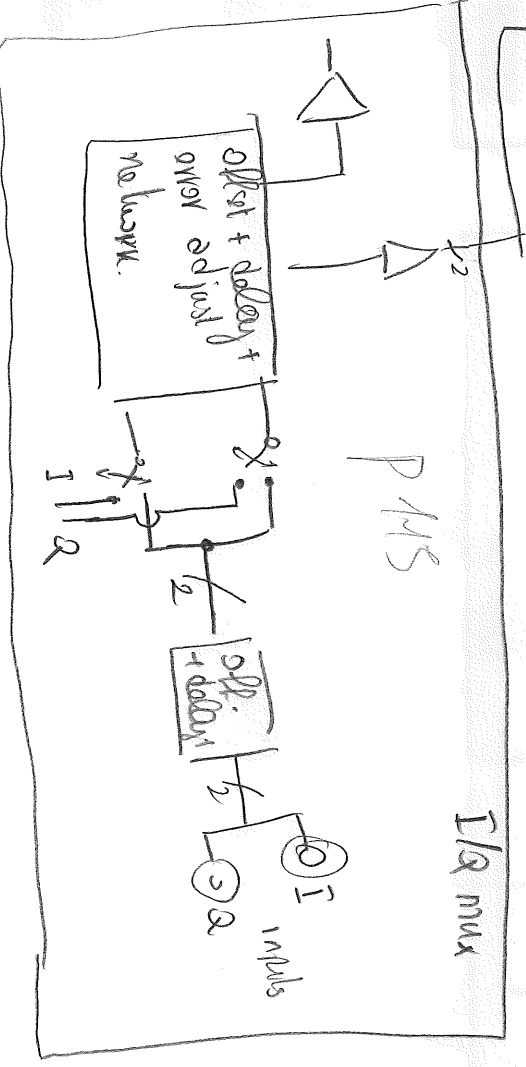
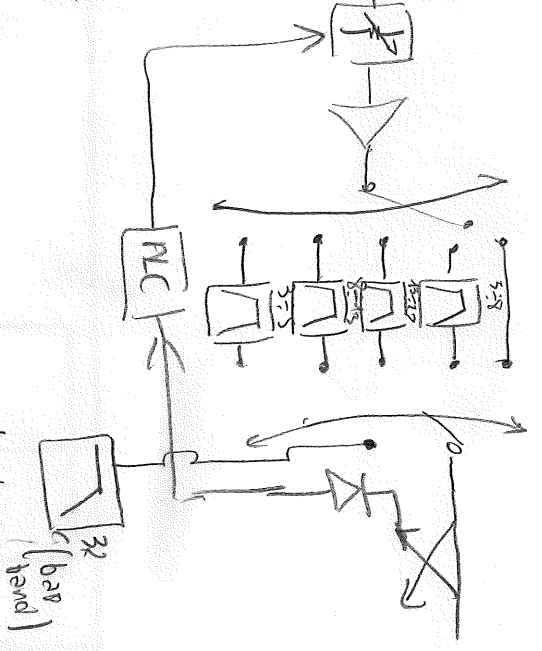


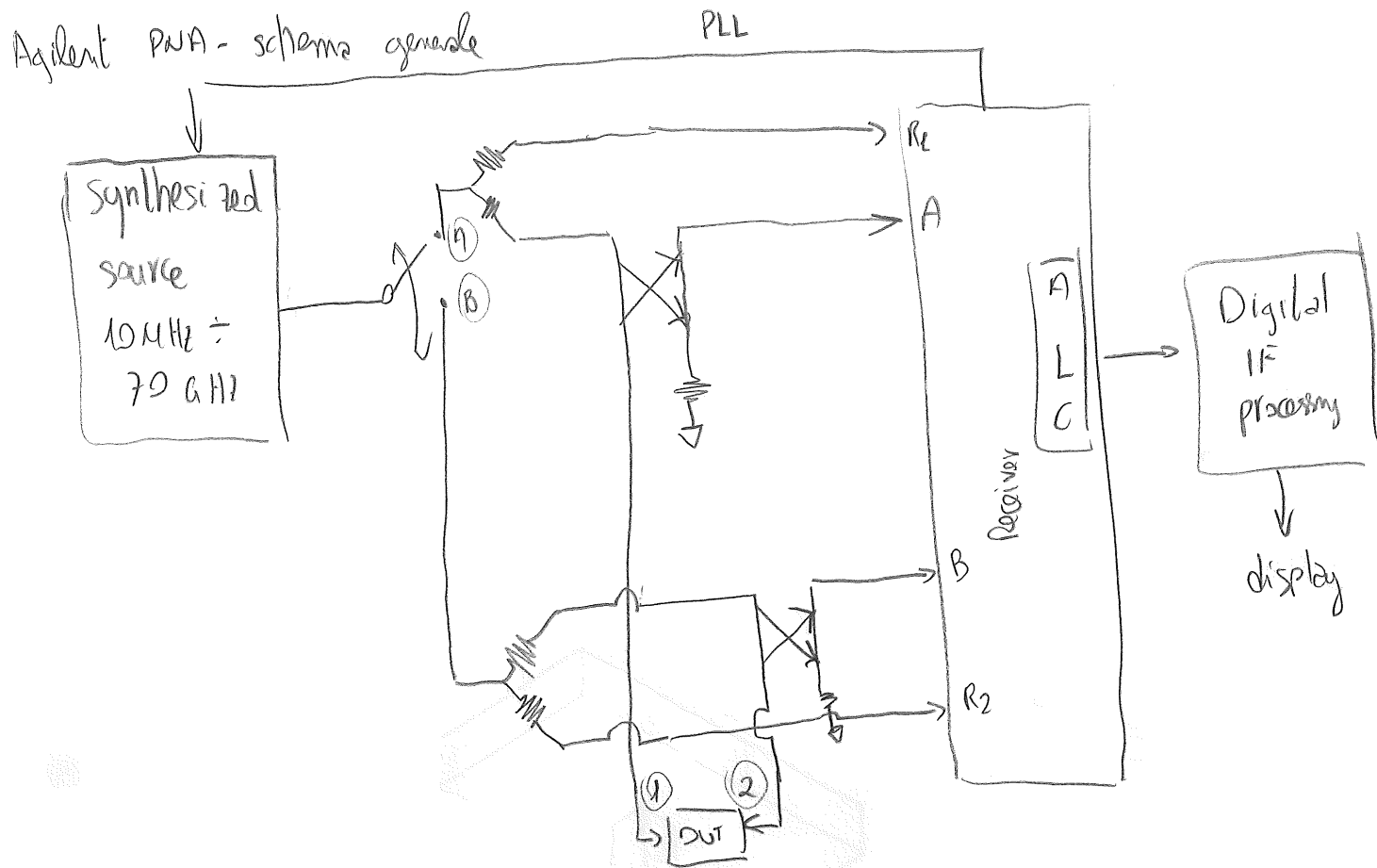
from 20 GHz doubler

OUTPUT BLOCK: VO utilizza le modulazioni AMI implementato (tipi RPPR) frequenza 1.250 MHz per battimento con 1 GHz di (robore), e fe un pre-bias (per esempio sul dato del ALG).



Si vedono qui alcune parti del 8267: del doubler della pagina precedente si scrive a un modulatore I/Q, due pagine le informazioni I/Q al segnale a RF. Il segnale (i segnali) in ingresso al I/Q modulator vengono dal I/Q mux, e sue volte viene ogni ingressi dei segnali di input dell'esterno, ed eventualmente del base band generator.





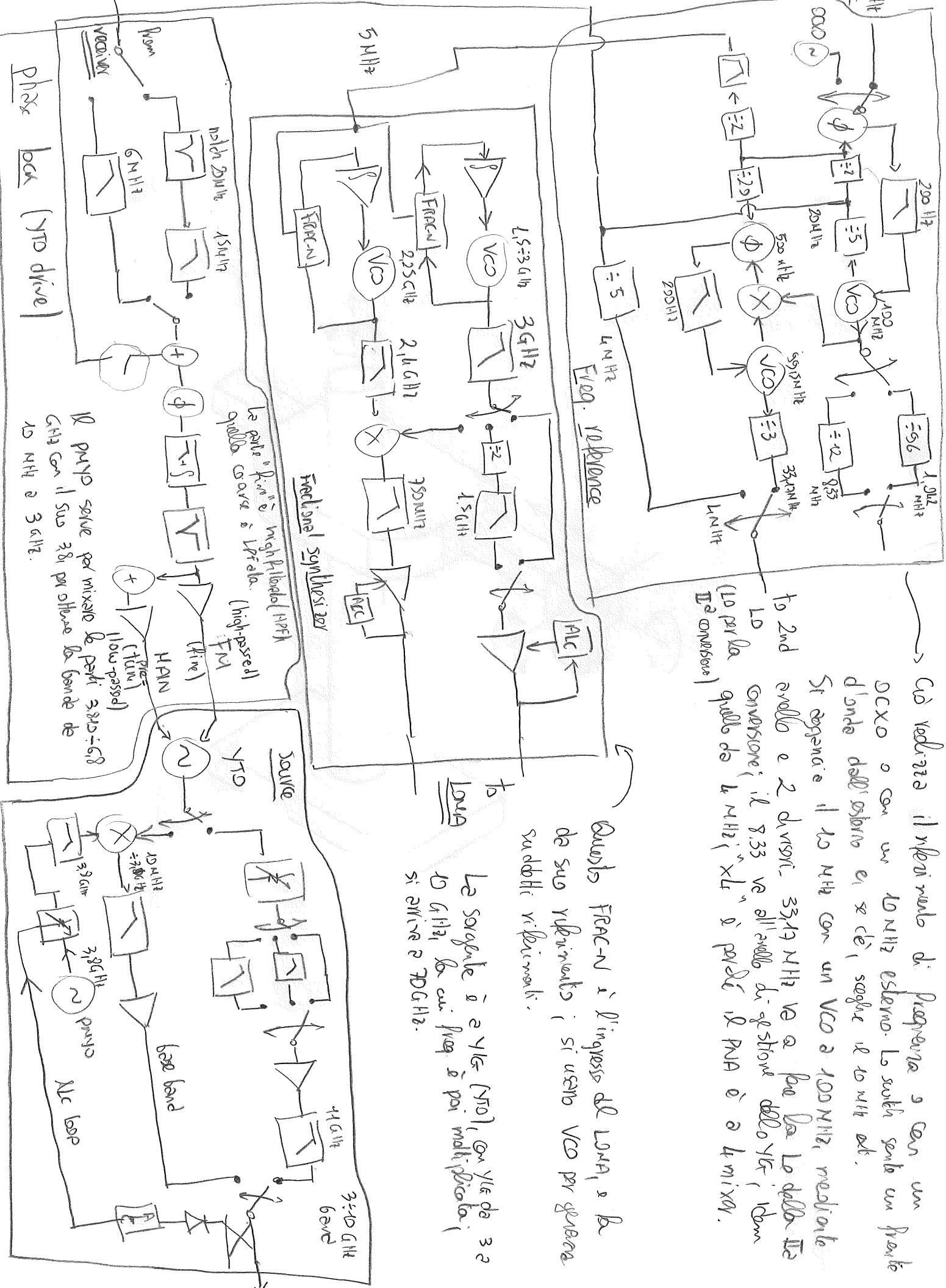
2 modi : A e B ( due configurazioni di misura )

A) Inietto il segnale, la parte "sopra" del divider prende parte del segnale iniettato: in  $R_1$  entrerà  $a_1$ . A è collegato alla porta "di ritorno" del coupler, quindi ci va dentro ciò che esce dalla porta 1:  $b_1$ . Stesso ragionamento per B: vi entra ciò che esce dalla porta 2 del DUT:  $b_2$ .

B) Configurazione duale di misura:  $R_1$  inutilizzato, A misura  $b_1$ ,  $R_2$  misura  $a_2$ , B  $b_2$ .  
 A volte  $R_1$  nella B e  $R_2$  nella A, in quanto inutilizzati, possono essere usati per misurare  $S_{11}$  o  $S_{22}$ .

Una nota riguardo il phase lock: il punto agganciato si prende al receiver. Questo si fa dal momento che se il DUT ha una sola porta (per esempio è un generatore di segnale), non si detto che le base tempi di DUT e sintetizzatore sono coincidenti. Servirebbe agganciarlo ma non è detto che si possa fare.

Prendendo il receiver come punto di lock, si usa il sampler già presente al ricevitore, evitando di aggiungerne nel synth.



Ciò realizza il riferimento di frequenza e con un DCO o con un 10 MHz esterno. Lo switch serve un fronte d'onda dell'oscillatore e se c'è, sceglie il 10 MHz est. Si degrada il 10 MHz con un VCO a 100 MHz, mediante il 2<sup>nd</sup> avvolto e 2 divisor. 33.49 MHz va a fare la conversione; il 8.33 va all'avvolto di gestione dello YTC,idem quello da 10 MHz "xL" è perché il PNA è a 4 mixer.

Quando FRAC-N è l'ingresso del LOMA, e la sua riferimento; si usano VCO per generare suddetti riferimenti.

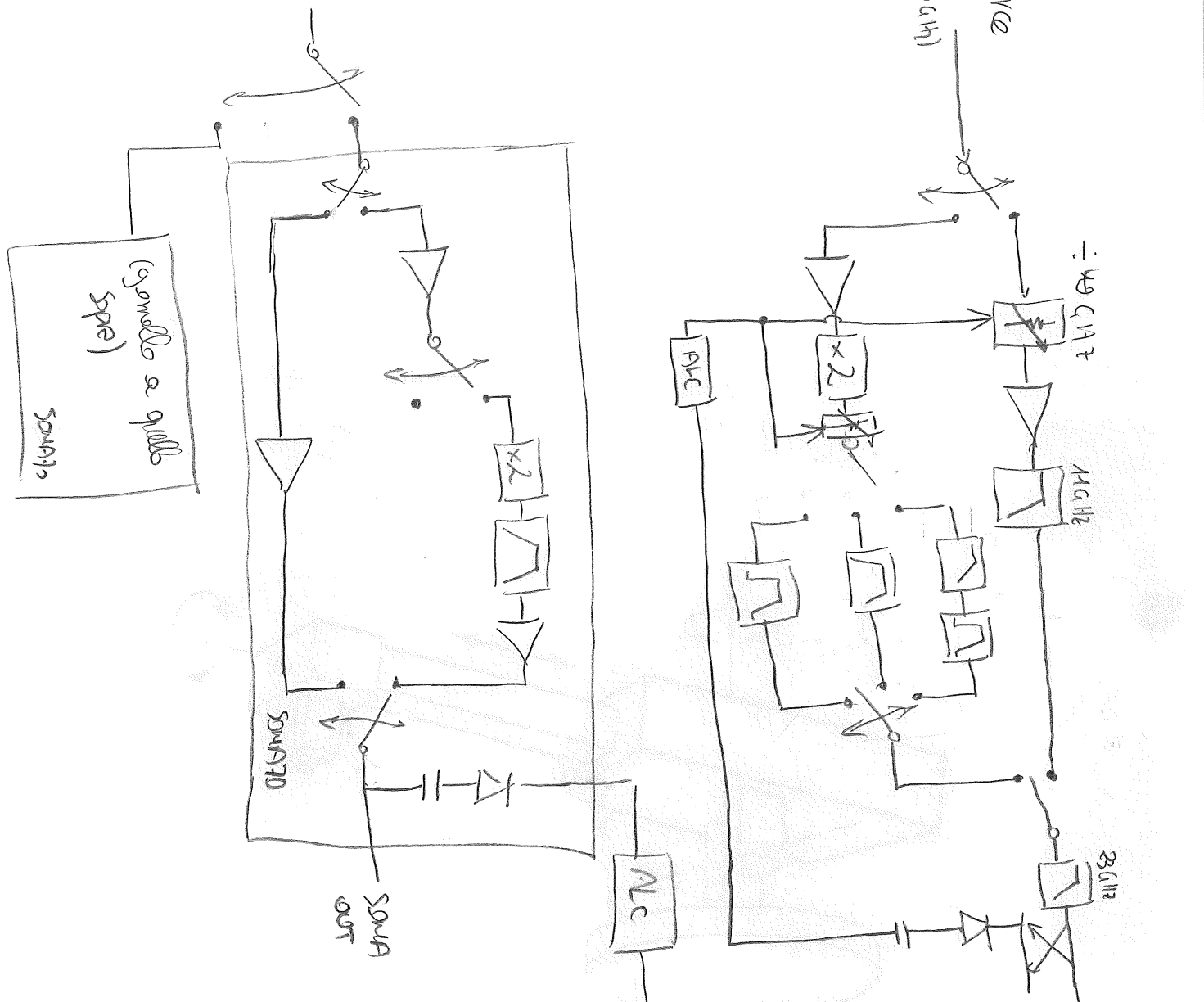
La sorgente è a YTC (YTO), con YTC da 3 e 10 GHz, la cui freq è poi moltiplicata; si arriva a 70 GHz.

La parte "Fin" è High Filterd HPF quella coarse è LPF alta (high-passed)

Il PNA serve per mixare le parti 3.820-6.8 GHz con il suo 38 per offrire la banda de 10 MHz a 3 GHz.



Multiplicator from Source (PNA)

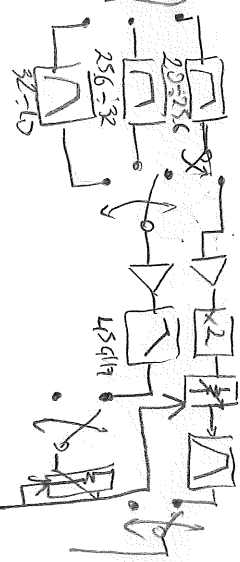


SOURCE: Source Multiplier Assembly:  
 insieme di blocco di generazione del segnale (VNA) e moltiplicatori di frequenza. MIN20 arriva a 20 GHz, 50 e 50, 90 e 30. Si han opzioni di Filtraggio e amplificazione all'interno di questi blocchi.

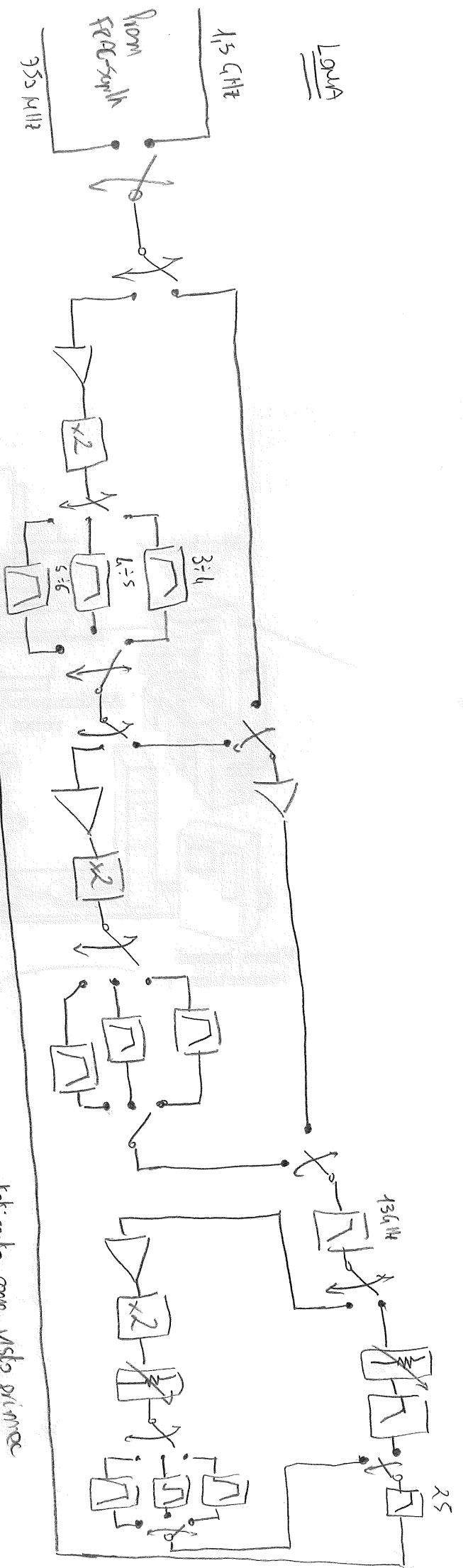
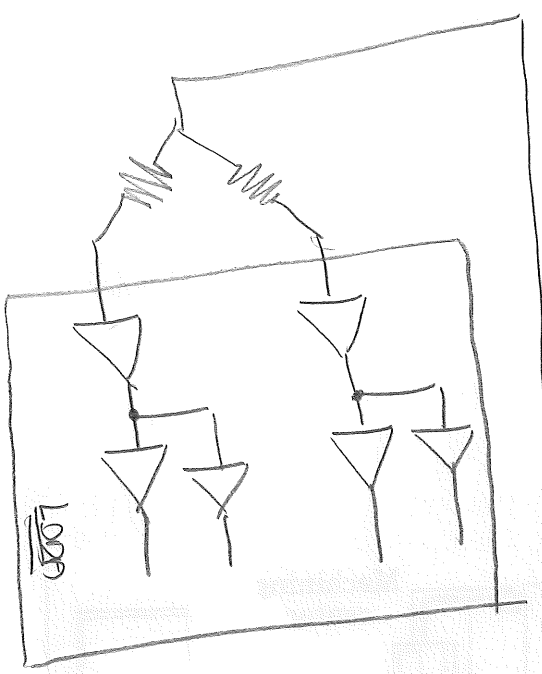
- In ciascun SOURCE si ha:
- switch iniziale per scegliere se moltiplicare o meno la frequenza;
  - se non si moltiplica, se no Filter vari;
  - in fondo, un ALC

(segnale a quello source)

SOURCE OUT



Multiplicor PNA - LO (LONA + LDD)

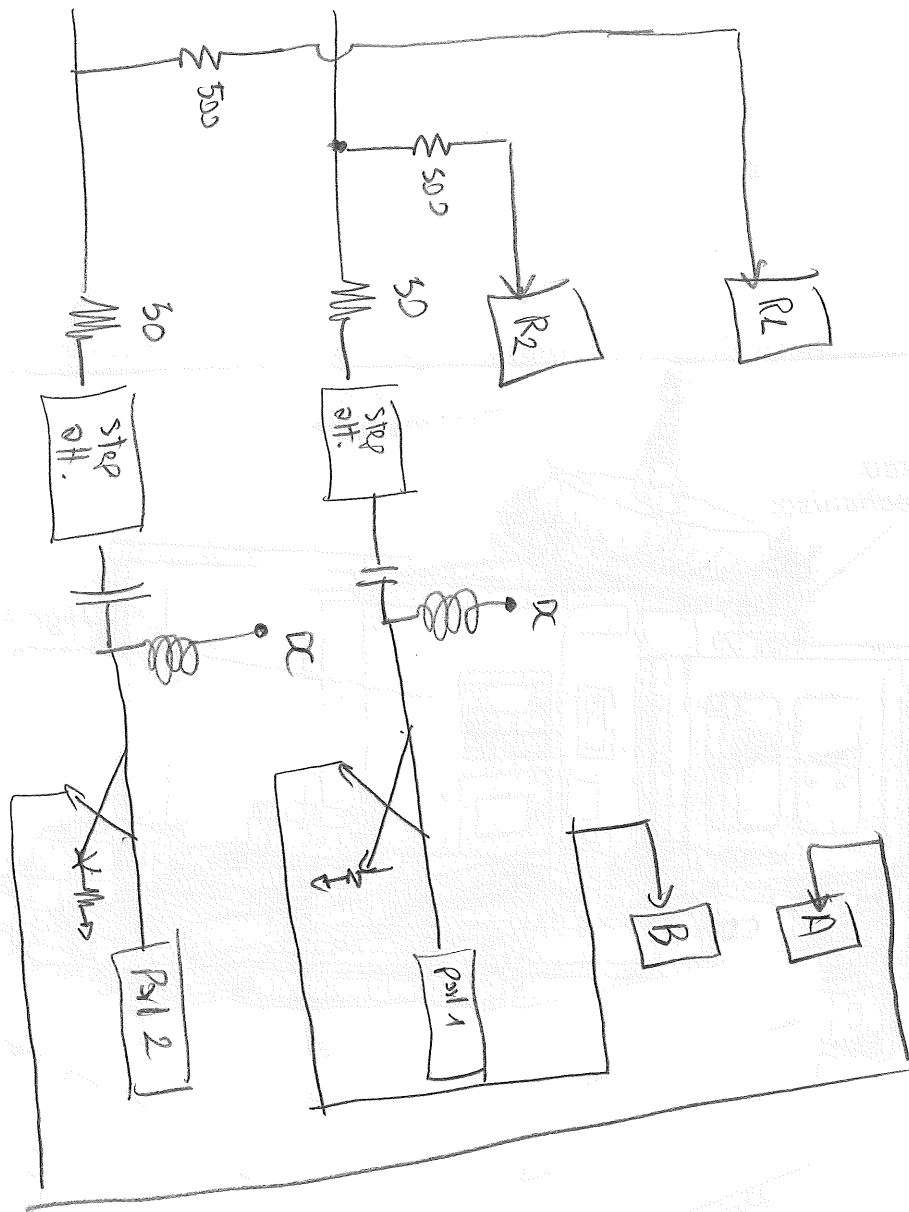


LONA: deb in ingresso ciò che viene dal Freq-N, sintetizzato con vsto pinner mediante VCO, de qui si filte e, volendo, si moltiplica per 2 kHz. La freq. Fatto così, il segnale va distribuito in 4 mixer, dunque è necessario spallare in 4! così si fa con un power splitter.

Nota: si può arrivare, col LONA, fino a 24 GHz; questo perché per arrivare ai 20 GHz si usano le subharmonics del mixer.

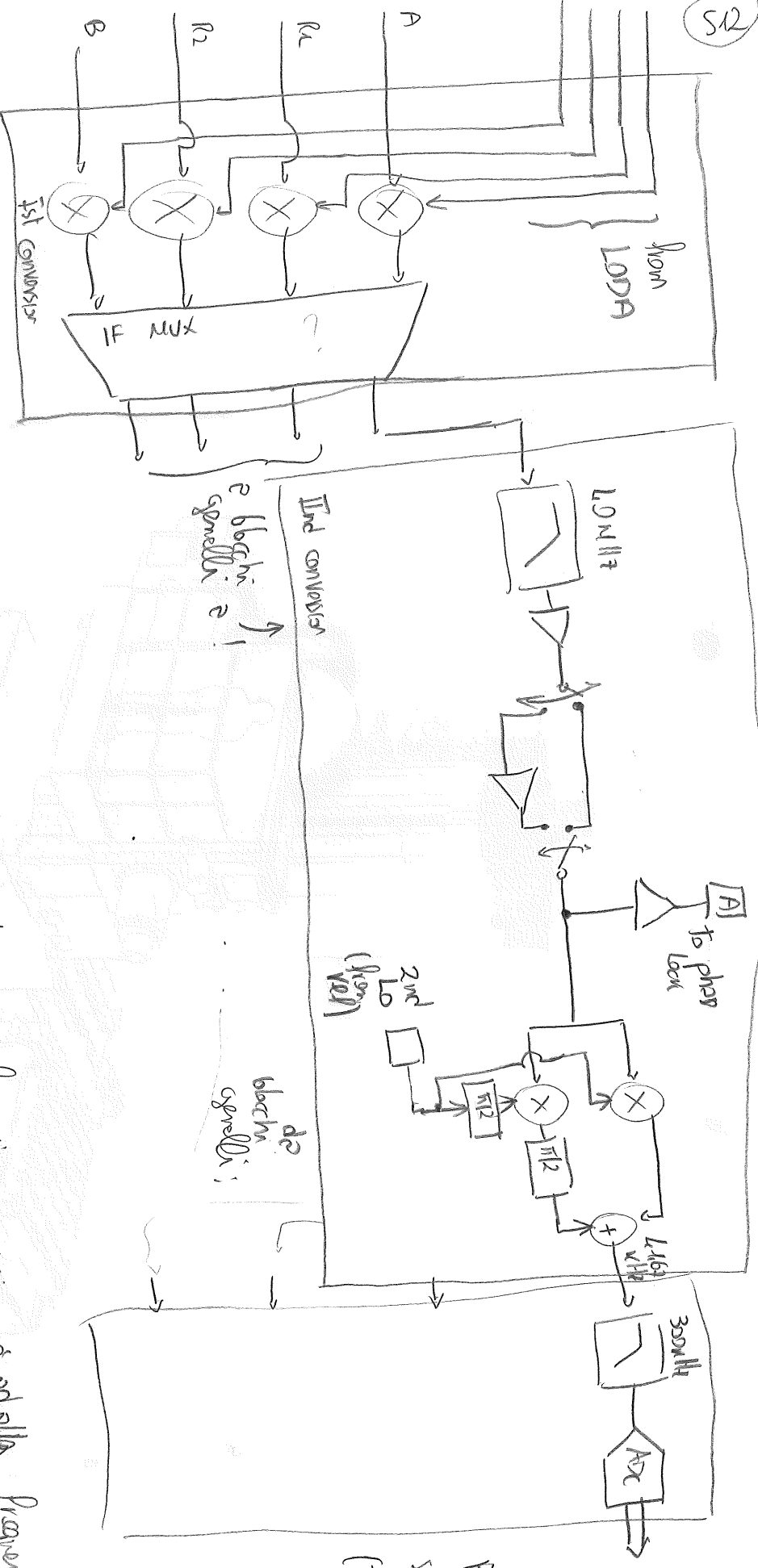
Ciò riduce il dynamic range del segnale (e correlato il phase noise).

(penso perché viene più polifona?)



Questo è il Test-set : ciò che permette di prelevare le onde di potenza per mandarle al receiver. In questo caso lo schema è a 4 mixer, i coupler prendono i segnali riflessi, mentre quelli incidenti si prendono con i power dividers.

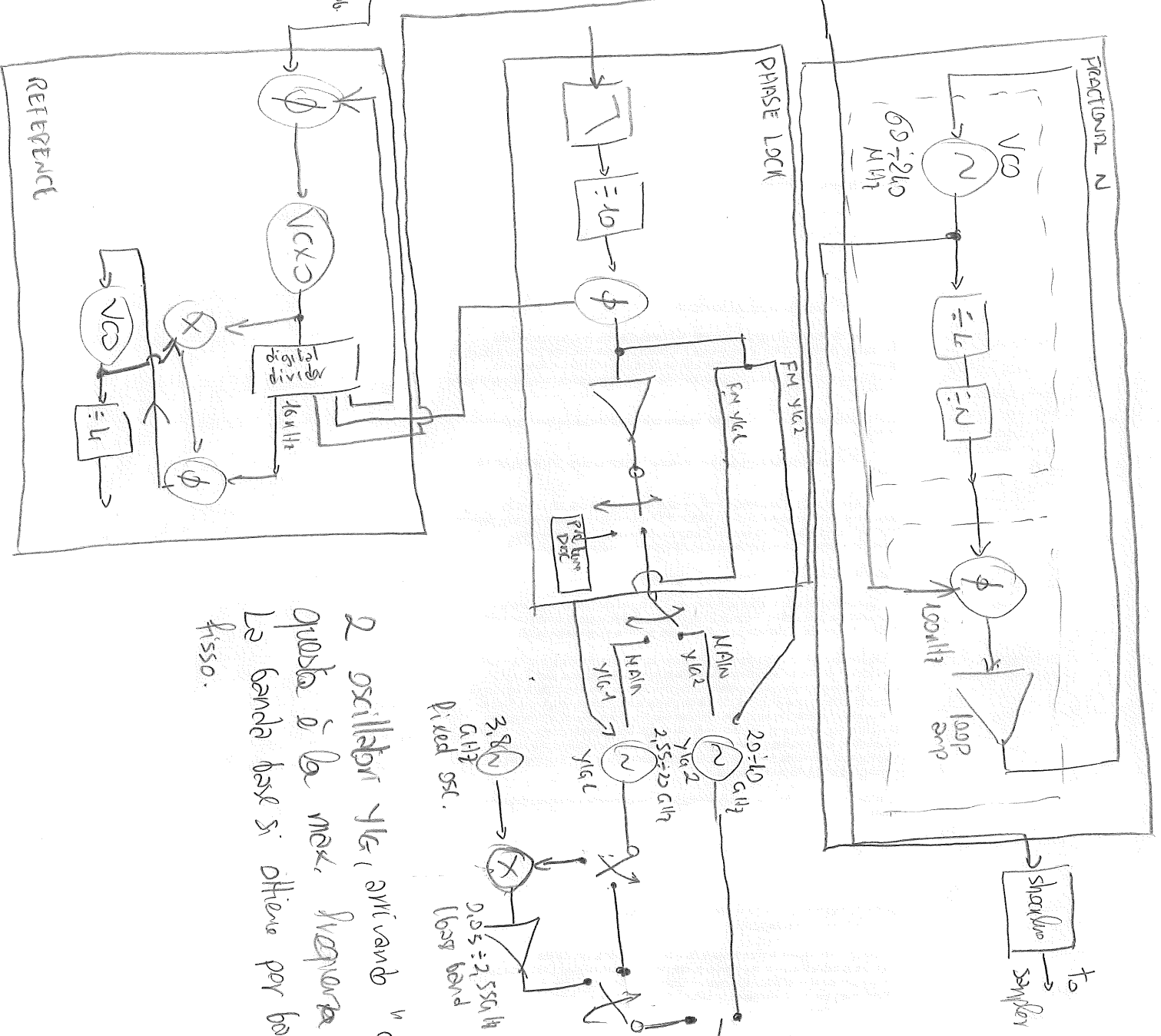
PNA - Receiver



ERP:  
 processing /  
 separate I/Q  
 (full digital!)

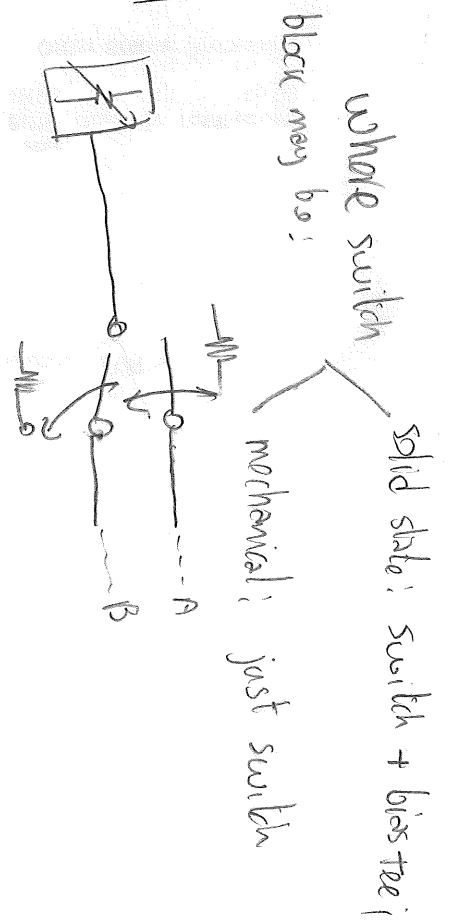
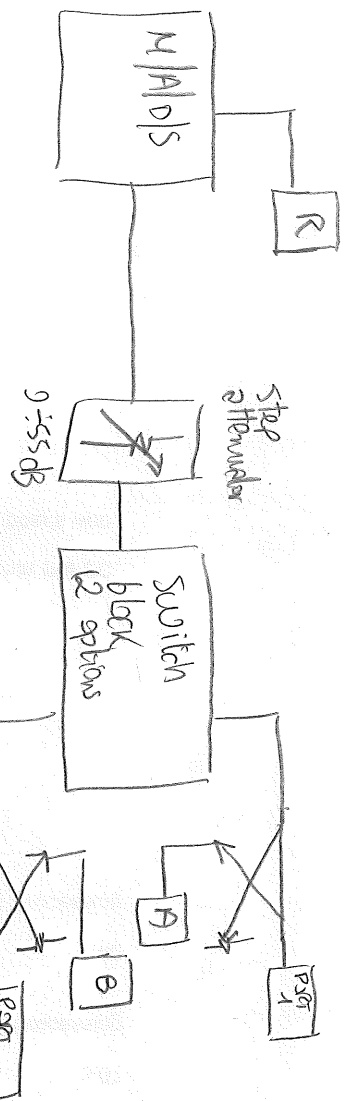
Per la prima conversione, la LO è quella che esce dal LO11.7. La prima conversione è ad alta frequenza, dunque a mixer; si prende il segnale da  $f_1/f_2$ , lo si mixa con la LO. 1st IF: 8.33 MHz per bande  $L \pm 26$  GHz,  $1,016$  per la base-band.

La seconda conversione è un qualcosa tipo "Harley": si sceglie in 2 anni si demodula e si filtra un certo di  $90^\circ$  ottenendo le componenti I/Q; queste poi si sommano. Ciò è inferiore di freq. immagine e permette al blocco dopo (spina) di fare la misura su I e Q. Si noti che le  $f$  non sono in base-band, ma a  $4,169$  kHz; questo "simplifica il condizionamento del segnale (amplificare); la misura I/Q si fa direttamente, e a una frequenza nota e precisa (i 4.6 kHz) così da non dover far stime spettrali con la FFT ottenendo nessun stabil.

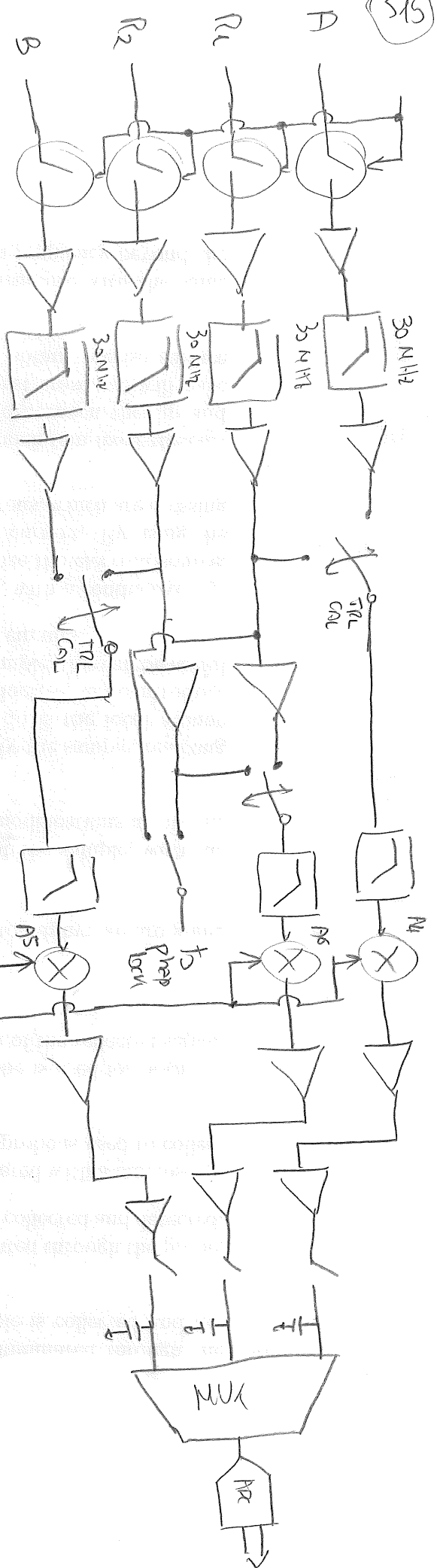


2 oscillatori YIG, arrivando "di base" (serie moltip.) a 40 GHz; questa è la max. frequenza di funzionamento. La banda base si ottiene per battimenti dallo YIG "basso" con un oscillatore fisso.

Nota: questa è una sampler band machine e non una mixer-band machine. Le f. in gioco nei mixer son basse.

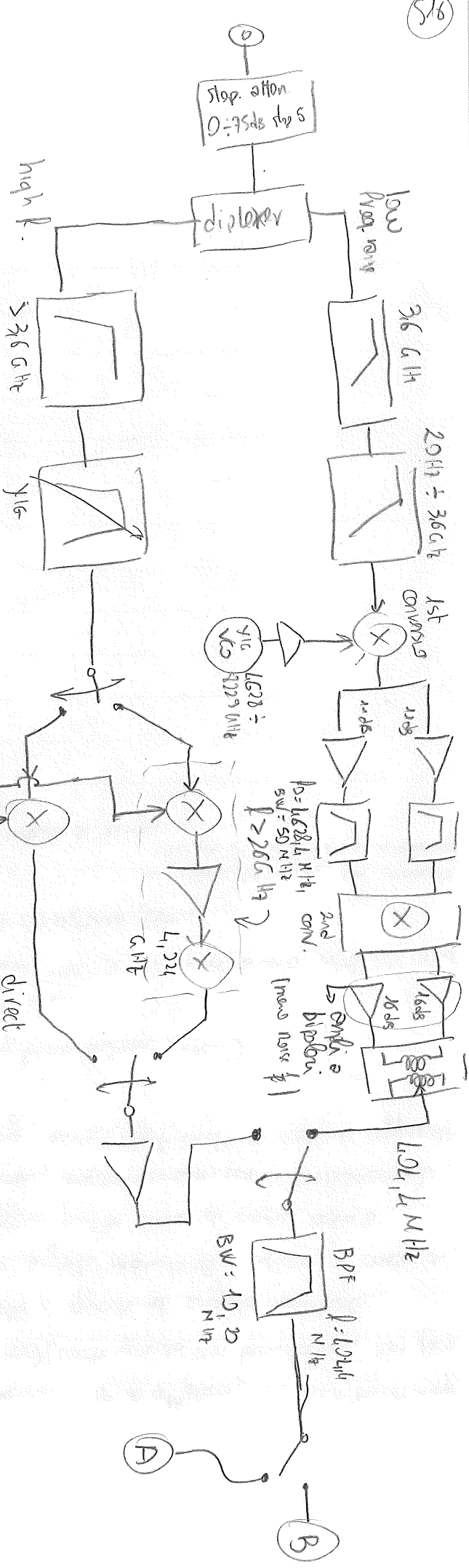


M/A/D's: Modulator / Amplifier / Detector / Splitter / Controller con  
 l'ALC l'ampierone (M), la amplifica fino a 30 dB (A),  
 produce una tensione proporzionale alla RT power (D),  
 produce il segnale di riferimento (C),  
 Questo è per l'8720; a 3 sampleria in 1<sup>a</sup> ora in 1<sup>a</sup> conversione. Per l'8722, è analogo con per  
 2 segnali piloti fuori dal M/A/D's.



Questo è lo schema del receiver del 8722; nel caso del 8720 NAND si ha il R2, e  $L \rightarrow R$ ; in questo caso come scritto (8722) ho una I<sup>a</sup> conversione e L sampler, la II<sup>a</sup> e 3<sup>a</sup> nel 8720, 3 e 3 sampler (quasi indicati come mixer) A5. Nel caso del 8722, si possono commutare R1 e R2, mantenendo una o l'altra al sampler (quasi indicato come mixer) A5. A4 e A5 si usano per la ricezione dei segnali riflessi dal DUT, A6 per ricezione o generazione del riferimento per il phase lock.

Usando i segnali TRL-CAL è possibile fare girare sui segnali incidenti al DUT,  $a_1$  e  $a_2$ , e per esempio misurarne il rapporto.



- Stop att.: permette di trattare dynamic range  
 elevati senza saturare gli stadi: aumenta la  
 dinamica di ingresso  
 - Remo ello: basse frequenze; si usa un VTO  
 per la 1st IF. I due PLL si sintonizzano  
 automaticamente ad alle f...

- Remo basso: alle frequenze. Si ha lo VTC  
 filter che fa da "passo basso pre-mixing": un  
 filtro di passaggio della banda, per evitare  
 l'effetto di passaggio della banda, per evitare  
 immagini. Per  $f < 26$  GHz si ha una singola  
 conversione, altrimenti doppia, e NO CD di  
 bypass (per la ESL). Le LO è a  $4 \div 8$  GHz,  
 con un  $XN$ ,  $N = \{1, 2, 4, 8\}$ .

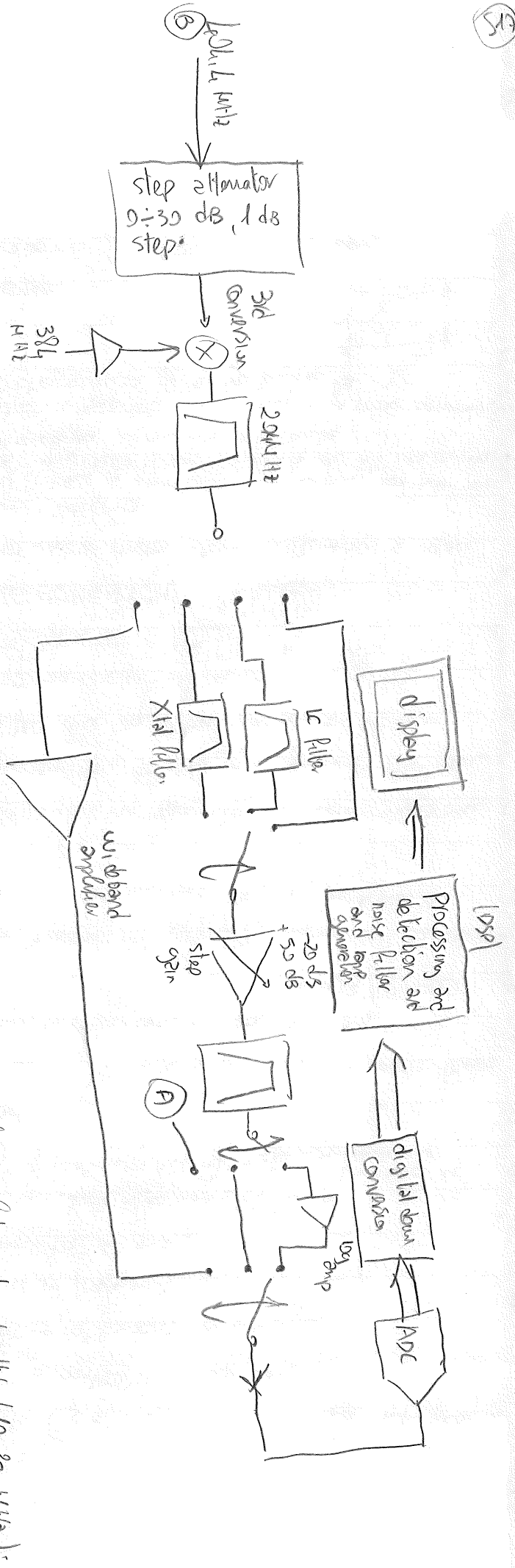
1st LO  $1.628$  GHz  
 $4 \div 8$  GHz  
 $N = 1, 2, 4, 8$   
 $f > 26$  GHz

$f_0 = 1.6284$  MHz  
 $g_{m1} = 50$  MHz  
 $f > 26$  GHz

emph. e  
 bidir. 1  
 mod. noise 1/1

BPF  $f = 1.024$  GHz  
 $BW = 10.25$  MHz



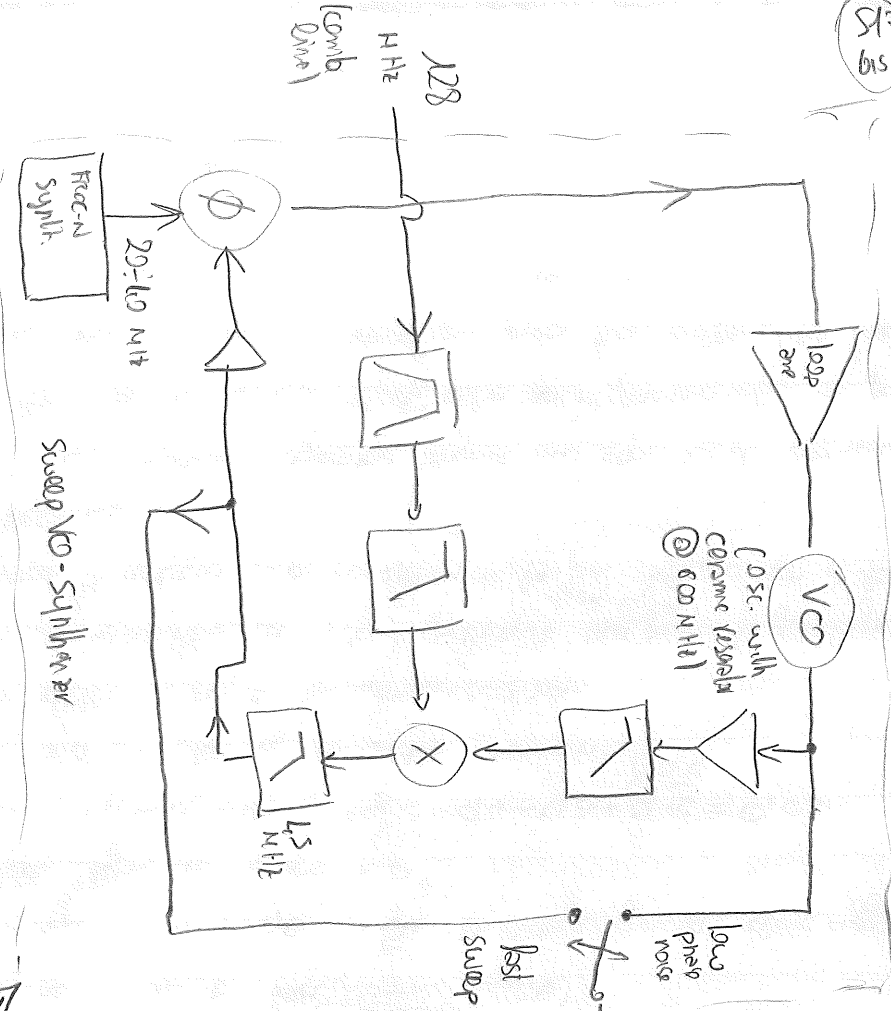


- All'inizio di questo blocco siamo alla 2nd conv. (109.4 MHz), qua si ha già 2 possibili resolution bandwidth (10, 25 MHz) i wideband filter per  $f_s = 10\text{MHz}$ ,  $PL 30\text{MHz}$ , si passa dal XTAL filter, filter tunable da  $2.5\text{kHz}$  a  $30\text{kHz}$ , che fa in modo da non far entrare niente nel RX.

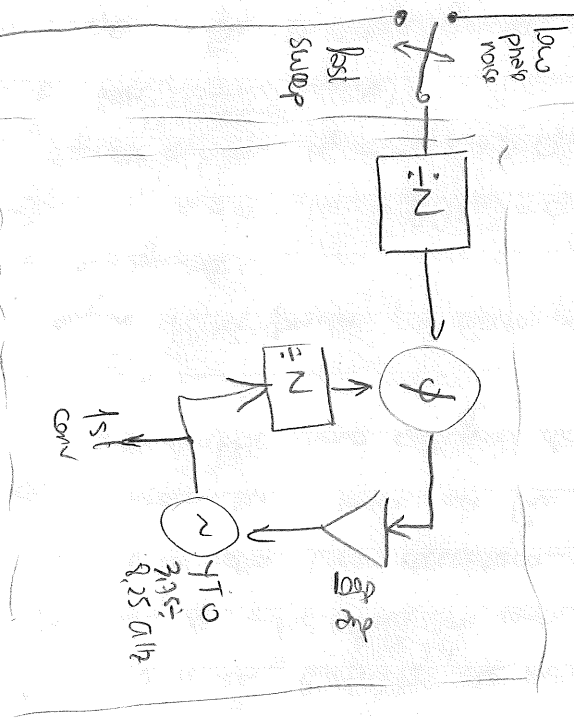
- Il processing digitale riguarda le bande  $100\text{kHz}$ ; questo, secondo uno schema di demod. I/Q, che permette di estrarre moduli e fase; Vector signal analyzer. Si effettua inoltre in digitale, un filtering in banda video: si media il segnale, prima

di mandarlo alle schermi.  
 - Si ha una parte di detection che permette di emulare schemi e prezzi, raris e valor medio...

RFS FSU - Sweep VCO - Synthesizer and 1st LO



Per span inferiori a 200 MHz si può usare la relazione "low PN" altrimenti le fast sweeps. Questa "sweep VCO" si usa per sincronizzare VTO di 1st LO al convertitore RF.



1st LO

Lo qui step (inseguono) da 1 MHz.

Il VCO può esser tarato in un range di circa 20 MHz, al fine di mantenere buono il phase noise; così il Q resta alto. Se servono span più elevati, si usa la conversione del mixer, e si prende da IF, così è alto per avere sweep più elevati.

# Note fondamentali sul funzionamento del FSU

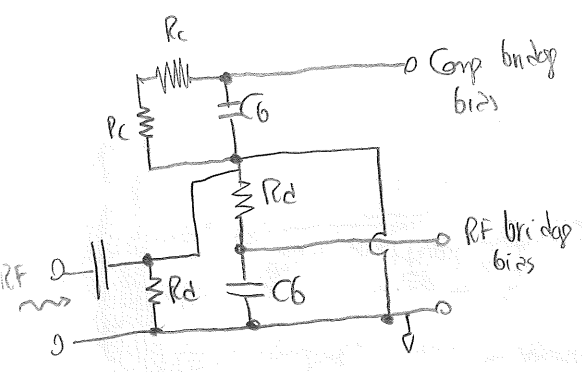
S13  
ans

- Alla 1<sup>a</sup> IF si fa la "scansione", quella per visualizzare l'elemento di frequenza; le altre due IF lo portano giù
- A seconda della resolution bandwidth, si hanno diverse scelte: RBW
  - si può prendere direttamente dalle 2nd IF, 404,4 MHz, e mandare alla fine, eventualmente al log amp (che è un detector logaritmic). Questo si fa per le RBW > 5 MHz
  - per le RBW da 100 kHz a 5 MHz, si va ai filtri LC
  - per RBW < 100 kHz, si va al ADC direttamente, e se  $f_c \leq 30$  kHz si passa dal xtal, che fa in modo da togliere rumore o per saturare il lpc.
  - per lavorare con RBW da 30 MHz e 20,4 MHz centrobanda, si passa per uno stadio di amplificazione molto lineare, e si processa con l'ADC.

# Agilent 432A Power Meter

Questo è un esempio di power meter a termistori.

Il blocco di sensing è questo:  
 Per i circuiti DC, i C sono aperti e le R<sub>c</sub> e le R<sub>d</sub> si sommano tra loro (sen in serie); per la RF, essi sono visti "in parallelo", SSR!  
 Il ponte è bilanciato quando R<sub>d</sub> = 100Ω, R<sub>c</sub> SSR RF.  
 I termistori sono montati sullo stesso blocco termico in modo che la massa termica sia tale da prevenire gradienti termici tra i termistori.

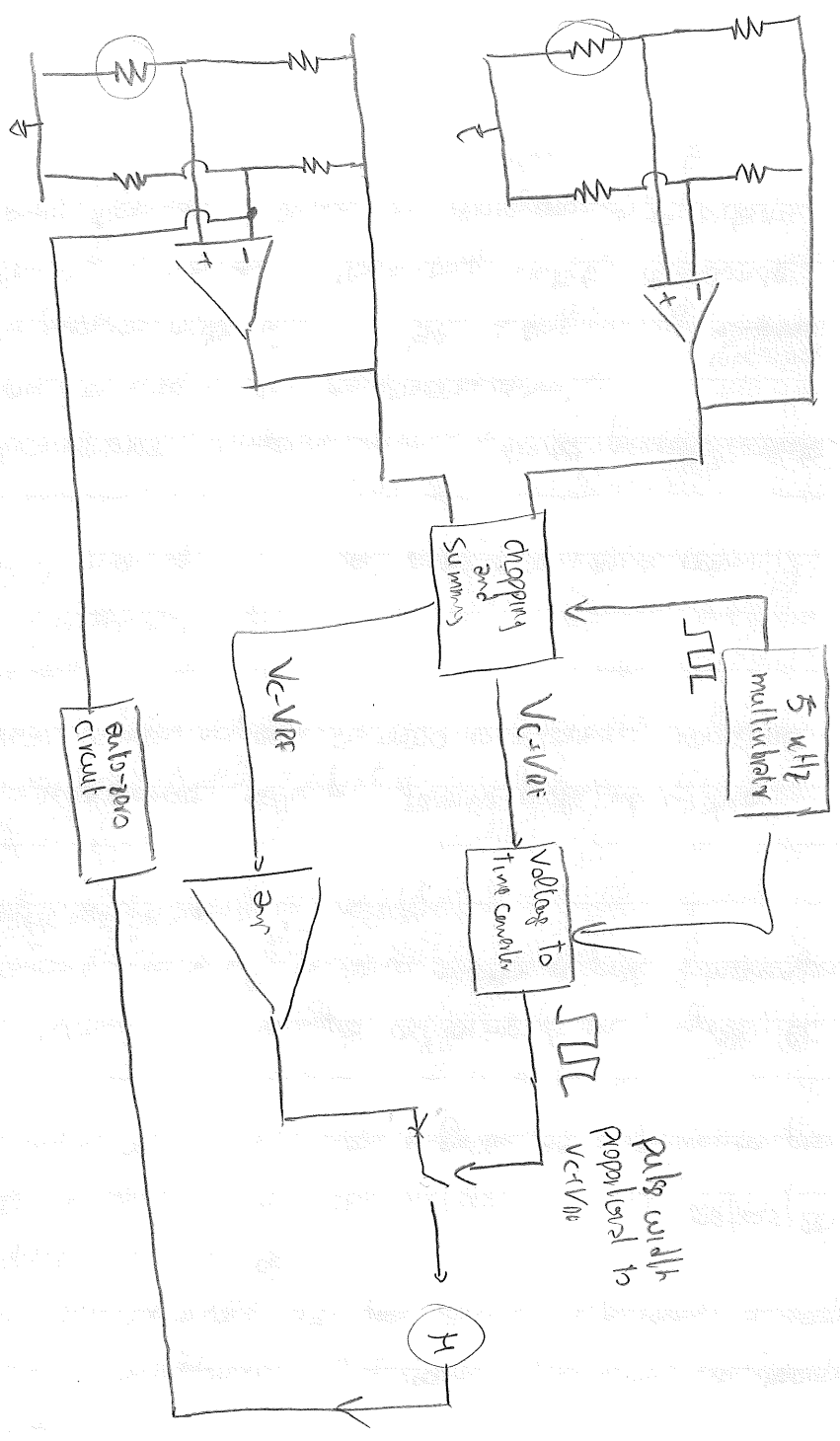


## Descrizione del circuito

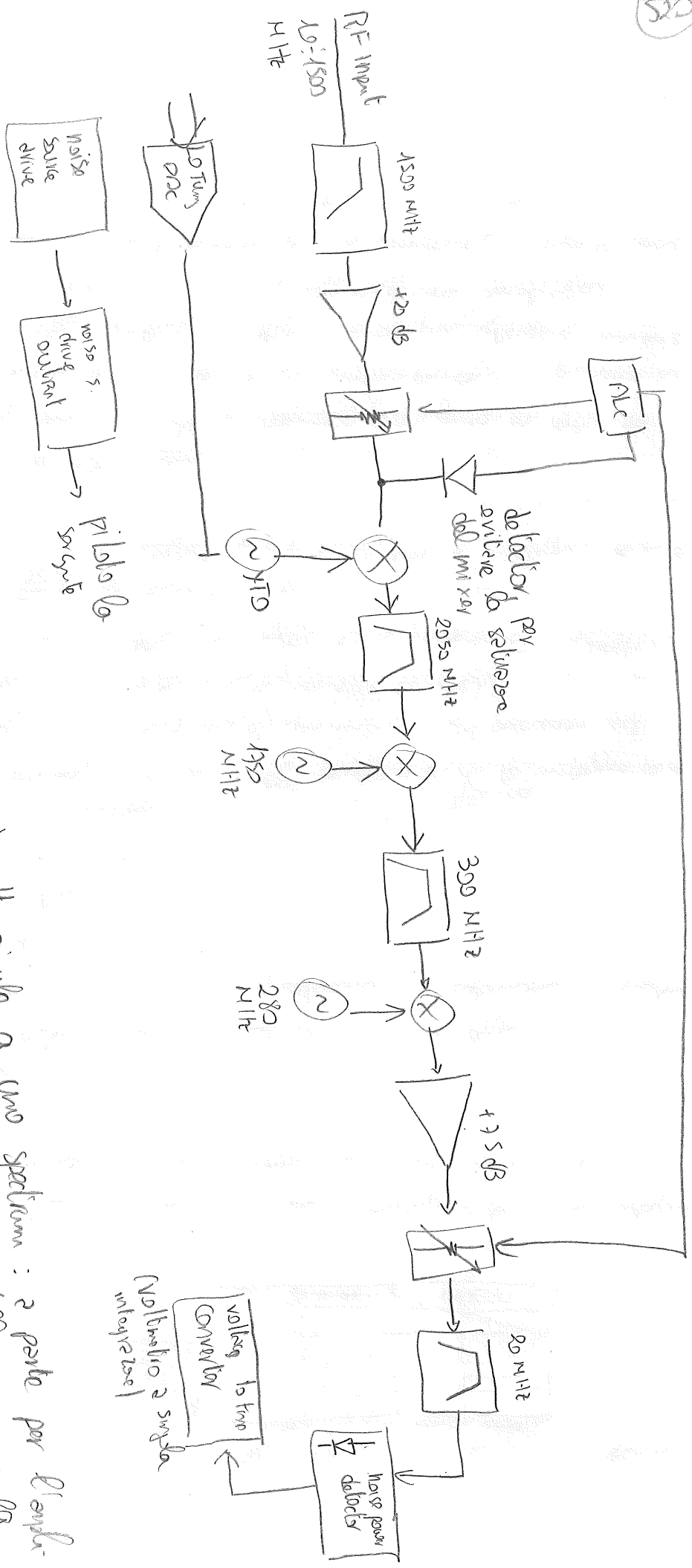
Il bilanciamento dei ponti si realizza in DC; si ha poi un dispositivo automatico per lo zeroing; V<sub>c</sub> e V<sub>RF</sub> sen DC, che vengono variate per mantenere il bilanciamento dagli opamp; si ha:

$$P_{RF} = \frac{V_{RF\phi}^2}{4R} - \frac{V_{RF}^2}{4R} = \frac{1}{4R} (V_{RF\phi}^2 - V_{RF}^2) = \frac{1}{4R} (V_{RF\phi} + V_{RF})(V_{RF\phi} - V_{RF})$$

La logica dopo i ponti lavora per misurare il prodotto delle parentesi, e lavora con essi. Il prodotto è calcolato con il voltage-to-time converter: il chopper genera seno e differenza delle 2 tensioni, quindi si "mixano" con lo switcher sull'uscita.



Noise Figure Meter E8970



Il range di  $f$ . accettabile è dai 10 ai 1500 MHz; è molto simile a uno spectrum: 2 parte per l'amplificatore da 20 dB. La colonna di conversione è circa uguale. Si ha un ALC per il controllo della compressione; la IF bandwidth è di 5 MHz (ampere di bande del passa-bande finale). Per la caratterizzazione della F del ricevitore, quello che conta è la caratterizzazione del 1° amplificatore (vedi formula di Friis). La IF son > della max freq. di lavoro, come in uno spectrum. Differenza rispetto alle spectrum: la banda IF non si cambia, ed è fissa a 5 MHz; il noise source invece permette di fare un plot di tutto, dove di fare il calcolo. 5 MHz è la larghezza con banda; ciò permette di misurare meglio; così ho più potenza in ingresso quando il rumore bianco, più banda ho più potenza ho.