



Elmer ATU1031 HF tuner Refurbishing

Riutilizzo di un apparato ELMER ATU1031 progettato per l'utilizzo integrato in stazioni complete come accordatore HF a comando remoto

San Daniele del Friuli
19 Ottobre 2025

Antenne HF risonanti e non...

- Di un'antenna ci interessa:
 - Efficienza
 - Angolo di radiazione

Nessuna delle due caratteristiche dipende intrinsecamente dalla risonanza

Antenne HF risonanti e non...

- Dobbiamo avere un'antenna per ogni banda?
Solo nelle HF dovremmo avere 9 antenne
(160,80,60,40,30,20,17,12,10)
- Soluzione : antenne multibanda

Antenne HF risonanti e non...

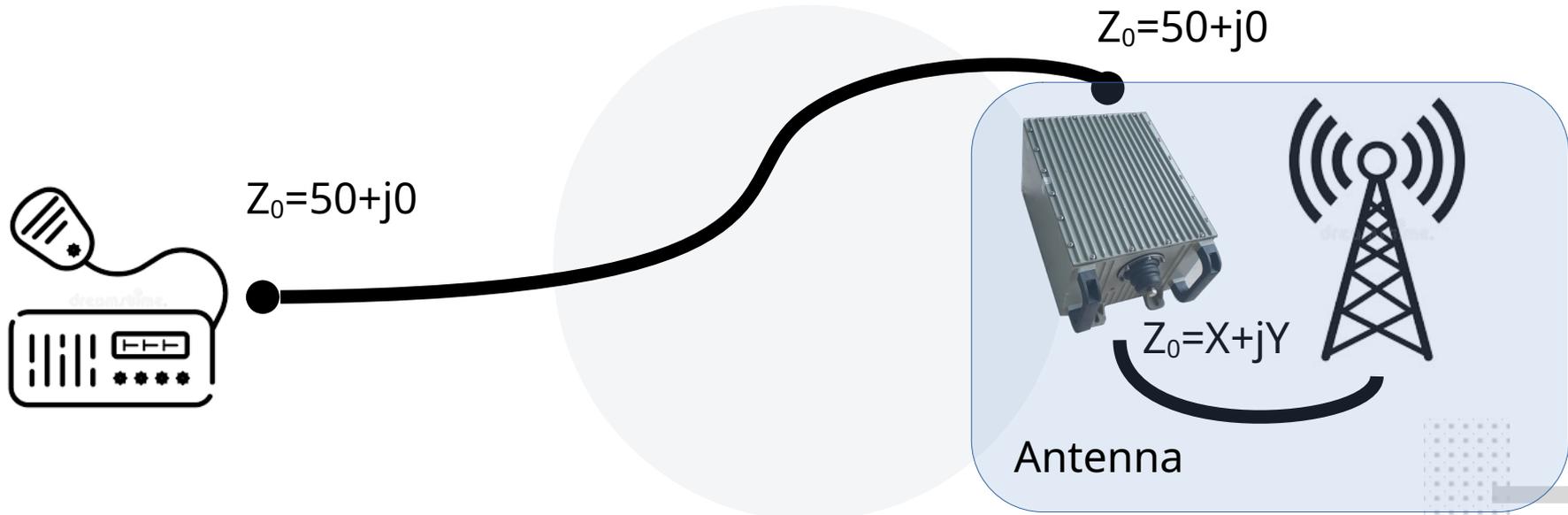
- Per avere un'antenna che opera su più bande possiamo:
 - Aggiungere induttanze, capacità, trappole all'antenna stessa in modo da avere una risonanza per ogni banda (ma in termini di rendimento?)
 - Usare un'antenna non risonante accoppiata ad un accordatore

Antenne HF risonanti e non...

- In questa trattazione daremo per scontati alcuni concetti:
 - Il massimo trasferimento di energia si ha quando TX, cavo di discesa e antenna hanno tutti la medesima impedenza caratteristica (50 Ohm)
 - Di conseguenza un eventuale accordatore è parte integrante dell'antenna (e come tale deve essere posizionato il più vicino possibile alla stessa)

Antenne HF risonanti e non...

- Schema a blocchi:



Antenne HF non risonanti con accordatore

- Da questo momento in poi parleremo di antenne **NON RISONANTI** alimentate attraverso l'accordatore

Ma qual'è il compito dell'accordatore ?

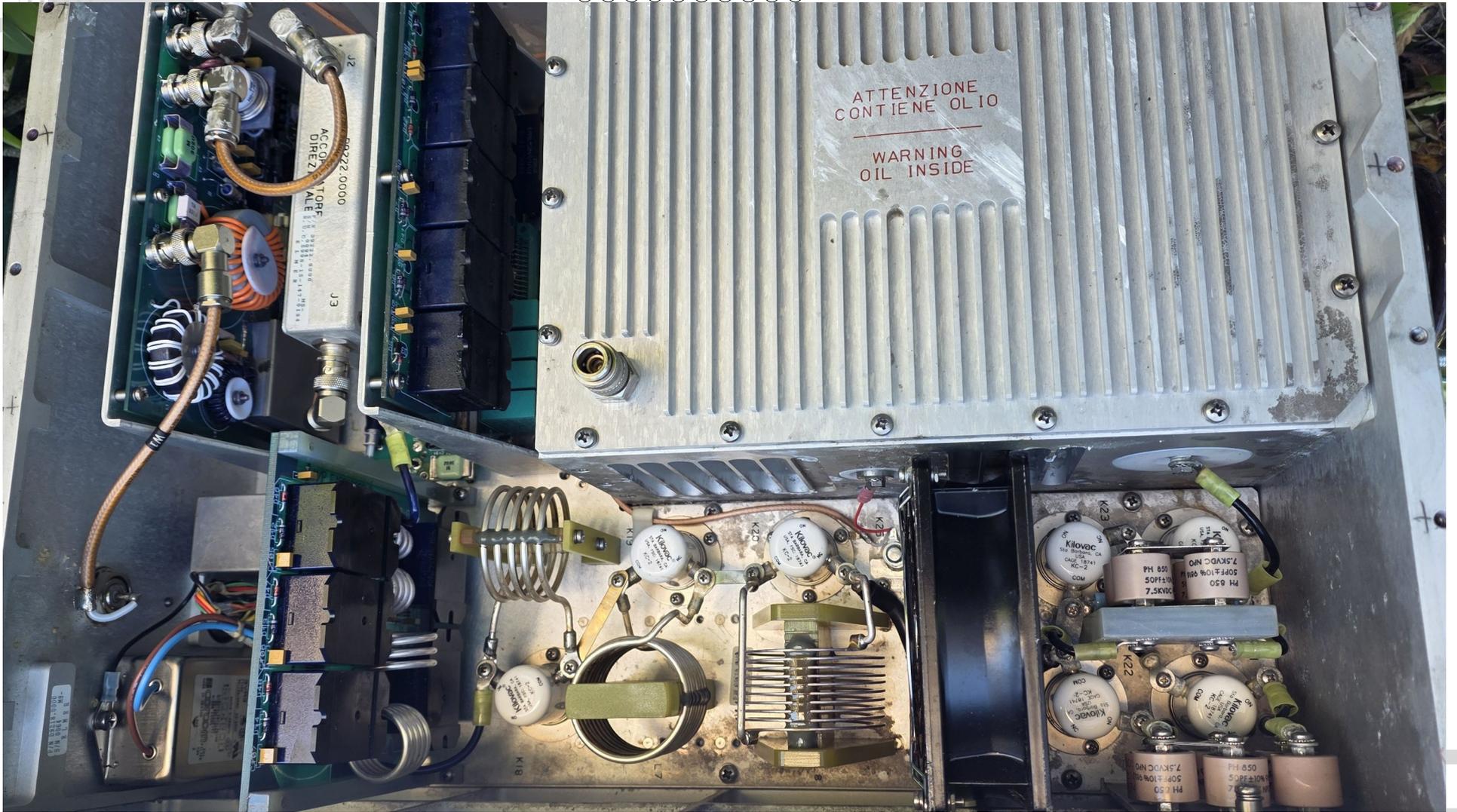
- L'accordatore è un trasformatore di impedenza costituito da induttanze e capacità in serie o in parallelo (*rete di adattamento*)
- Non deve contenere componenti resistive, in quanto queste DISSIPANO l'energia del trasmettitore anzichè trasferirla all'antenna
- Verso il TX l'impedenza sarà $50+j0$ (50 ohm e nessuna componente reattiva), verso l'antenna sarà $X+jY$ (X ohm + componente reattiva capacitiva o induttiva, a seconda delle caratteristiche dell'antenna sulla frequenza usata)

Gli accordatori ELMER ATU10xx

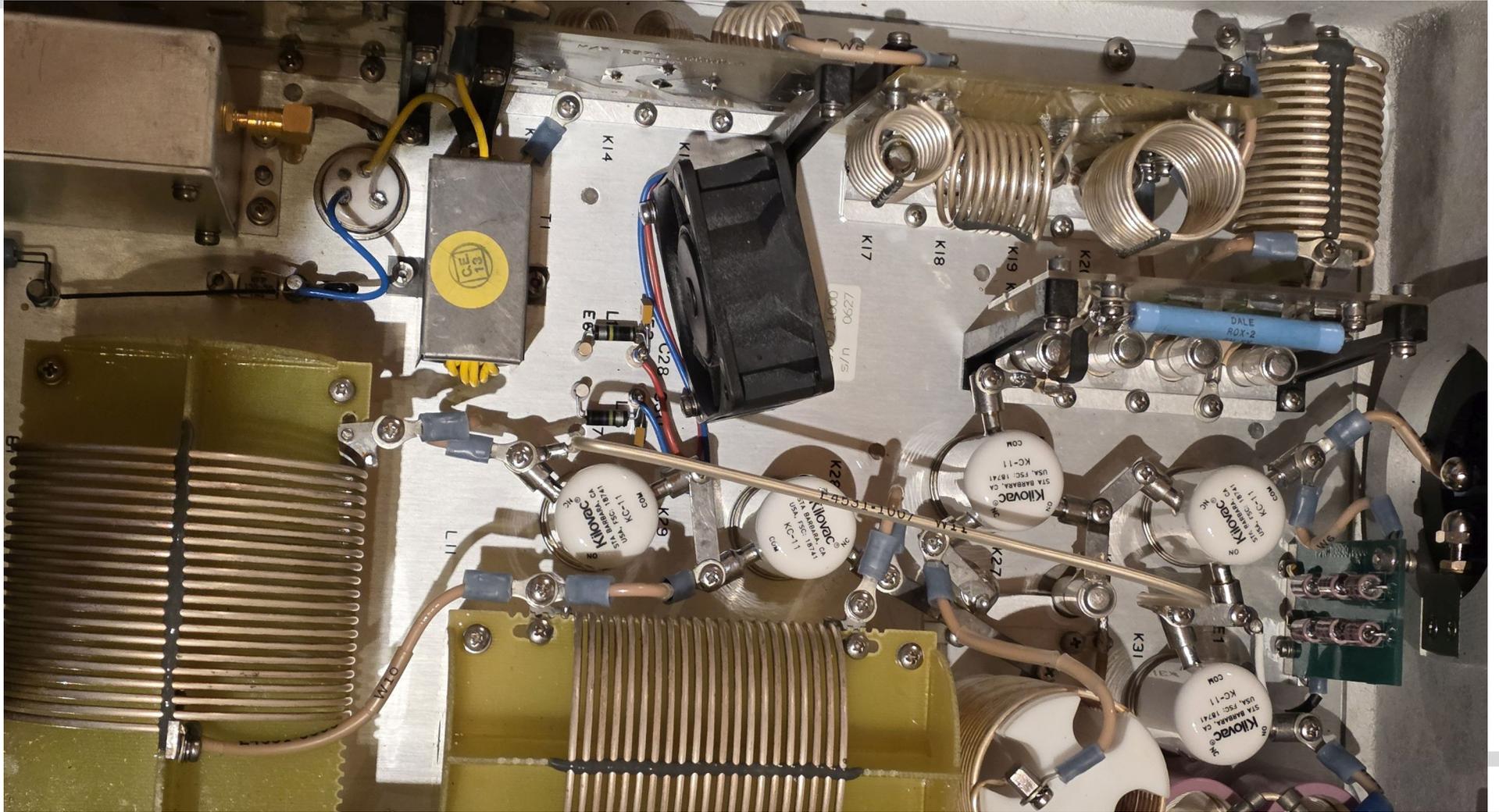
Qualche anno fa acquistai sul mercato surplus un ATU1029 della ELMER: un accordatore di grosse dimensioni (con le induttanze per le bande basse immerse in bagno d'olio). Ho poi avuto modo di entrare in possesso di altri due modelli, più piccoli, che però montano schede di controllo identiche:

- ATU1029 – potenza applicabile più di 1Kw
- ATU1028b – potenza applicabile fino a 1 Kw
- ATU1031 – potenza applicabile fino a 3-500w

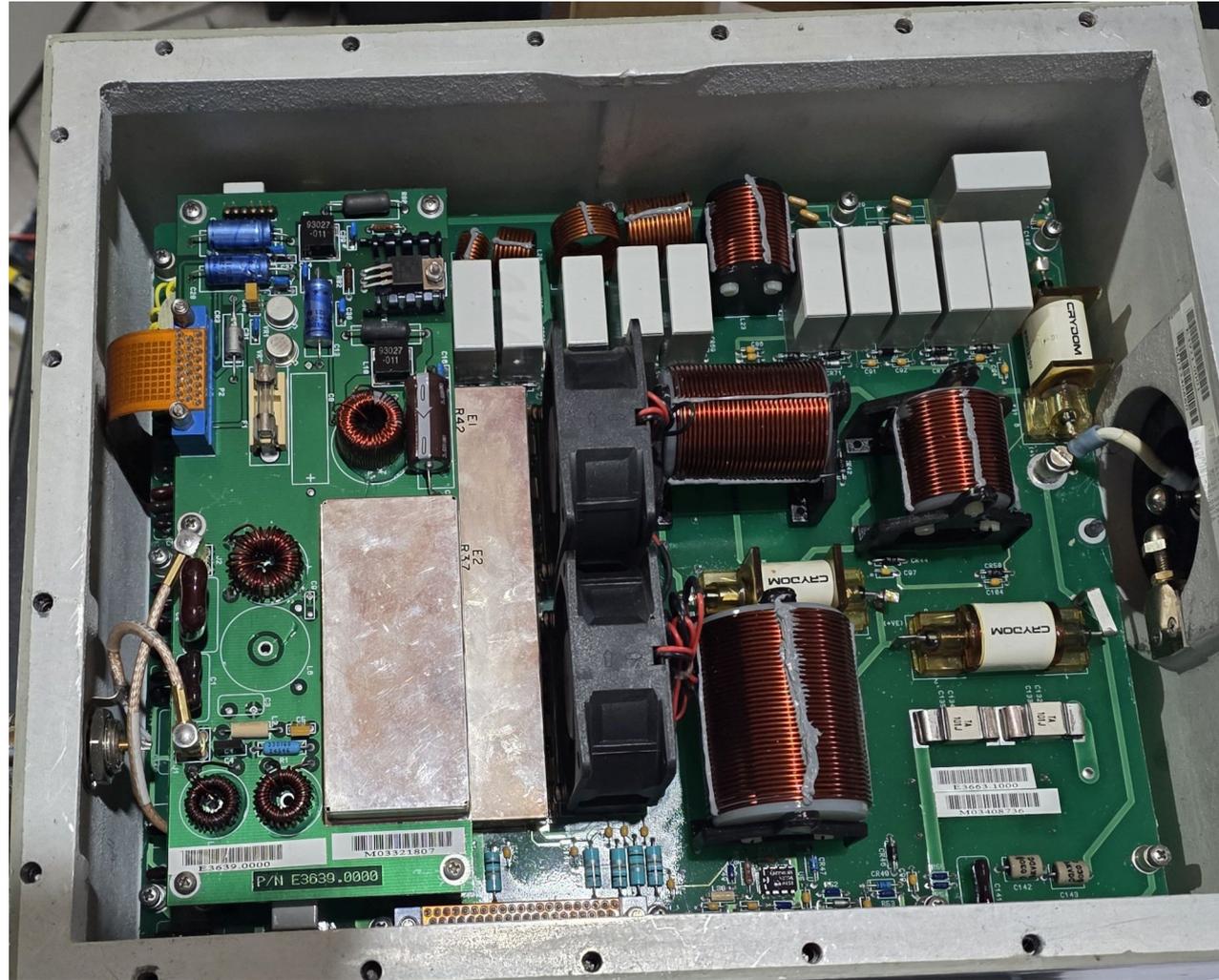
ATU1029



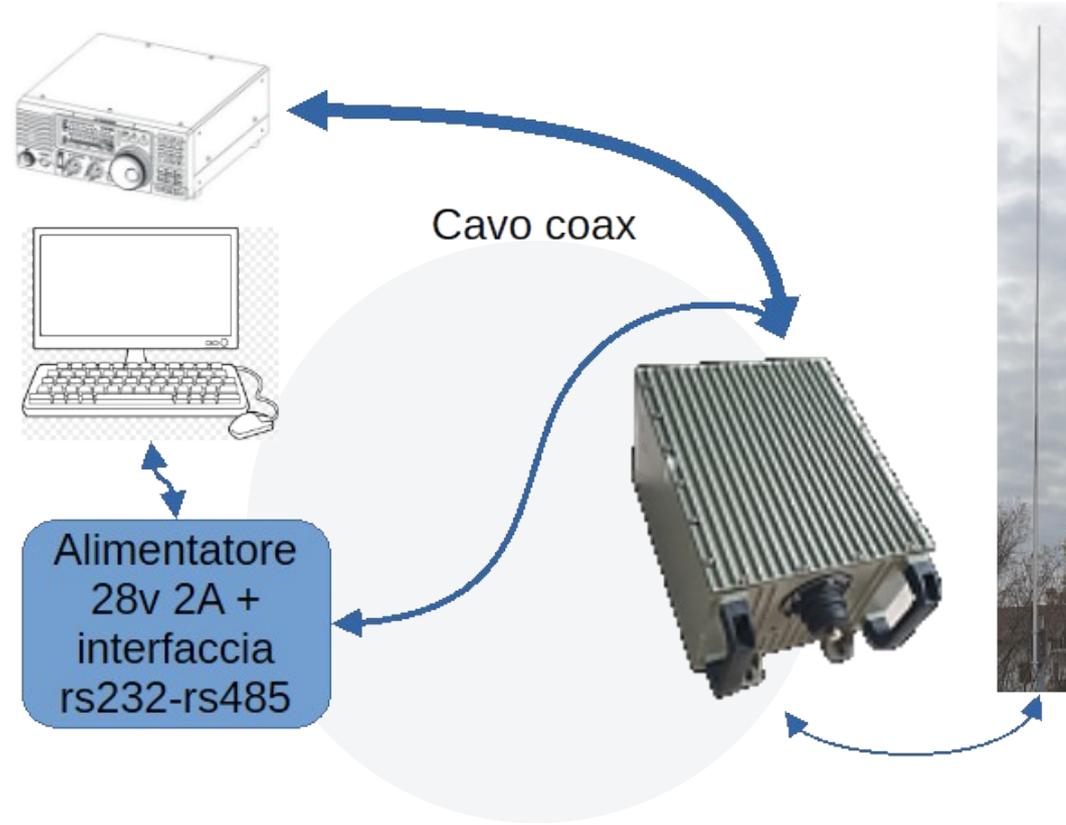
ATU1028b



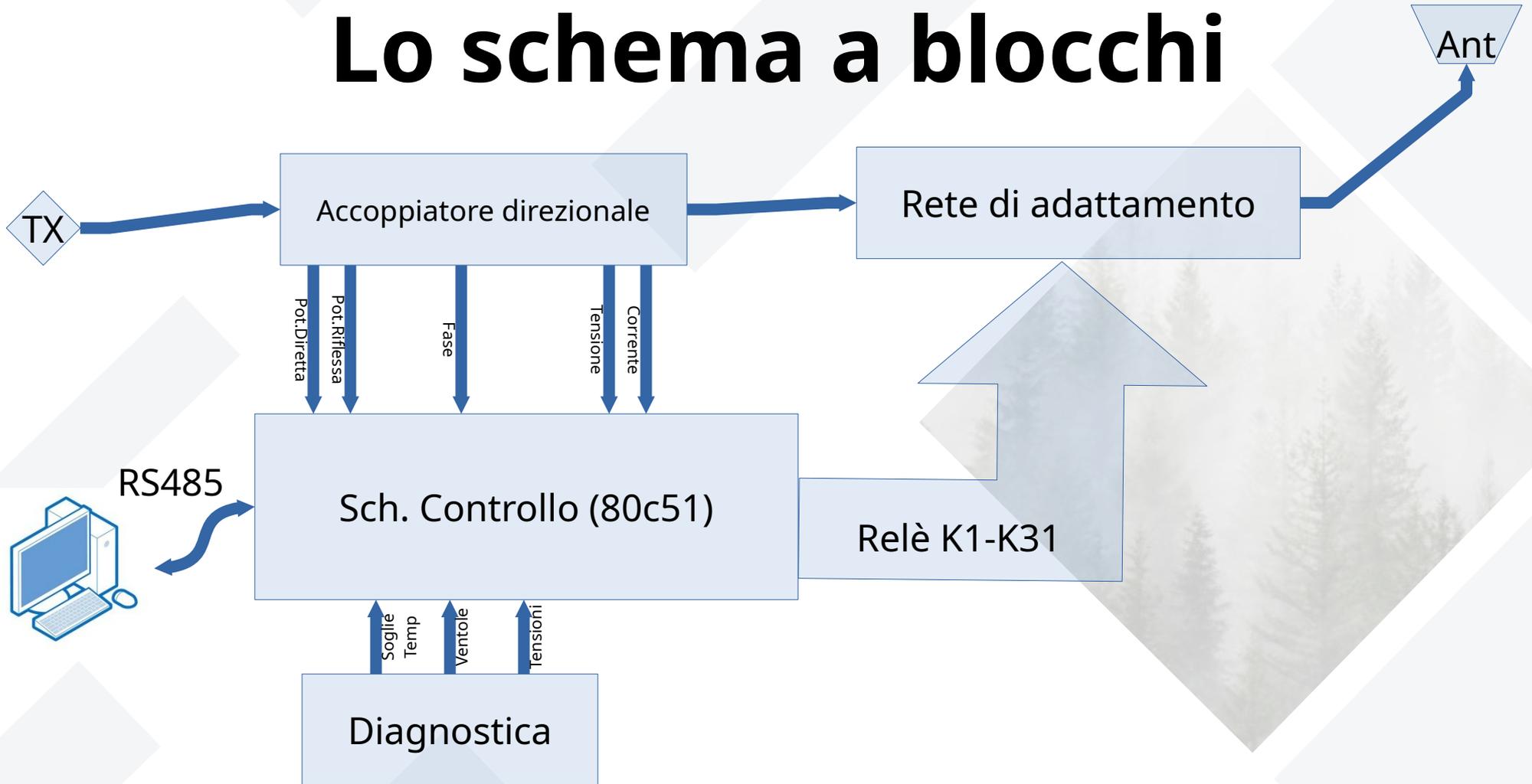
ATU1031



La configurazione operativa



Lo schema a blocchi



La scheda di controllo

- Rileva attraverso convertitore AD i dati del segnale dall'accoppiatore direzionale:
 - Potenza diretta
 - Potenza riflessa
 - Fase
 - Tensione
 - Corrente
- Controlla i relais per l'impostazione del corretto adattamento
- Rileva i dati diagnostici
- Campiona il segnale se attivato carico fittizio e calcola la frequenza
- Comunica via seriale RS485 con il PC di stazione per il controllo da parte dell'operatore

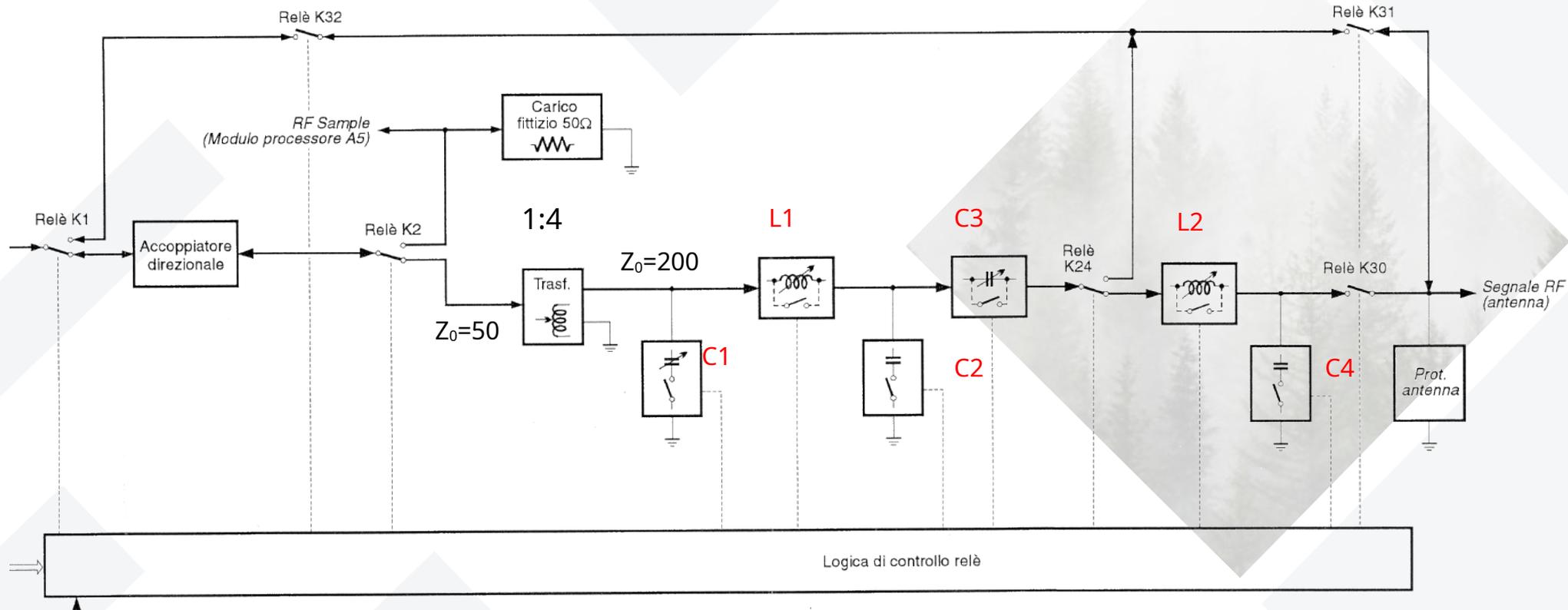
La scheda di controllo

Il lavoro più impegnativo è stato, a partire dallo schema elettrico, scrivere il firmware della scheda di controllo (basata su processore 8 bit 80C51) e successivamente il software di controllo su PC

La rete di adattamento

C1 - Capacità 512 valori da 0 a 5400 pF in intervalli di circa 10 pF
L1 - Induttanza 255 valori da 0 a 8μH in intervalli di circa 32nH
C2 - Capacità con 4 possibili valori: 0pF, 75pF, 200pF 275pF

C3 - Capacità con 4 possibili valori: Corto circuito, 185pF, 141pF, 44pF
L2 - Induttanza variabile in 8 valori da 0 a 56μH in intervalli da 8μH
C4 - Condensatore inseribile da 75 pF



Ma come fare per accordare?

Accordare significa posizionare i relè della rete di adattamento in modo tale che a fronte di un'antenna con impedenza $Z_x = R + jX$ il TX veda un'impedenza $Z_0=50+j0$ (e quindi dopo il trasformatore 1:4 un'impedenza $Z_2=200+j0$)
Siccome siamo in grado, avendo modulo di tensione e corrente sulla linea (e quindi modulo dell'impedenza) e angolo di fase, di calcolare l'impedenza dell'antenna, verrebbe da tentare il percorso "diretto" ...

$$\sqrt{R_{ant}^2 + X_{ant}^2} = |Z_{ant}| = \frac{|V_{ant}|}{|I_{ant}|}$$

$$\arctan\left(\frac{X}{R}\right) = \theta$$

$$R_{ant} = |Z_{ant}| * \cos \theta$$
$$X_{ant} = |Z_{ant}| * \sin \theta$$

Calcolo dell'impedenza al TX

$$(1) Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$$

$$(2) Z_5 = Z_{ant} \text{ parallelo } Z_{c4} = \frac{(R_{ant} + jX_{ant}) * (0 - jX_{c4})}{(R_{ant} + jX_{ant}) + (0 - jX_{c4})} = \frac{X_{ant} * X_{c4} - jR_{ant} * X_{c4}}{R_{ant} + j(X_{ant} - X_{c4})} = \frac{X_{ant} * X_{c4} * R_{ant} + R_{ant} * X_{c4} * (X_{ant} - X_{c4})}{R_{ant}^2 + (X_{ant} - X_{c4})^2} + j \frac{R_{ant} * X_{ant} * X_{c4} - X_{ant} * X_{c4} * (X_{ant} - X_{c4})}{R_{ant}^2 + (X_{ant} - X_{c4})^2}$$

$$(3) X_5 = \frac{X_{ant} * X_{c4} * R_{ant} + R_{ant} * X_{c4} * (X_{ant} - X_{c4})}{R_{ant}^2 + (X_{ant} - X_{c4})^2}$$

$$(4) Y_5 = \frac{R_{ant} * X_{ant} * X_{c4} - X_{ant} * X_{c4} * (X_{ant} - X_{c4})}{R_{ant}^2 + (X_{ant} - X_{c4})^2}$$

$$(5) Z_4 = Z_5 \text{ serie } Z_{L2} \text{ serie } Z_{c3} = R_5 + j(X_5 + X_{L2} - X_{c3})$$

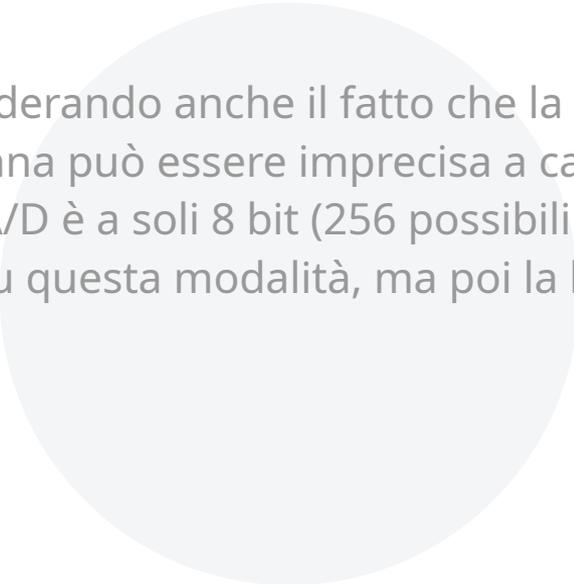
$$(6) Z_3 = Z_4 \text{ parallelo } Z_{c2}$$

$$(7) Z_2 = Z_3 \text{ serie } Z_{L1}$$

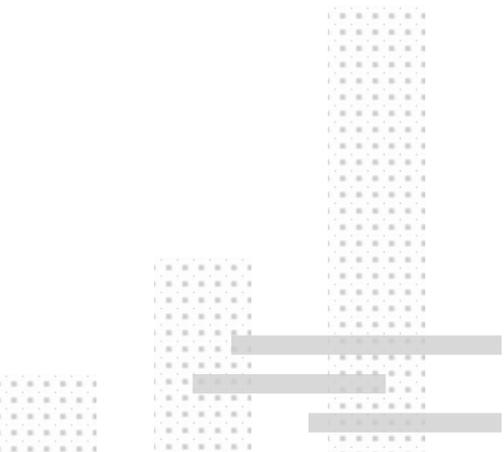
$$(8) Z_{200} = Z_2 \text{ parallelo } Z_{c1} = \frac{Z_2 * Z_{c1}}{Z_2 + Z_{c1}} = 200 + j0$$



TROPPO COMPLESSO



Troppo complesso, considerando anche il fatto che la misura dell'impedenza dell'antenna può essere imprecisa a causa del fatto che il convertitore A/D è a soli 8 bit (256 possibili valori)
Ho fatto qualche prova su questa modalità, ma poi la ho abbandonata....

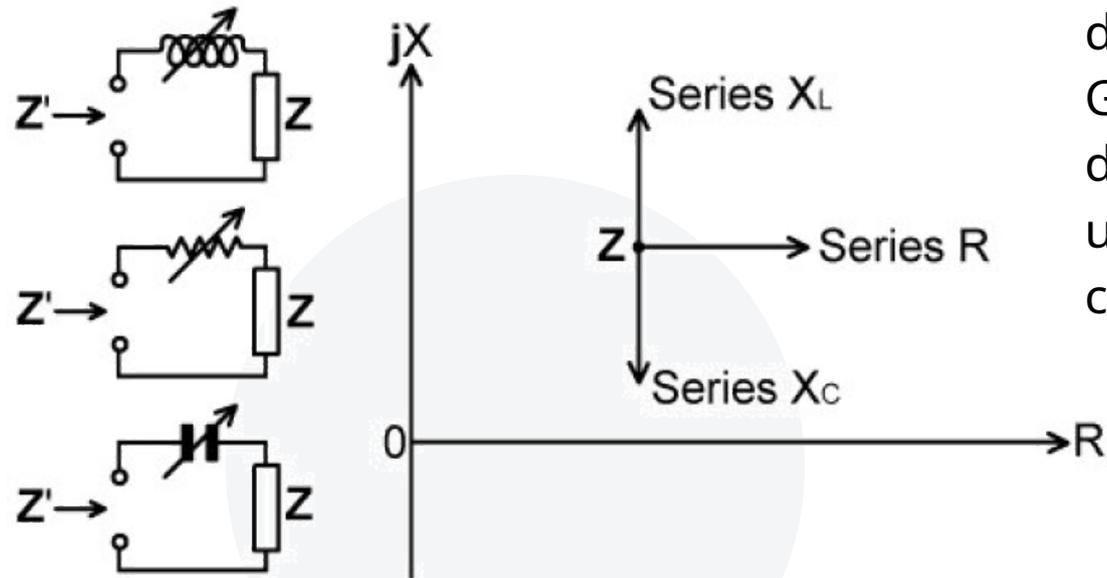


Quindi ?

Approccio ITERATIVO

É necessario trovare un algoritmo che, grazie all'interpretazione dei dati dell'accoppiatore direzionale, consenta di arrivare all'accordo. Ma con quale logica ? Escludiamo il "tentiamo tutte le combinazioni" in quanto queste sono pari a $1024 * 512 * 4 * 4 * 8 * 2 = 134.217.728$

Il piano $R + jX$: impedenze in serie



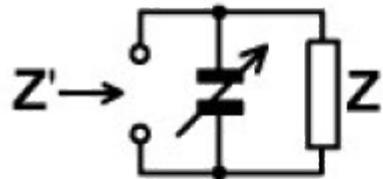
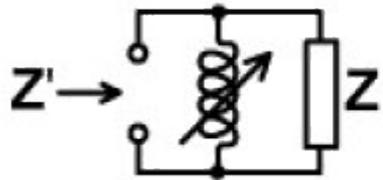
Questa parte è tratta da un lavoro dell'OM G3YNH, che mi ha dato la chiave per uscire dallo stallo in cui mi ero trovato

E il parallelo ?

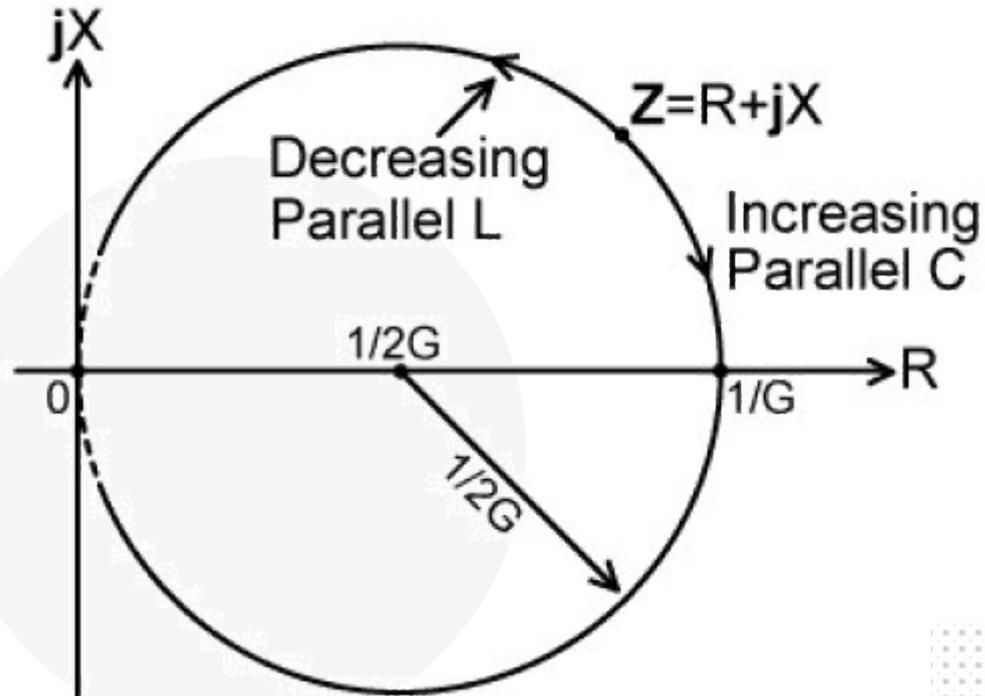
Come abbiamo visto il parallelo di due impedenze è un po' complicato da calcolare, ed anche da riportare graficamente sul piano RjX ; è più conveniente ragionare in termini di Ammettenza, che è il reciproco dell'Impedenza ed è composto da Conduttanza (G) e Suscettanza (B)

$$Y = 1 / Z = (R - jX) / (R^2 + X^2)$$

Eccolo!



$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

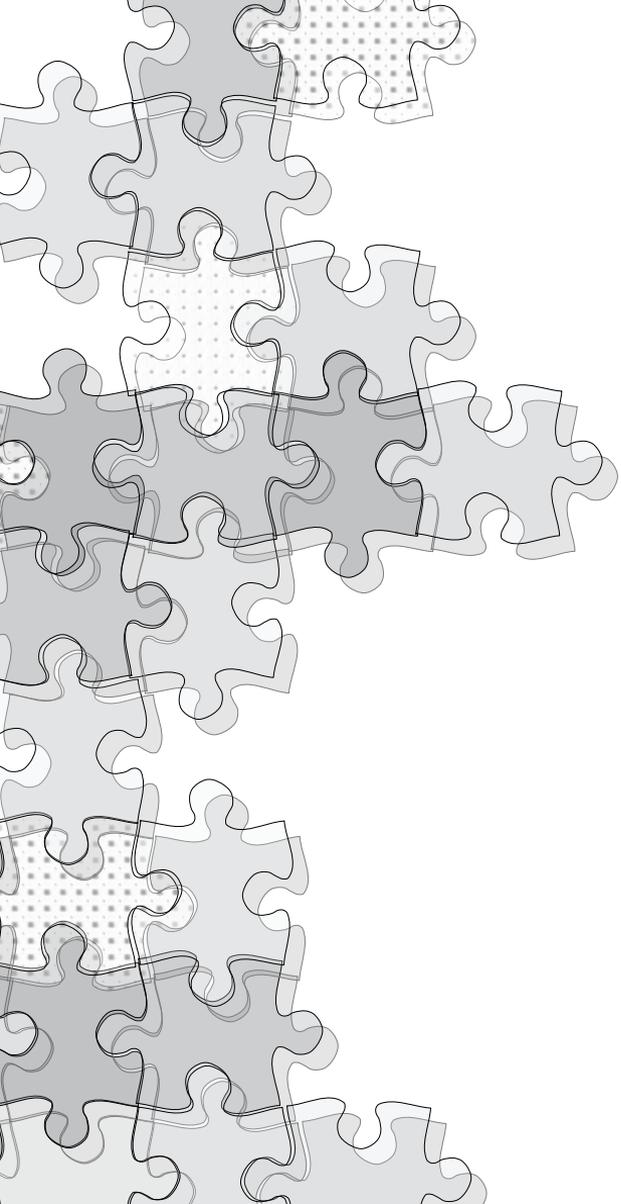


Ma come impostare l'algoritmo?

Alla fine, da buon informatico, ho pensato : se io metto a disposizione dell'utente una serie di funzioni tali da poter scrivere una MACRO, io posso proporre un algoritmo ma poi ciascun utente è libero di implementarselo e migliorarlo !!!

I parametri condizionali forniti alla MACRO

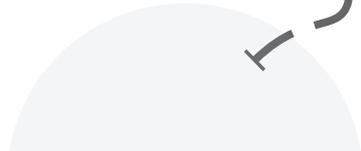
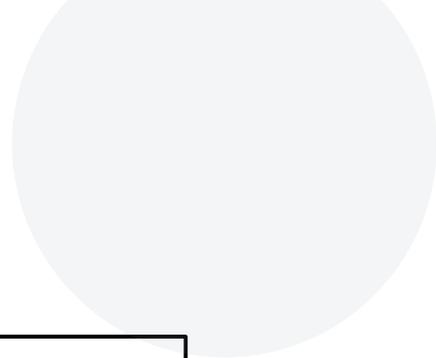
- X minore o maggiore di un certo valore
- Distanza dal punto 25,0 (deve tendere a 25)
- SWR migliore o peggiore del passo preced.
- Frequenza calcolata
- Modulo dell'impedenza
- R minore o maggiore di un valore
- Fase minore o maggiore di un valore



“

A questo punto vediamo se funziona....

”



DOMANDE ?



**73 a TUTTI e GRAZIE PER
L'ATTENZIONE**

ELMER ATU1031 REFURBISHED



By IV3ZXF – 2024

Versione 1.0

FIRMWARE CUSTOM per ATU1031

@IV3ZXF 2024

Introduzione

L'ATU1031 è un accordatore professionale reperibile sul mercato SURPLUS, pensato per adattare un'antenna a stilo al funzionamento sulle gamme HF.

Nella sua versione originale deve essere usato in connessione con la stazione a cui è associato, dalla quale riceve i comandi per l'accordo.

Per poterlo utilizzare indipendentemente dalla sua stazione, ho riscritto il firmware del microprocessore che lo controlla, della serie 8051. La configurazione adottata prevede il collegamento tramite linea seriale RS485 ad un PC, e per accedere alle funzioni dell'accordatore è possibile usare o un normale terminale seriale (es. TERATERM) oppure l'apposito software che ho sviluppato e che viene descritto in questo manuale.

L'accordo può essere sia manuale che automatico: per l'accordo automatico è stato implementato un interprete di comandi (max 96) che consente di definire, dal pc remoto, la strategia di accordo da adottare.

Configurazione HARDWARE

Nella sua configurazione originale, l'accordatore comunica con il controller veicolando il segnale seriale attraverso il cavo di antenna, usando opportuni modem. Per poterlo controllare in tale modalità sarebbe stato necessario progettare un secondo modem, da tenere in stazione, sul quale collegare da un lato l'RTX e dall'altro la seriale del PC: per semplicità (e per evitare fastidiosi problemi di radiofrequenza) si è preferito aggiungere una interfaccia RS485 che permette, attraverso un cavo opportuno, di controllare l'accordatore e contemporaneamente fornirgli l'alimentazione (Figura 1).

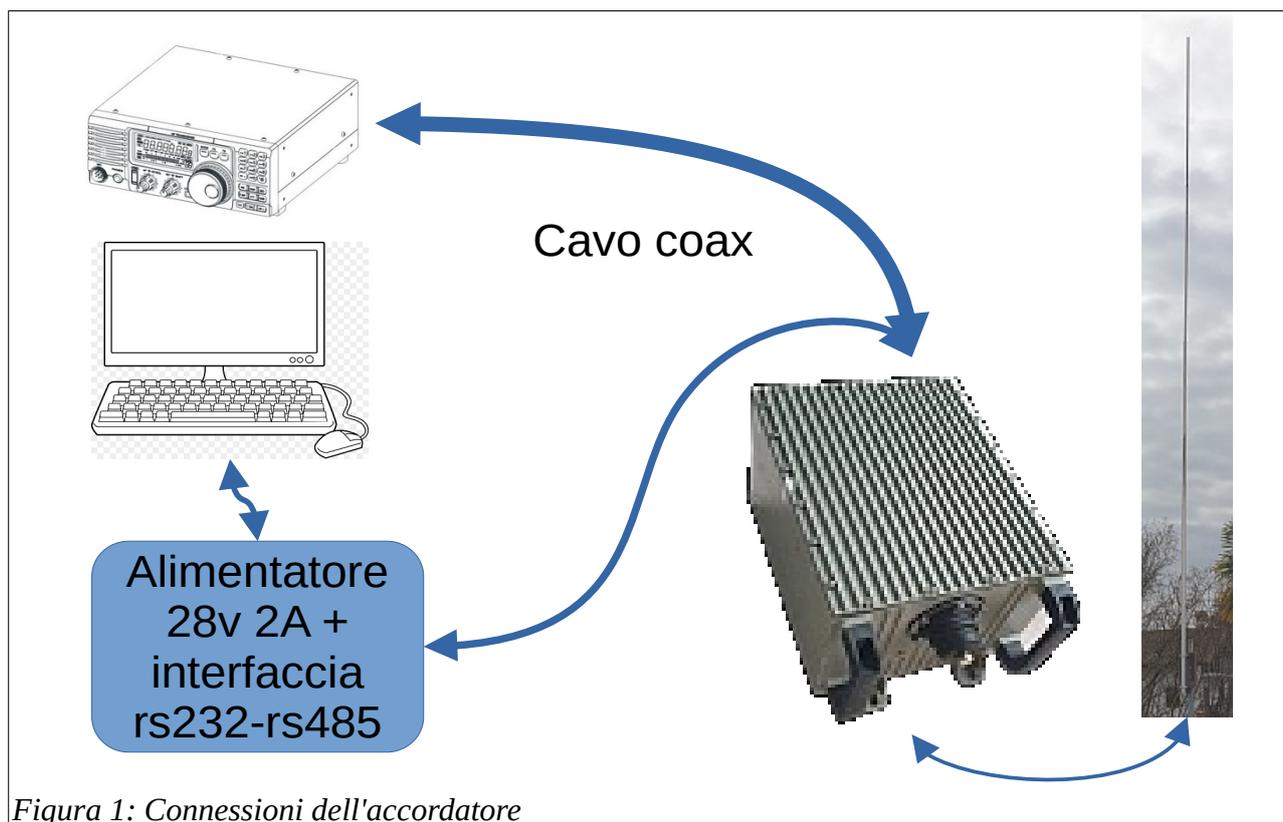


Figura 1: Connessioni dell'accordatore

Questo modello non prevede la connessione RS485 (a differenza di altri della stessa serie, come ad esempio l'ATU1029) : è stata quindi montata un'apposita interfaccia seriale RS485 per poter comunicare con il PC di controllo.

Il collegamento seriale è impostato alla velocità di 19200 baud, 8 bit, nessuna parità, bidirezionale.

La rete di adattamento

La rete di adattamento è costituita da due induttanze in serie, una capacità in serie e tre capacità in parallelo, come da schema di figura 2.

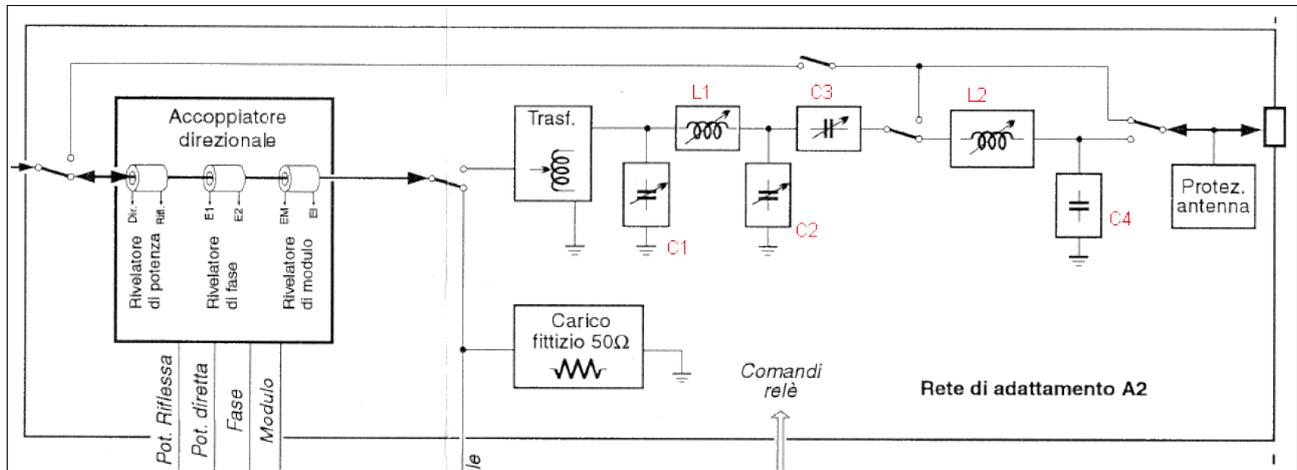


Figura 2: Rete di adattamento

E' inoltre presente un trasformatore 1:4 lato trasmettitore per diminuire l'entità della corrente gestita dalla rete.

La notazione dei componenti indicata in fig. 2 è quella referenziata in tutto il firmware e software di gestione dell'accordatore. In particolare:

C1 – Capacità variabile in 512 valori da 0 a 5400 pF in intervalli di circa 10 pF

L1 – Induttanza variabile in 255 valori da 0 a 8μH in intervalli di circa 32nH

C2 – Capacità con 4 possibili valori: 0pF, 75pF, 200pF 275pF

C3 – Capacità con 4 possibili valori: Corto circuito, 185pF, 141pF, 44pF

L2 – Induttanza variabile in 8 valori da 0 a 56μH in intervalli da 8μH

Attraverso la commutazione di una serie di relè è inoltre possibile gestire il percorso del segnale di antenna nelle seguenti modalità:

0 – Bypass (collegamento diretto all'antenna)

1 – Carico fittizio da 50 ohm

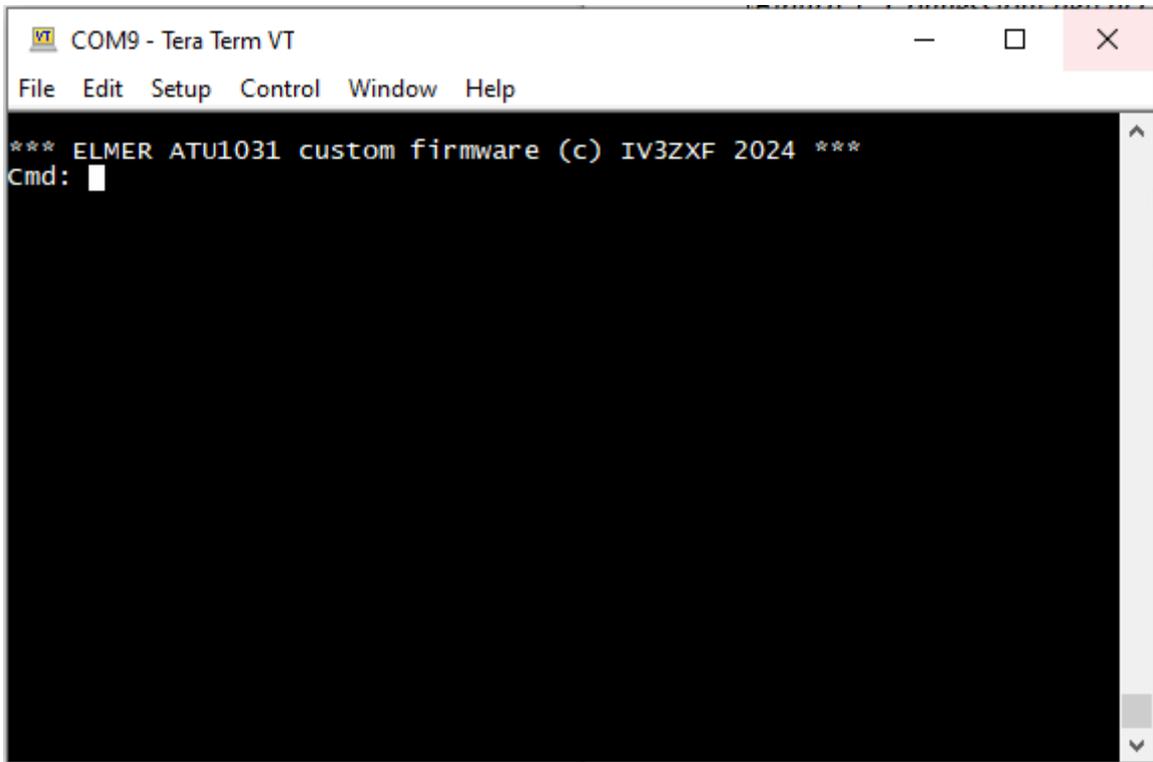
2 – Short path (esclusione dal percorso di L2 e C4, utile per frequenze maggiori di 9MHz)

3 – Long path (percorso completo)

4 – Open (antenna scollegata – solo per motivi di test)

Firmware

Collegando l'accordatore a un PC, utilizzando un terminale seriale come ad esempio TERATERM, all'accensione si ottiene:

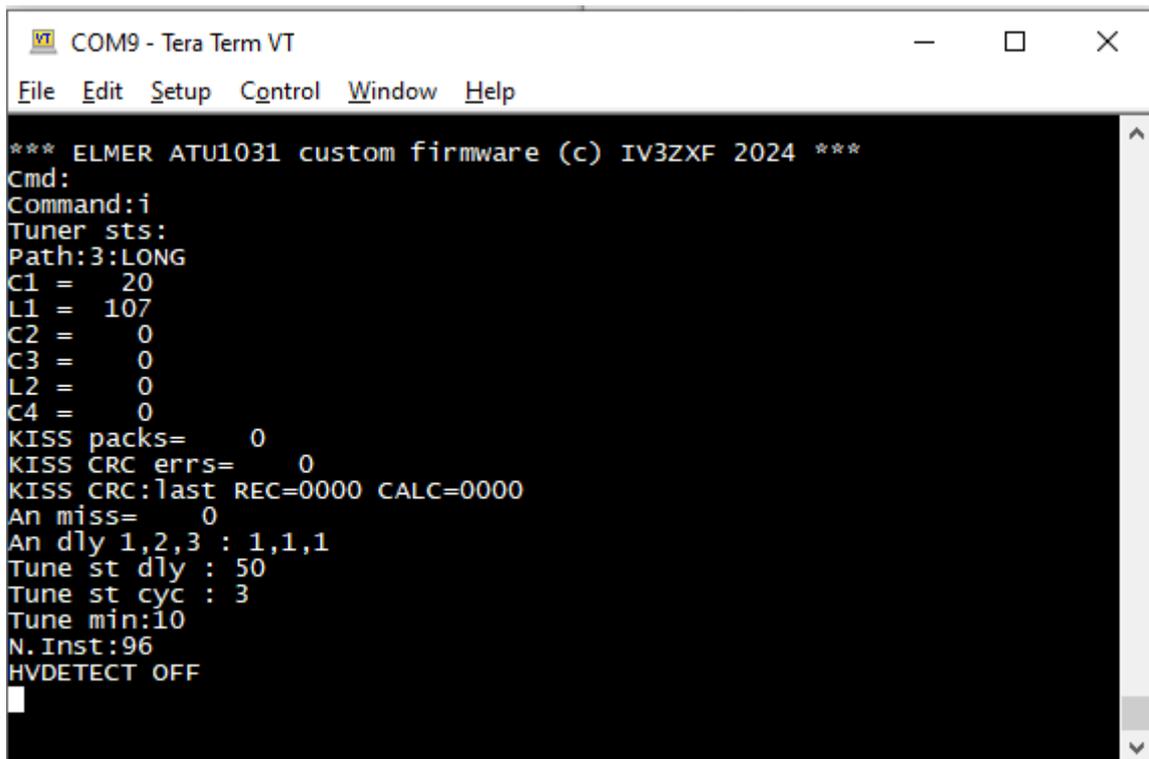


```
COM9 - Tera Term VT
File Edit Setup Control Window Help
*** ELMER ATU1031 custom firmware (c) IV3ZXF 2024 ***
Cmd: █
```

Attraverso questa interfaccia sono disponibili una serie di comandi.

Ogni comando viene inviato con la pressione di un singolo carattere sulla tastiera del PC : fare attenzione che il sistema distingue tra minuscole e maiuscole (case sensitive). Di seguito l'elenco dei comandi disponibili.

<i> - Quadro informativo generale



```
COM9 - Tera Term VT
File Edit Setup Control Window Help
*** ELMER ATU1031 custom firmware (c) IV3ZXF 2024 ***
Cmd:
Command:i
Tuner sts:
Path:3:LONG
C1 = 20
L1 = 107
C2 = 0
C3 = 0
L2 = 0
C4 = 0
KISS packs= 0
KISS CRC errs= 0
KISS CRC:last REC=0000 CALC=0000
An miss= 0
An dly 1,2,3 : 1,1,1
Tune st dly : 50
Tune st cyc : 3
Tune min:10
N.Inst:96
HVDETECT OFF
```

Fornisce una serie di informazioni utili a descrivere lo stato attuale dell'accordatore. In particolare è evidenziato il percorso del segnale (path) e l'impostazione dei sei elementi della rete di adattamento.

KISS è il protocollo usato per la comunicazione con il software di controllo, di seguito descritto, e in questa mappa vengono riportate alcune informazioni relative a tale comunicazione (pacchetti, eventuali errori CRC ecc.)

“An miss” rappresenta il numero di errori rilevati dal convertitore analogico digitale

“An dly” riporta l'impostazione di tre parametri di attesa usati nella conversione analogico digitale degli 8 canali disponibili (vedi di seguito comando “a”)

“Tune st dly” rappresenta l'attesa (in unità da 4ms) per la stabilizzazione del segnale rilevato dopo la variazione dello stato dei relè

“Tune st cyc” è il numero di rilevazioni congruenti necessari per considerare valida una rilevazione dei parametri rilevati

“Tune min” rappresenta il valore minimo del convertitore analogico digitale della potenza diretta rilevata per poter proseguire con l'accordo automatico

“N.inst” è il numero massimo di istruzioni per l'accordo automatico supportate

HVDETECT è l'evidenza del rilevatore di alta tensione rilevata in antenna

<a> Visualizzazione valori analogici rilevati

Vengono visualizzati i valori rilevati dagli 8 canali analogici (8 bit, 0..255):

EM – Modulo della tensione sulla linea RF

EI – Corrente sulla linea RF

E1 E2 – La differenza di tensione tra i due valori rappresenta l'angolo di sfasamento tra corrente e tensione

Fwd – Potenza (tensione) diretta

Ref – Potenza (tensione) inversa

Free – Non usato

Test – Test : rileva sempre 100

Ovviamente in assenza di portante, i valori sono tutti (escluso Test) a zero.

```
Command:a
Analog values:
EM : 26
EI : 41
E1 : 25
E2 : 23
Fwd : 44
Ref : 0
Free: 0
Test:100
```

<7 8 9 0 o> Imposta Percorso

7 – Percorso 1 (carico da 50 ohm e rilevazione frequenza)

8 – Percorso 2 (“corto” o short path, adatto a frequenze > 9 MHz)

9 – Percorso 3 (“lungo” o long path, adatto a frequenze < 9 MHz)

0 – Bypass (antenna collegata direttamente all'ingresso)

o – Open (antenna scollegata – solo per test)

```
Command:7
Set path 1 : 50 OHm load + FREQ MEASURE
```

```
Command:f
F= 7080 KHZ
```

<f> Lettura frequenza

Se path impostato su 1 (cmd. <7>) e in presenza di portante (almeno 10w) viene riportata la frequenza rilevata dall'accordatore

<p> Imposta il parametro BAND PWR

Il parametro “Band Pwr” serve per attivare un partitore resistivo per ridurre la tensione relativa alla potenza diretta in caso di utilizzo di potenze elevate

```
Command:p
BAND_PWR=0
; New (>1 no change):0
```

<q> Imposta il parametro BAND CNT

Il parametro "Band Cnt" serve per attivare un partitore resistivo per ridurre la tensione relativa al rilevatore di fase (E1 / E2) in caso di potenze elevate al fine di evitare l'overflow del convertitore analogico digitale.

```
Command:q  
BAND_CNT=0  
; New(>1 no change):0
```

<u> Imposta il parametro Tune Dly

Il parametro Tune Dly serve per impostare, in unità da 4ms (es: 10 equivale a 40ms), il tempo di attesa tra la variazione di stato dei relay della rete e la rilevazione dei valori analogici al fine di effettuare l'accordo automatico. Questo è necessario in quanto l'apertura e la chiusura dei contatti dei relay provoca dei transitori sulla linea RF che spesso inducono il sistema ALC del trasmettitore ad una reazione (generalmente per la protezione dei finali) che ha bisogno di un po' di tempo per stabilizzarsi. Ovviamente più alto è questo valore, maggiore è l'intervallo di tempo tra ogni step di accordo automatico.

```
Command:u  
Tune dly=50; new:50
```

<w> Imposta il parametro Tune Cyc

Il parametro Tune Cyc controlla quanti rilevazioni congruenti (che non si discostano uno dall'altro) della potenza diretta sono necessari per considerare valida una misura dei valori analogici. Anche questo parametro influisce sulla velocità di accordo automatico.

```
Command:w  
Tune cyc = 3; new:3
```

<m> Minima rilevazione di potenza diretta per accordo automatico

Il valore impostato è la rilevazione minima (tra 0 e 255) che è richiesta sul canale analogico della potenza diretta per poter iniziare e proseguire il processo di ricerca dell'accordo.

```
Command:m  
Tune min fwd = 10; new:10
```

<U> Delay routine di lettura analogica

Sono tre parametri a valenza prettamente tecnica, introdotti all'inizio dello sviluppo del firmware. Al momento i valori 1,1,1 sono adeguati e non necessitano di modifiche.

```
Command:U  
An dly 1 = 1; new:1  
An dly 2 = 1; new:1  
An dly 3 = 1; new:1
```

<k> Controllo diretto sul singolo relais

Per poter utilizzare con cognizione di causa questo comando è necessario avere sotto mano lo schema dell'accordatore, in quanto consente di agire (attivare o disattivare) ogni singolo relais (da 1 a 34).

```
Command:k  
Rl number:25 current:0 - new value:0 <- OK
```

<1 2 3 4 5 6> Impostazione singoli elementi della rete

I tasti dall'1 al 6 consentono di impostare il valore dei singoli componenti, rispettivamente C1 L1 C2 C3 L2 C4. Ciascun elemento può essere impostato dal valore 0 al suo massimo, come da tabellina seguente.

Tasto	Elem.	Da	A
1	C1	0	511
2	L1	0	255
3	C2	0	3
4	C3	0	3
5	L2	0	7
6	C4	0	1

```
Command:1
C1 value= 17 New:17
EM= 34 EI= 31 E1= 25 E2= 26 FWD= 43 REF= 1
F=7081 Z=73.92-6.29i C=49.32 SWR=1.04
```

In risposta all'esecuzione del comando vengono visualizzati i valori rilevati dai canali analogici e i parametri calcolati in base a tali valori.

<+ - > Aumento o diminuzione di 1 dell'ultimo elemento impostato

Dopo aver impostato un elemento della rete con uno dei comandi 1 2 3 4 5 o 6, è possibile incrementarlo o diminuirlo di una unità con tali comandi. Questo può essere utile per cercare un accordo migliore rispetto a quello automatico. Trattasi di una procedura comunque alquanto scomoda, gestita in modo molto più efficiente attraverso l'apposita interfaccia software di seguito descritta.

```
Command:+
C1 = 18
EM= 33 EI= 33 E1= 22 E2= 27 FWD= 43 REF= 1
F=7081 Z=66.10-14.34i C=43.53 SWR=1.04
Command:+
C1 = 19
EM= 32 EI= 34 E1= 20 E2= 28 FWD= 43 REF= 3
F=7081 Z=60.55-19.67i C=40.63 SWR=1.14
Command:-
C1 = 18
EM= 33 EI= 33 E1= 22 E2= 27 FWD= 43 REF= 1
F=7081 Z=66.10-14.34i C=43.53 SWR=1.04
```

<t> Avvio accordo automatico

```
Command:t
Tune:wait carrier.
Get 50 ohm load
F= 0 KHZ
Omega=0.00
Switch to antenna
[0 0 0 0 0 0] Z=-1.52E-6-35.00i SWR=3.44 C=43.01 D=61.03
Node 0:L Path -> Next 1 [0 0 0 0 0 0] Z=2.14-2.14i SWR=5.40 C=22.95 D=47.90
Node 1:*NULL* -> Next 2 [0 0 0 0 0 0] Z=4.76-3.28i SWR=5.40 C=20.50 D=45.35
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 1 0] Z=30.34-38.04i SWR=1.08 C=38.41 D=42.82
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 2 0] Z=-1.39E-6-31.81i SWR=7.00 C=40.46 D=59.26
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 3 0] Z=-1.57E-6-35.96i SWR=12.33 C=43.80 D=61.59
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 4 0] Z=15.28-11.97i SWR=39.00 C=15.42 D=36.72
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 5 0] Z=7.20-2.24i SWR=10.42 C=17.93 D=42.85
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 6 0] Z=14.45-10.49i SWR=15.00 C=14.88 D=37.06
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 2 [0 0 0 0 7 0] Z=11.95-5.07i SWR=3.21 C=14.00 D=38.38
Node 2:Inc L2 of 1 -> Next 255 stop:get best swr.
```

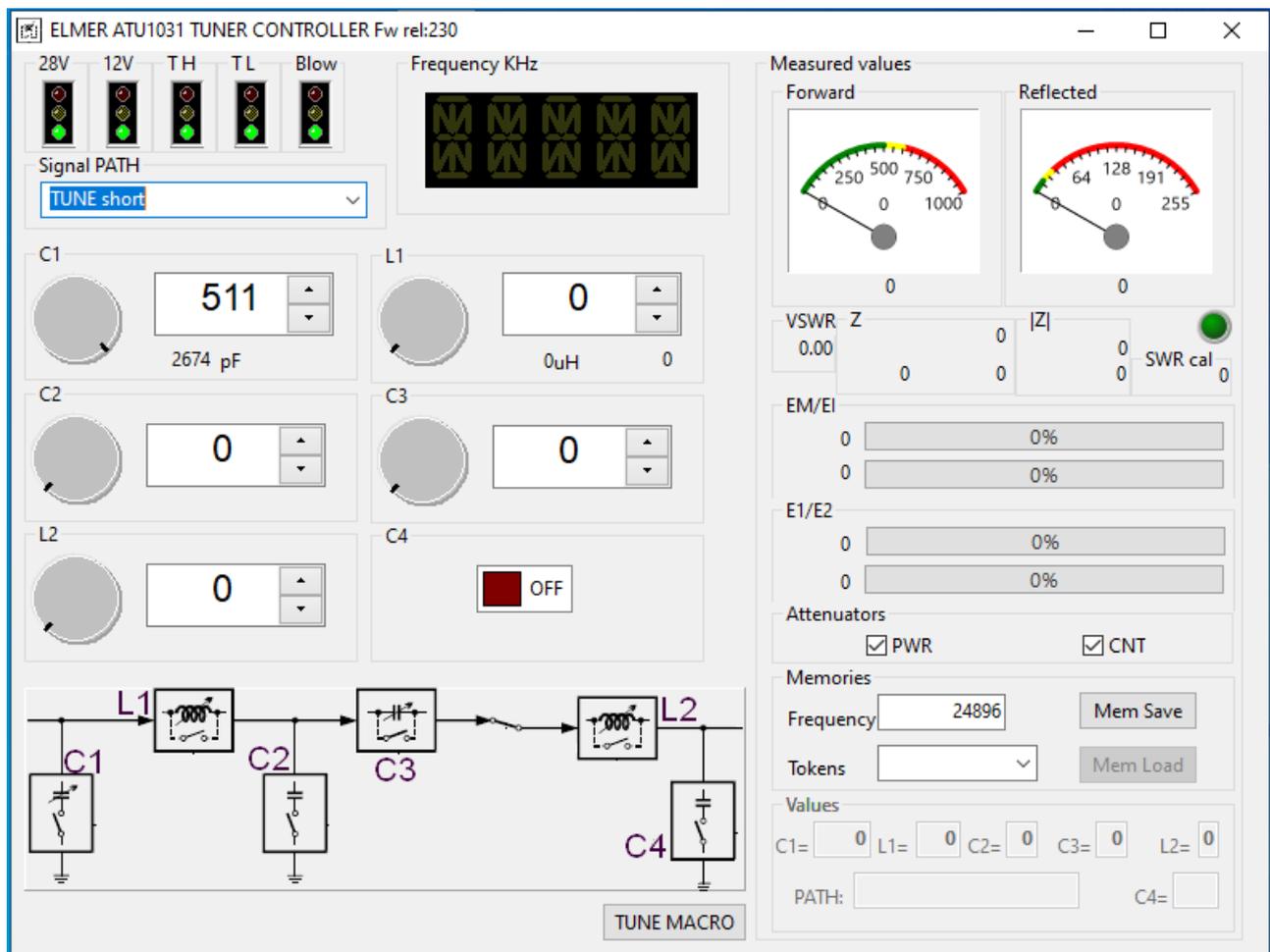
Il comando <t> avvia il processo di accordo automatico. All'inizio il sistema attende una portante tra i 15 e i 20 watt per iniziare l'accordo. Poi inizia ad effettuare i vari passaggi per convergere ad una situazione di accordo.

L'algoritmo di accordo non è cablato nel firmware, ma è parametrizzabile via software, attraverso l'interfaccia WINDOWS descritta di seguito.

Ad ogni passo viene evidenziato :

- Il nodo in esecuzione (con riferimento all'algoritmo memorizzato via Windows)
- L'azione eseguita
- Il nodo successivo
- I valori impostati sui sei componenti della rete (L1, C1, C2, C3, L2, C4)
- Il valore complesso dell'impedenza misurata
- L'SWR misurato
- La distanza sul piano R X dal punto 25,0
- La distanza sul piano R X dal punto 50,0

Interfaccia software (Windows)

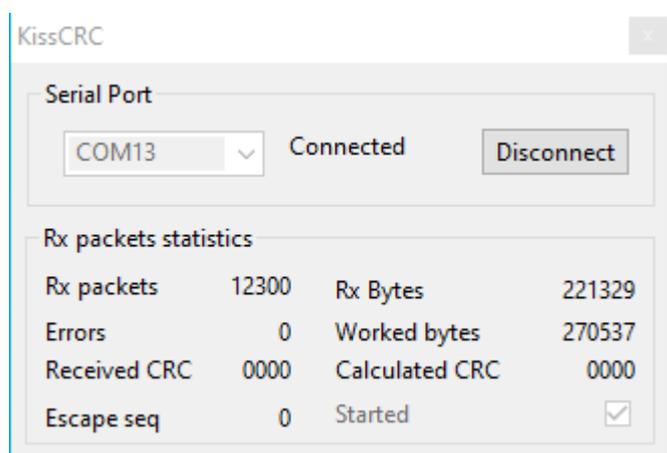


L'interfaccia software consente di gestire l'accordatore dal PC di stazione (ormai lo shack di ogni radioamatore è dotato di PC) attraverso linea seriale.

È composta da due finestre, una dedicata alla comunicazione con l'accordatore ed una alla gestione dell'accordatore vera e propria.

Impostazione della porta seriale per la comunicazione con l'accordatore

La finestra di gestione della comunicazione con l'accordatore permette l'impostazione, al primo lancio, della porta seriale del PC sulla quale risulta connesso l'accordatore. Oltre a ciò fornisce una serie di informazioni statistiche informative sul traffico scambiato tra PC e accordatore. Se, dopo aver lanciato una prima volta il software, si avesse la necessità di cambiare la porta seriale, basta premere "Disconnect", impostare la nuova seriale e premere "Connect" (il tasto cambia dicitura a seconda dello stato).



Funzionalità disponibili nella finestra di gestione

Di seguito le funzioni, presenti nella finestra di gestione, che consentono di operare con l'accordatore.

5 indicatori diagnostici a “semaforo”

I 5 “semafori” rappresentano altrettante informazioni diagnostiche sul funzionamento dell'accordatore. In dettaglio:

28V : Alimentazione a 28v regolare

12V : Alimentazione a 12v regolare

TH : Alert per temperatura interna superiore al limite

TL : Alert per temperatura interna inferiore al limite

Blow : Ventola interna regolarmente operativa

I valori vengono aggiornati periodicamente dal software richiedendoli al firmware dell'accordatore. In fase di richiesta i semafori assumono il colore giallo e, ricevuta la risposta, diventano verdi o rossi secondo il responso del firmware (rosso = errore).

Display frequenzimetro interno

Il frequenzimetro interno si attiva quando il campo a tendina “Signal PATH” è impostato sul valore “50 Ohm load + FREQ measure”. In tal caso inviando una portante all'accordatore ne viene rilevata la frequenza. Si noti che la potenza può variare tra i 10 e i 25w: se la potenza è eccessiva il firmware (al fine di proteggere la resistenza di carico interna) commuta automaticamente in posizione “Bypass” bloccando ovviamente anche il processo di misura. Al termine della misurazione la frequenza rimane evidenziata sul display fino alla successiva operazione di misurazione.

Sezione “Measured values”

Mostra i valori rilevati dall'accoppiatore direzionale interno all'accordatore, ed alcune grandezze calcolate a partire da questi: di seguito il dettaglio.

Forward

Potenza diretta. Il valore dentro allo strumento approssima la potenza in watt, mentre il valore sotto allo strumento è la misura letta dal convertitore A/D (8 bit).

Reflected

Valore rappresentativo della potenza riflessa (non rapportato in Watt). Viene riportato il valore letto dal convertitore A/D sia all'interno dello strumento che sotto ad esso.

VSWR

Valore dell'SWR calcolato in base alla rilevazione della tensione diretta e di quella riflessa : $(V_d - V_r) / (V_d + V_r)$

Z

Valore rilevato dell'impedenza dell'antenna (utilizzando i sensori di fase e modulo contenuti nell'accordatore) nel formato $Z = R + jX$

|Z|

Valore del modulo di Z.

EM / EI

Valori rilevati dai sensori di Tensione e Corrente dell'accordatore: quando si equivalgono significa che il modulo dell'impedenza è pari a 50 ohm ($R = V/I$: se $EM > EI$ il modulo dell'impedenza è maggiore di 50 ohm, se $EM < EI$ il modulo dell'impedenza è inferiore a 50 ohm)

E1 / E2

Valori rilevati dal sensore di fase : se $E1 = E2$ significa che non c'è sfasamento e che quindi il carico è resistivo ($Z = R + j0$)

Attenuators

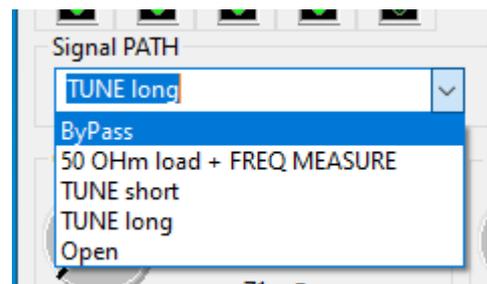
Per meglio gestire un ampio intervallo di tensioni in uscita all'accoppiatore direzionale, (la conversione A/D è a soli 8 bit) è disponibile un attenuatore che dimezza le tensioni rilevate sul sensore forward e sul sensore di fase.

Signal Path

La tendina "Signal PATH" consente di impostare il percorso del segnale nella rete di adattamento, con riferimento al capitolo in cui è descritta tale rete.

I valori possono essere:

- ByPass : il segnale va direttamente dall'input al connettore di antenna
- 50 Ohm load + FREQ MEASURE : il segnale viene inviato ad un carico fittizio da 50 ohm ed al circuito per la rivelazione della frequenza
- TUNE short : percorso "corto" , che interessa i componenti C1, L1, C2, C3 ed esclude L2 e C4
- TUNE long : percorso "lungo" che utilizza tutti i componenti della rete.
- Open (non usare !!!) : percorso aperto (solo per motivi diagnostici)



C1, L1, C2, C3, L2, C4

Sono i comandi che permettono di impostare il valore dei componenti della rete. Per il loro valore si veda il paragrafo che descrive la rete di adattamento.

Per modificarne i valori si può ruotare con il mouse la manopola virtuale oppure, posizionando il cursore del mouse sopra al relativo valore, ruotando la rotellina del mouse stesso.

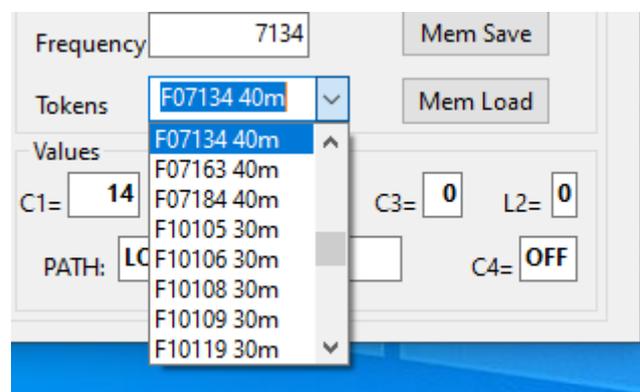
Solo nel caso di C4 (che può essere OFF o ON) tale meccanismo non è valido e si deve “spostare” il pulsante.

Poichè la scheda di controllo dell'accordatore contiene una memoria alimentata in tampone, le impostazioni effettuate vengono mantenute anche quando viene spento (e ripristinate quando viene riacceso) In particolare questi valori (assieme al “Signal Path”) vengono letti dall'accordatore all'avvio del software in modo da rappresentare la situazione presente nella memoria dell'accordatore stesso.

Memories

Questo riquadro permette la gestione della memorizzazione delle combinazioni di accordo alle varie frequenze.

Quando si effettua una misurazione di frequenza con la procedura descritta in precedenza, viene valorizzato il campo “Frequency”: successivamente, agendo su “Signal Path” e sui componenti la rete, si ricerca la situazione di accordo (qui ovviamente una ricetta universale non esiste : a me è stato di molto aiuto questo articolo presente su internet https://g3ynh.info/zdocs/z_matching/part_1.htm dell'OM G3YNH, che consiglio di consultare). Una volta trovato un accordo soddisfacente è possibile memorizzarlo con il tasto “Mem Save”.



Per richiamare gli accordi memorizzati, si utilizza il menù a tendina “Tokens” dove vengono elencate tutte le frequenze presenti, scegliendo quella desiderata : quest’operazione valorizza i campi sottostanti con i valori da impostare e, premendo “Mem Load” viene aggiornato il sistema (Signal Path e valori della rete).

I valori sono memorizzati in un file XML con il formato sotto riportato; non è presente un comando per cancellare una frequenza, ma è possibile intervenire direttamente con un editor sul file XML e cancellare la riga desiderata.

```
<?xml version="1.0" encoding="utf-8"?>
<MEMLIST>
  <PARAMS>
    <CURFREQ band="12m" freqkey="F24899 12m" frequency="24899"/>
  </PARAMS>
  <LIST>
    <F18071 C1="6" C2="0" C3="2" C4="0" L1="79" L2="0" band="17m" freq="18071" path="2"/>
    <F21005 C1="4" C2="0" C3="0" C4="0" L1="51" L2="0" band="15m" freq="21005" path="2"/>
    <F24904 C1="11" C2="0" C3="0" C4="0" L1="23" L2="0" band="12m" freq="24904" path="2"/>
    <F07054 C1="101" C2="0" C3="0" C4="0" L1="86" L2="2" band="40m" freq="7054" path="3"/>
    <F24899 C1="12" C2="0" C3="1" C4="0" L1="26" L2="0" band="12m" freq="24899" path="2"/>
  </LIST>
</MEMLIST>
```

Tasto “TUNE MACRO”

La pressione del tasto “Tune Macro” provoca l’apertura della finestra di gestione delle macro per l’accordo automatico, la cui funzionalità è descritta nell’apposito capitolo.

Macro per l'accordo automatico

Come accennato, l'accordo automatico è un'operazione alquanto complessa. Nel caso di un accordatore con una semplice rete ad L con 8 relè per componente è anche pensabile una ricerca brutale di una combinazione L C che dia un SWR sufficientemente basso, ma con una rete complessa come quella presente in quest'accordatore, tale approccio non va bene. Per questo motivo si è pensato di fornire uno strumento con il quale ciascun utilizzatore può impostare un suo algoritmo di accordo, adattato alle proprie esigenze. Va detto che, se l'utilizzo dell'accordatore è in una postazione fissa (cosa probabile viste le dimensioni e il peso dell'apparato), una volta trovate anche manualmente e memorizzate le combinazioni di accordo alle varie frequenze non è più necessario effettuare la ricerca dell'accordo in automatico utilizzando il richiamo delle combinazioni opportune.

La macro consente di definire una serie di azioni, che vengono eseguite in sequenza dall'accordatore, condizionate da alcuni parametri.

	Int value	Real Value	Condition	Action	Element	Step	Next	Default Next	Overflow next
0	8000	0.00	frequency less than	set long path	**	0	1	13	255
1	3000	0.00	frequency less than	no action	**	0	2	4	255
2	0	0.00	X lower then value	increment by step	L2	1	2	3	255
3	0	10.00	modulus less then	increment by step	C4	1	4	4	255
4	0	0.00	X lower then value	increment by step	L1	32	4	5	11
5	0	20.00	modulus less then	increment by step	L1	32	5	6	11
6	0	-0.01	swr get lower	increment by step	L1	4	6	7	255
7	0	0.00	swr get lower	increment by step	C1	4	7	8	255
8	0	60.00	modulus more then	no action	**	0	9	255	255
9	0	0.00	unconditioned	decrement by step	L1	4	10	10	10
10	0	0.00	swr get lower	increment by step	C1	2	10	9	255
11	0	0.00	unconditioned	set to zero (**=all)	L1	0	12	255	255
12	0	0.00	unconditioned	increment by step	L2	1	4	255	255

SAVE TO TUNER RELOAD FROM TUNER ADD NEW LINE DELETE LINE SAVE TO FILE LOAD FROM FILE

Iteration	Status	Step	C1	L1	C2	C3	L2	C4	Path	Op	Z	Phi	SWR	Z	Dist 25,0

START TUNE EXIT STOP TUNE

La mappa è divisa in due parti : quella superiore serve a gestire le azioni della macro mentre quella inferiore, in fase di esecuzione dell'accordo, visualizza i vari passaggi che vengono eseguiti.

I singoli passi della macro sono numerati a partire da 0 e con massimo 95, vengono eseguiti SEMPRE (esiste comunque un'azione "no action" che non fa nulla). La condizione definita agisce sulla scelta del passo successivo secondo il seguente criterio:

- ◆ Se la condizione è verificata, va al passo indicato alla colonna Next
- ◆ Se la condizione NON è verificata, va al passo indicato nella colonna Default Next
- ◆ Se si verifica una condizione di Overflow (ad esempio perché incrementando il valore di un elemento (C1, L1, C2 ecc) si è giunti al suo valore massimo, va al passo indicato nella colonna Overflow Next

I parametri disponibili nella definizione della macro sono i seguenti:

- La prima colonna, senza descrizione, contiene il numero identificativo del passo (step)
- **Int value** : trattasi di un valore generico in formato INTERO il cui utilizzo dipende dalla condizione (campo "Condition" utilizzato nella riga
- **Real value** : come sopra ma con un valore di tipo REALE
- **Condition** : definisce la condizione valutata in questo passo. Per impostarla, cliccare sul riquadro fino a far apparire la tendina con l'elenco delle possibili condizioni, che sono:
 - unconditioned : nessuna condizione, esegue sempre
 - X lower then value : se la parte immaginaria dell'induttanza è inferiore al valore della colonna Real value
 - X greater then value : se la parte immaginaria dell'induttanza è superiore al valore della colonna Real value
 - circle less then value : con riferimento alla rappresentazione dell'impedenza Z sul piano R (ascissa) X (ordinata), la condizione è vera se la distanza dal punto (25,0) è inferiore al valore della colonna Real Value (per comprenderne l'utilità si veda il documento di G3NYH)
 - circle more then value : come sopra se la distanza è superiore al valore
 - swr get lower : condizione vera se l'SWR calcolato è diminuito rispetto al passo precedente
 - frequency less then : all'inizio del processo di accordo il sistema effettua una misurazione della frequenza della portante e confronta la frequenza calcolata con il valore della colonna Int value restituendo vero se la frequenza è inferiore al valore
 - frequency more then : come sopra salvo vero se frequenza è superiore al valore
 - modulus less then : vera se il modulo $|Z|$ dell'impedenza è inferiore al valore della colonna Real Value
 - modulus more then : vera se il modulo $|Z|$ dell'impedenza è superiore al valore della colonna Real Value
 - R less then value: vera se la parte resistiva R dell'impedenza è inferiore al valore della colonna Real Value
 - R more then value: vera se la parte resistiva R dell'impedenza è superiore al valore della colonna Real Value

- Phi less then value: vera se l'angolo Phi (espresso in radianti) dell'impedenza è inferiore al valore della colonna Real Value
- Phi more then value: vera se l'angolo Phi (espresso in radianti) dell'impedenza è superiore al valore della colonna Real Value
- **Action** : L'azione da effettuare nel singolo passo. Sono disponibili le seguenti azioni:
 - no action : non fa nulla
 - increment by step : incrementa l'elemento specificato nella colonna Element del valore contenuto nella colonna Step
 - decrement by step : decrementa l'elemento specificato nella colonna Element del valore contenuto nella colonna Step
 - rollback to previous : riporta l'elemento specificato nella colonna Element al valore che aveva prima del passo precedente
 - set SHORT path : imposta il percorso short path
 - set LONG path : imposta il percorso long path
 - set to zero (**=all) : imposta a zero l'elemento specificato nella colonna Element oppure tutti gli elementi se specificato **
 - rollback to best swr : reimposta tutti i parametro (path, C1, L1 ... C4) alla combinazione che aveva prodotto l'swr migliore (più vicino ad 1)
- **Element** : l'elemento su cui effettuare l'azione indicata
- **Step** : l'intervallo di incremento / decremento da applicare al valore
- **Next** : il numero del passo successivo da eseguire se la condizione impostata risulta vera
- **Default next** : il numero del passo successivo da eseguire se la condizione impostata risulta falsa
- **Overflow next** : il numero del passo successivo da eseguire se l'incremento o il decremento di un elemento supera l'intervallo ammesso per quell'elemento

Le colonne Next, Default next e Overflow next possono essere valorizzate a 255 che assume il significato di valore non valido e provoca l'arresto del processo.

Sono disponibili dei pulsanti per gestire le righe e la memorizzazione delle macro:

- **SAVE TO TUNER** : la macro visualizzata viene memorizzata sull'accordatore (per essere eseguita deve essere memorizzata sull'accordatore, che la mantiene nella sua memoria non volatile)
- **RELOAD FROM TUNER** : la macro presente sulla videata viene cancellata e sostituita da quella caricata dalla memoria dell'accordatore
- **ADD NEW LINE** : viene aggiunta una riga vuota nella posizione del cursore
- **DELETE LINE** : la riga evidenziata, se non referenziata da nessun'altra riga, viene cancellata

- **SAVE TO FILE** : la macro visualizzata viene salvata sul disco del PC
- **READ FROM FILE** : la macro visualizzata viene cancellata e sostituita da quella letta dal file sul disco del PC

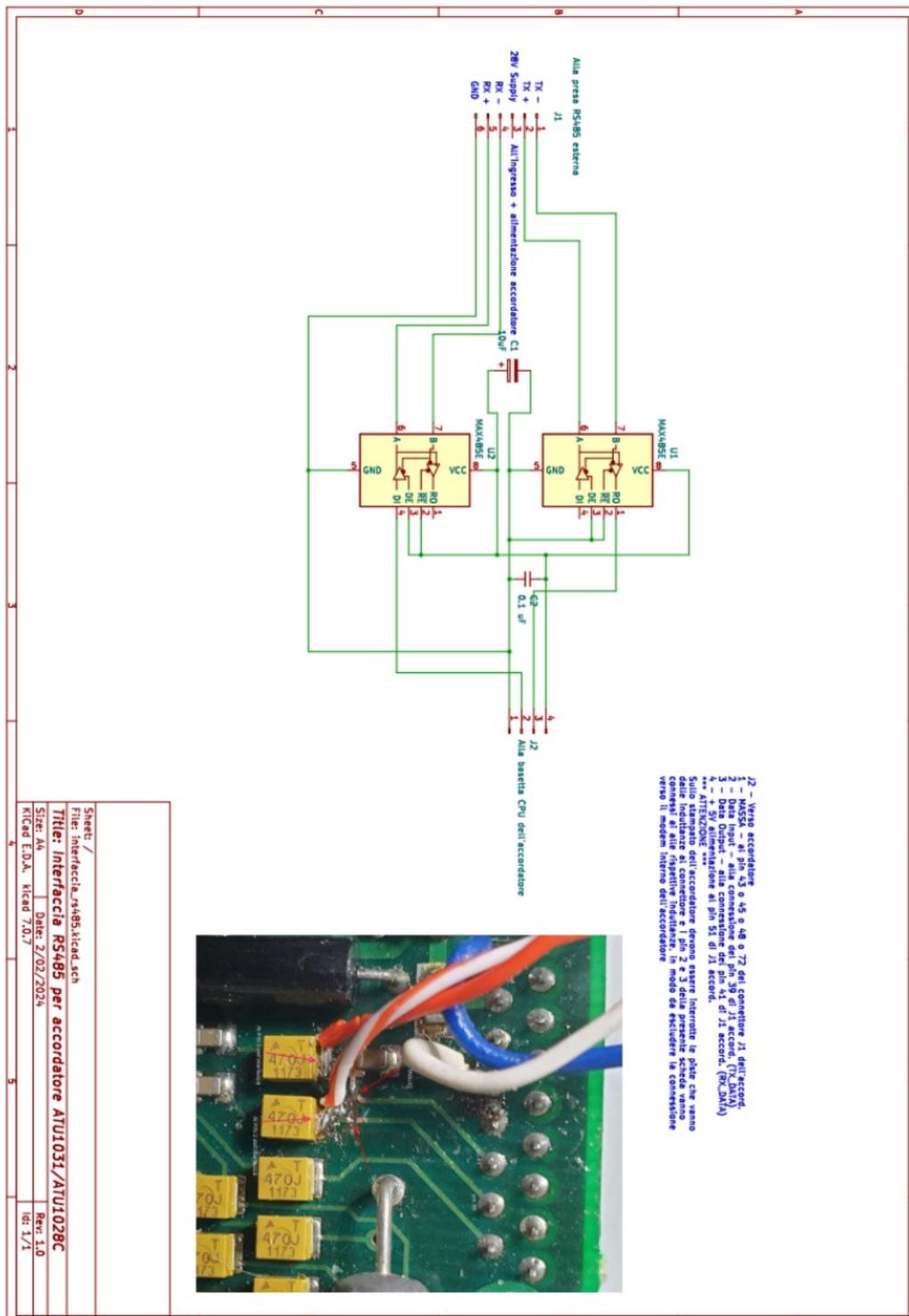
Il tasto **START TUNE**, nella parte bassa della mappa, provoca l'avvio della procedura di accordo. Se l'accordatore non rileva una portante (da 10 a 25 Watt circa) rimane in attesa della portante stessa e appena rilevata avvia il processo seguendo le istruzioni della macro (che vengono evidenziate nella finestra soprastante).

Il processo si ferma automaticamente se:

- Viene rilevato un SWR inferiore a 1.02
- La colonna individuata per determinare il passo successivo ha valore non valido (255)
- Viene premuto il tasto **STOP TUNE**

Per chiudere la mappa, si preme il tasto **EXIT**.

Allegato 1: schema interfaccia adattatore interno ATU



Sheet: /
 File: interfaccia_rs485.kicad_sch
Title: Interfaccia RS485 per accordatore ATU1031/ATU1028C
 Size: A4 Date: 2/02/2024 Rev: 1.0
 KICAD E.D.A. - kicad 7.0.7 Ver: 1/1

Impedance Matching. Part 1: Basic Principles.

By David Knight G3YNH and Nigel Williams G3GFC

Contents:

0. Introduction.	6. Parallel resistance (constant B).
1. Z-plane operations.	7. Parallel reactance (constant G) .
2. Series reactance and resistance.	8. Transformers (constant ϕ)
3. Parallel impedance.	9. Impedance matching strategies.
4. Admittance, conductance, susceptance.	10. Z-plane regions.
5. Equation of a circle .	Part 2 >>> .

Introduction:

Having shown in previous chapters how an antenna system can be reduced to a two-terminal network and considered simply as an impedance; we now look at the impedance matching process. In [chapter 1](#) it was shown how an impedance can be brought to resonance by means of a conjugate series reactance, and thereby converted into a pure resistance. The full impedance matching process however, is a two-step operation, which involves both reactance cancellation and resistance transformation; the object of the exercise being to convert an arbitrary impedance to a *specific* desired value of resistance. The usual target resistance value is 50Ω , which is the preferred load resistance for modern transistor power amplifiers and also an entirely suitable load resistance for most valve (tube) amplifiers. The information that follows however, is readily adaptable to target resistances other than 50Ω .

Impedance matching is, of course, carried out by means of an antenna matching unit or 'antenna tuner' ('AMU' or 'ATU'). It must be stressed however, that the type of antenna tuner under discussion is not the type that is often built-in to a transceiver. A typical 'built-in' ATU in a modern transistor transceiver might have a matching range of about 17 to 150Ω resistive, and about $\pm 300\Omega$ reactive. This is sufficient to make a coax-fed resonant antenna usable over a *whole* amateur band, and is also useful for matching the input impedance of a valve (tube) linear amplifier (which is unlikely to be exactly 50Ω), but is entirely inadequate for matching the vast range of input impedances that can be presented by a general-coverage HF antenna system. Likewise, the output π -coupler of a valve amplifier is likely to have a restricted matching range, and may not give adequate harmonic attenuation when used to match loads vastly different from $50+j0\Omega$. The antenna tuners of interest here therefore are what might be called 'full-range' matching networks, i.e., tuners with a range of about 3 to 3000Ω resistive and $\pm 2500\Omega$ reactive.

The adjustment procedures for common antenna tuners will be discussed later in this chapter; but first we will lay the basis for an understanding of such procedures by examining the effects of the electrical components involved. Antenna tuner adjustment is usually carried out with the aid of an SWR meter; but as we shall see, SWR is not the best quantity to monitor during the adjustment phase, and an alternative measuring bridge, not much more complicated than an SWR bridge, can lead the operator directly to the most efficient matching solution for a given type of matching network.

1. Z-Plane Operations:

The impedance matching process is best considered as a set of operations in the impedance plane, or Z-plane. The Z-plane is simply a graph of R against jX on which a given impedance can be plotted as a point. The Z-plane therefore corresponds to a mathematical space; *impedance space*, in which all impedances can be considered to lie. A matching network can be regarded as a toolkit of components that can be combined

with an impedance in some fashion in order to move the resultant impedance to a new position in the Z -plane. To represent this process, we will use the notation:

$$\mathbf{Z} \rightarrow \mathbf{Z}'$$

which is pronounced: "Z goes to Z prime", or "Z tends towards Z prime". The prime (single apostrophe) symbol is generally used to indicate modification, i.e., \mathbf{Z}' is different from \mathbf{Z} but is related to it because it results from an operation performed on \mathbf{Z} .

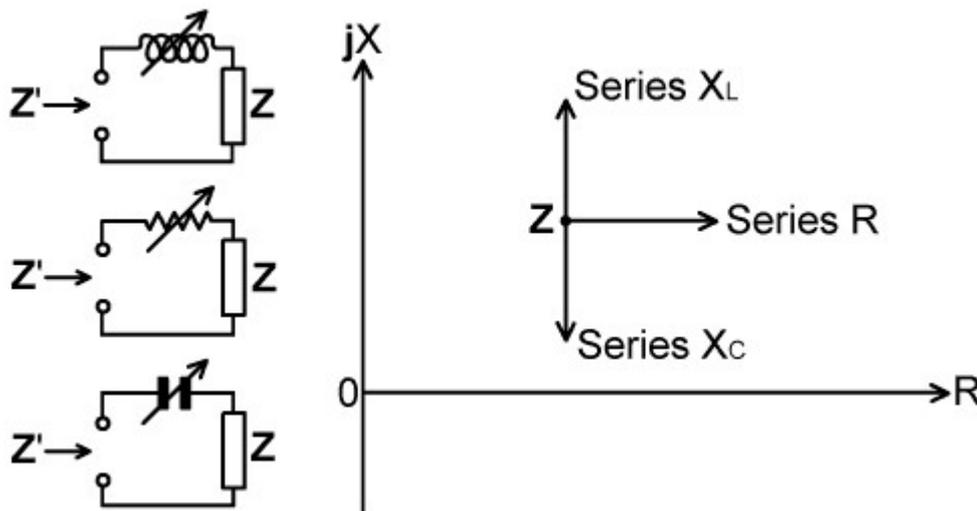
In general, impedance matching is a matter of manipulating the point \mathbf{Z} by the addition of some combination of transformers and series and parallel impedances. In practice, for reasons of efficiency, and especially in the case where the impedance to be matched is an antenna system; the manipulation is performed using only high Q coils and capacitors, and any transformers used should preferably be of the transmission-line variety.

2. Series Reactance and Resistance:

The simplest operation that can be carried out on an impedance is to place a resistance or reactance in series with it. As was discussed in [chapter 1](#); if a pure resistance is placed in series with an impedance \mathbf{Z} , it simply adds to the R-part of \mathbf{Z} without affecting the X-part. If a pure reactance is placed in series with \mathbf{Z} it adds to the X-part without affecting the R-part.

Thus if an impedance $\mathbf{Z} = R + jX$ has a reactance X_s placed in series with it, the new impedance is $\mathbf{Z}' = R + j(X + X_s)$. If \mathbf{Z} has a resistance R_s placed in series with it, then $\mathbf{Z}' = (R + R_s) + jX$.

The effect of these operations in impedance space is shown below:



Note that while we can only *add* resistance (so moving \mathbf{Z} to the right), we can add or subtract reactance, because inductors and capacitors have opposite effects, and so move freely up or down in the vertical direction. Vertical lines in the Z -plane (i.e., parallel to the jX axis) are known as **lines of constant resistance**. Horizontal lines (parallel to the R axis) are known as **lines of constant reactance**.

Note that if an inductor is used, increasing L (and hence X_L) moves \mathbf{Z}' upwards. If a capacitor is used however, *reducing* C (increasing the magnitude of X_C) moves the \mathbf{Z}' downwards, i.e., a series capacitor must be initially large to have no effect, and its effect increases as its capacitance is reduced.

Resistance, of course, is not normally used for antenna matching purposes; but in situations where a moderate loss of power is acceptable or desirable, such as in matching the input impedance of a linear amplifier, there may be reason to include it in the matching network. Understanding the effect of resistance is also important for an understanding of the effect of practical components, particularly inductors, which often have substantial loss resistance at radio frequencies.

3. Parallel Impedance:

In [AC Theory, Section 14] a demonstration was given of what might be called the 'brute-force' solution to the problem of finding out what happens when impedances are connected in parallel. The resulting expression is shown below for an impedance $Z_p=R_p+jX_p$ placed in parallel with an initial impedance $Z=R+jX$, i.e., it is the expansion of the parallel impedance formula $Z'=ZZ_p/(Z+Z_p)$.

$$Z' = \frac{RR_p(R+R_p) + RX_p^2 + R_pX^2}{(R + R_p)^2 + (X + X_p)^2} + j \frac{XX_p(X+X_p) + XR_p^2 + X_pR^2}{(R + R_p)^2 + (X + X_p)^2}$$

This equation, while possessing a certain symmetry, offers a version of what is happening that is extremely difficult to visualise; and even hardened mathematicians like to think in pictures. There is a better way of looking at the problem, which involves re-defining it in terms of the *reciprocal* of impedance, i.e., $1/Z$, this quantity being known as *admittance*. This alternative approach (which is the basis of the Smith chart) does not particularly simplify the expressions we need to use when writing computer programs or performing spreadsheet analyses, but it scores on two major points: it allows us to view the parallel impedance problem as a simple matter of addition, and it allows a straightforward graphical way of visualising the effect of placing a resistance or a reactance in parallel with an impedance.

4. Admittance, Conductance, Susceptance.

The subject of admittance was introduced in [AC Theory, section 44]. There we defined admittance as $Y=1/Z$, where, as usual, $Z=R+jX$. From this we obtained the relationship:

$$Y = (R - jX) / (R^2 + X^2)$$

which can be written

$$Y = G + jB$$

where the real part of the admittance, G , is called the *conductance*, and the imaginary part of the admittance, B , is called the *susceptance* (of the network under consideration).

Hence the definitions for conductance and susceptance are:

$$G = R / (R^2 + X^2)$$

$$B = -X / (R^2 + X^2)$$

Now observe that if a network is purely resistive, it has no susceptance, i.e., $Y=G+j0$.

Consequently, if we place a pure resistance R_p (with $G_p=1/R_p$) in parallel with an impedance Z (with $Y=1/Z$) the resultant admittance is given by:

$$Y' = (G + G_p) + jB.$$

This means that, provided that it is greater than zero (i.e., not a short-circuit), a parallel resistance cannot alter the original value of susceptance. The resultant impedance is therefore constrained to follow a path of *constant susceptance* as the parallel resistance is varied.

Similarly, if a network is purely reactive, it has no conductance, i.e., $Y=0+jB$.

Consequently, if we place a pure (non zero) reactance X_p (with $B_p=-1/X_p$) in parallel with an impedance, the modified admittance is:

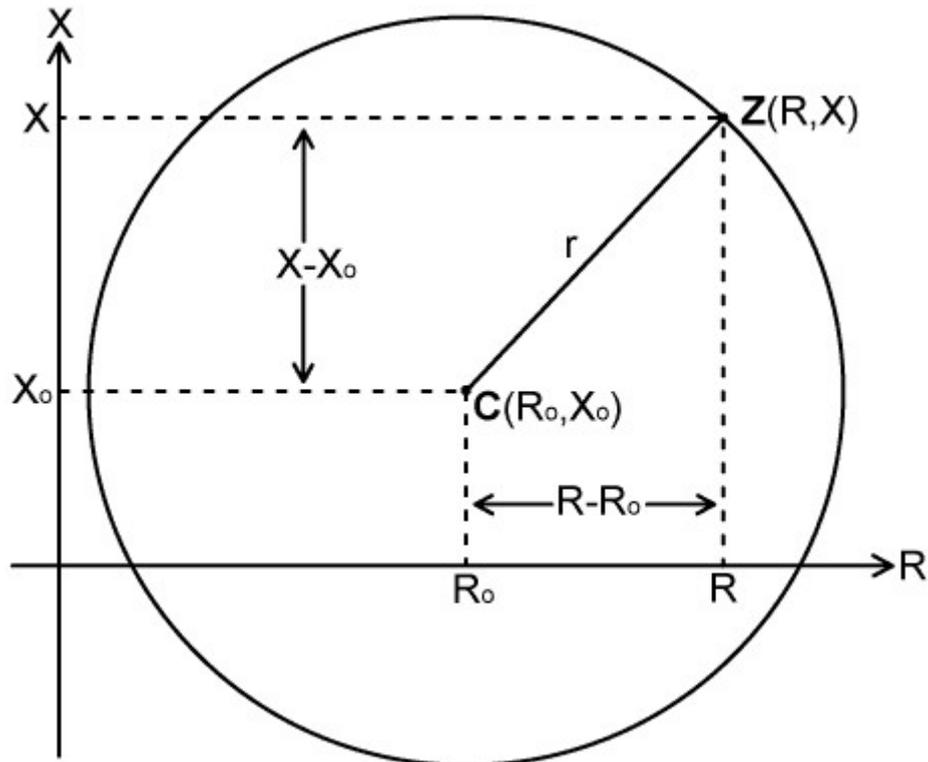
$$Y' = G + j(B + B_p)$$

Which indicates that the parallel reactance cannot alter the original value of conductance, and the resultant impedance must therefore be constrained to lie on a path of *constant conductance*.

It transpires that when susceptance or conductance is held constant, the path on which an

impedance is constrained to lie takes on a very simple form. The curve in question was no doubt discovered (many years ago) by someone who plotted a graph of it the hard way (using the parallel impedance equation) and became suspicious of the shape. Here we will pre-empt the discovery, by exploring the properties of the simplest object that can be drawn using a pair of compasses.

5. The Equation of a Circle.



The diagram above shows a circle of radius r , with its centre C placed arbitrarily at a point (R_0, X_0) . In order to produce an equation for this circle (an hence any circle), all we have to do is write an expression for the radius that is true regardless of how we measure it; i.e., regardless of where we put the point Z from which the distance from C to Z (the radius) is measured. Since r is the hypotenuse of a triangle with sides $X - X_0$ and $R - R_0$, the equation is given by Pythagoras' theorem, i.e.:

$$r^2 = (R - R_0)^2 + (X - X_0)^2$$

This is the general equation of a circle, expressed for our convenience using impedance-related symbols. Notice that it is quadratic (involves powers of 2) in both R and X , reflecting the fact that there are two values of R for every X and vice versa. If the expression is expanded, it becomes:

$$R^2 + X^2 - 2RR_0 - 2XX_0 + R_0^2 + X_0^2 - r^2 = 0$$

Now observe that it contains a term $R^2 + X^2$. We should therefore be mindful of the fact that when a complex number $Z = R + jX$ is multiplied by its complex conjugate $Z^* = R - jX$, the result, $ZZ^* = R^2 + X^2$. Recall also that the magnitude of an impedance, $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$. The equation of a circle is also an expression of magnitude, it being the curve traced out when a vector of fixed magnitude r is allowed to point in any direction. It appears that there may be a relationship between circles and complex numbers (but perhaps we would not have engaged in this exercise if there wasn't). In fact, any expression that contains the structure $R^2 + X^2$ describes a circle provided that it does not also contain cross-terms (i.e., terms containing RX), and provided that the value for the radius is not zero or complex (i.e., it must be measurable in the plane in which it is defined, and since the radius is a magnitude it must be real).

6. Parallel Resistance:

Earlier in this article, from a derivation given in [[AC Theory, Section 14](#)], a general expression was given for the impedance that results when two impedances are placed in parallel. If one of the impedances is purely resistive, the expression reduces to:

$\mathbf{Z}' = \frac{R_p^2 R + R_p R^2 + R_p X^2}{(R + R_p)^2 + X^2} + j \frac{X R_p^2}{(R + R_p)^2 + X^2}$	6.1
---	------------

where \mathbf{Z}' is the impedance that results when an initial impedance $\mathbf{Z}=R+jX$ is modified by the connection of a parallel resistance R_p . Notice that when R_p becomes extremely large, the R_p^2 term in the denominator becomes dominant (i.e., much larger than anything else) and so only terms in the numerator that contain R_p^2 can survive being divided by the denominator without vanishing. Thus as $R \rightarrow \infty$, $\mathbf{Z}' \rightarrow R+jX$. Common sense also tells us that when $R_p=0$, the resulting impedance is a dead short, i.e., $\mathbf{Z}'=0+j0$.

The effect of a resistance R_p in parallel with an impedance $\mathbf{Z}=R+jX$ can also be considered as the effect of a conductance $G_p=1/R_p$ in parallel with an admittance $\mathbf{Y}=G+jB$, in which case:

$$\mathbf{Y}' = G + G_p + jB.$$

Since the susceptance $B=-X/(R^2+X^2)$ is completely defined by the original impedance, it remains constant regardless of the value of R_p . Therefore we may also write:

$$B = B' = -X' / (R'^2 + X'^2)$$

i.e., the new susceptance is the same as the old susceptance. This equation may be rewritten:

$R'^2 + X'^2 + X'/B = 0$	6.2
--------------------------	------------

which is the equation of a circle.

Compare this with the general equation of a circle of radius r with its centre at R_o, X_o (with the variables changed to X' and R' to suit the current problem):

$$R'^2 + X'^2 - 2R'R_o - 2X'X_o + R_o^2 + X_o^2 - r^2 = 0$$

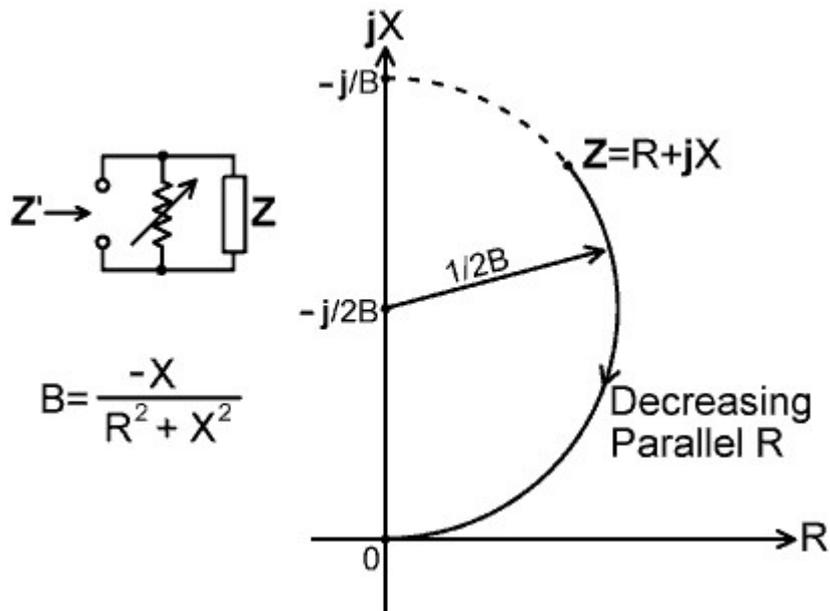
Note that in expression (6.2) there is no term equivalent to $-2R'R_o$, and so R_o must be zero; which means that the centre of the circle lies on the X axis. This reduces the circle equation to:

$$R'^2 + X'^2 - 2X'X_o + X_o^2 - r^2 = 0$$

There are no terms equivalent to $X_o^2 - r^2$, therefore $X_o^2 = r^2$, therefore $X_o = \pm r$. The circle just grazes the point $R=0, X=0$.

Finally, we may equate $-2X'X_o = X'/B$, i.e., $X_o = -1/(2B)$. Therefore the centre of the circle lies at $R_o=0, X_o = \pm 1/(2B)$ (there being two alternatives depending on the sign of X in the original impedance), and the radius is $1/(2B)$.

The conclusion is that when a resistance R_p is placed in parallel with an impedance $\mathbf{Z}=R+jX$, the resultant impedance \mathbf{Z}' moves on a circle, which has its centre at $0-j/(2B)$, and a radius of $1/(2B)$, where $B=-X/(R^2+X^2)$. \mathbf{Z}' is constrained to lie between the original impedance $R+jX$ and $0+j0$, and since R is always positive in conventionally defined impedance problems, the curve is only part of a circle (an arc) and so is called an *arc of constant susceptance*.



In the diagram above, the curve is shown for positive X (and hence negative B). If X is negative, the curve has the same shape but is reflected about the R axis. Note that if X is greater than R , reducing the parallel resistance can actually cause the resistive component of the resultant impedance (R') to increase to a maximum of $|1/(2B)|$ when $X' = \pm j/(2B)$. The effect of R_p however, is always to reduce the load phase angle, i.e., it has the effect of swamping the reactance, but it can never bring the phase angle to zero except at $0+j0$.

To give an idea of the rate at which Z changes as the parallel resistance is reduced, the table on the right shows computed values of R' and X' for various values of parallel resistance, R_p , connected across an initial impedance of $100+j100 \Omega$. Equation (6.1) was used for the calculation. Notice, in this instance, that the parallel resistance has little effect on the resistive component of the resultant impedance, R' , provided that it is about 10 or more times greater than the initial resistive component R . In general, when the initial reactance X is large in comparison to R , parallel resistance has a stronger effect on X' than it does on R' , but this is no longer true when X is small.

R_p	R'	X'
∞	100	100
32768	99.998	99.392
16384	99.993	98.787
8192	99.971	97.588
4096	99.886	95.236
2048	99.567	90.709
1024	98.429	82.346
512	94.799	68.170
256	85.373	47.929
128	67.734	26.433
64	45.794	11.101
32	27.071	3.734
16	14.734	1.091
8	7.681	0.295
4	3.920	0.077
2	1.980	0.020
1	0.995	0.005
0	0	0

7. Parallel Reactance:

In the case of an impedance shunted by a pure reactance, the general expression for impedances in parallel reduces to:

$\mathbf{Z}' = \frac{RX_p^2}{R^2 + (X+X_p)^2} + j \frac{XX_p(X+X_p) + X_pR^2}{R^2 + (X+X_p)^2}$	7.1
---	------------

where \mathbf{Z}' is the impedance that results when an initial impedance $\mathbf{Z}=R+jX$ is modified by the connection of a parallel reactance X_p . Notice that when the magnitude of X_p (i.e., its value regardless of sign) is infinite, then only terms in the numerator containing X_p^2 can survive being divided by the denominator, and the expression reduces to $\mathbf{Z}'=R+jX$. Also, when $X_p=0$, i.e., when the initial impedance is shunted by a very small inductance or a very large capacitance, then $\mathbf{Z}' \rightarrow 0+j0$.

The effect of a reactance X_p in parallel with an impedance $\mathbf{Z}=R+jX$ can also be considered as the effect of a susceptance $B_p=-1/X_p$ in parallel with an admittance $\mathbf{Y}=G+jB$, in which case:

$$\mathbf{Y}' = G + j(B + B_p)$$

Since the conductance $G=R/(R^2+X^2)$ is defined by the original impedance, it remains constant regardless of the value of X_p . Therefore we may also write:

$$G = G' = R' / (R'^2 + X'^2)$$

i.e., the new conductance is the same as the old conductance. This equation may be rewritten:

$R'^2 + X'^2 - R'/G = 0$	7.2
--------------------------	------------

which is the equation of a circle.

Compare this with the general equation of a circle of radius r with its centre at R_o, X_o :

$$R'^2 + X'^2 - 2R'R_o - 2X'X_o + R_o^2 + X_o^2 - r^2 = 0$$

Equation (7.2) has no terms equivalent to $-2X'X_o$, and so $X_o=0$. The centre of the circle lies on the R axis. The circle equation is therefore reduced to:

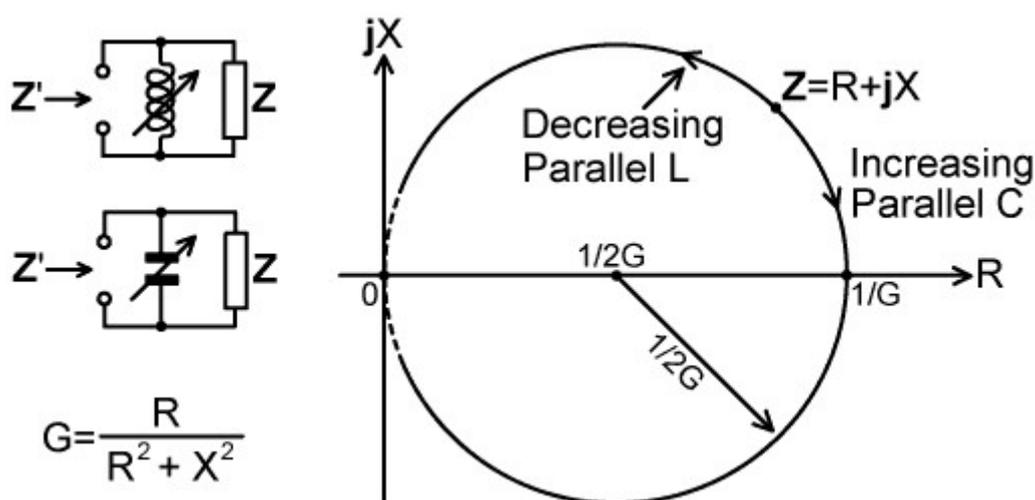
$$R'^2 + X'^2 - 2R'R_o + R_o^2 - r^2 = 0$$

Equation (7.2) has no terms equivalent to $R_o^2 - r^2$, therefore $R_o=r$ (strictly, $R_o=\pm r$, but here we will confine our analysis to positive resistances). The circle just grazes zero.

Finally we may equate $-2R'R_o=-R'/G$, i.e., $R_o=1/(2G)$. The centre of the circle lies at $R_o=1/(2G)$, $X_o=0$, and its radius is $1/(2G)$.

Thus we conclude that the effect of adding reactance in parallel with an impedance is to move the point \mathbf{Z}' around a circular path. The circle so described has its centre on the R axis at

$[1/(2G)]+j0$, just touches the origin of the graph ($0+j0$), and is known as a *circle of constant conductance*.

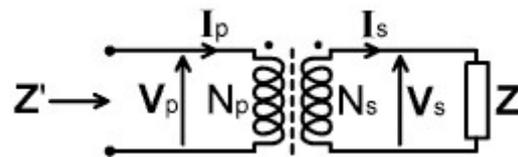


The direction of rotation in the Z -plane is clockwise when a capacitor is connected

across Z and anticlockwise when an inductor is connected across Z . The effect of a parallel reactance is least when the reactance is at its highest value, and increases as the reactance is reduced. Consequently, if a variable capacitor is used, *increasing* its capacitance (reducing X_c) moves the resultant Z in a clockwise direction; and if a variable inductor is used, *reducing* its inductance (reducing X_L) moves the point Z in an anticlockwise direction. Note that the point $0+j0$ is only approached if the parallel capacitance becomes infinite ($X_c \rightarrow 0$), or the parallel inductance goes to zero ($X_L \rightarrow 0$), both situations corresponding to an effective short-circuit.

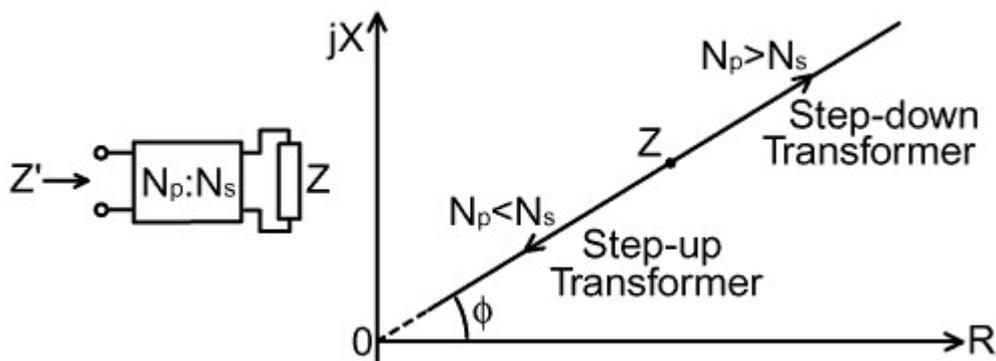
8. Transformers:

In [AC Theory, Section 41], it was shown that the effect of a tightly coupled conventional transformer, to a good first approximation at least, is to carry out an impedance transformation according to the square of the turns ratio.



$$Z' = (N_p / N_s)^2 Z$$

Thus a transformer scales the load impedance by a factor $(N_p/N_s)^2$, where N_p is the number of turns in the primary winding, and N_s is the number of turns in the secondary winding. This operation moves the resultant impedance Z' along a line starting at $0+j0$ and passing through the original impedance Z . The transformer modifies the magnitude of the impedance but leaves the phase angle ϕ unchanged, thus the resultant impedance is constrained to lie on a *line of constant phase*.



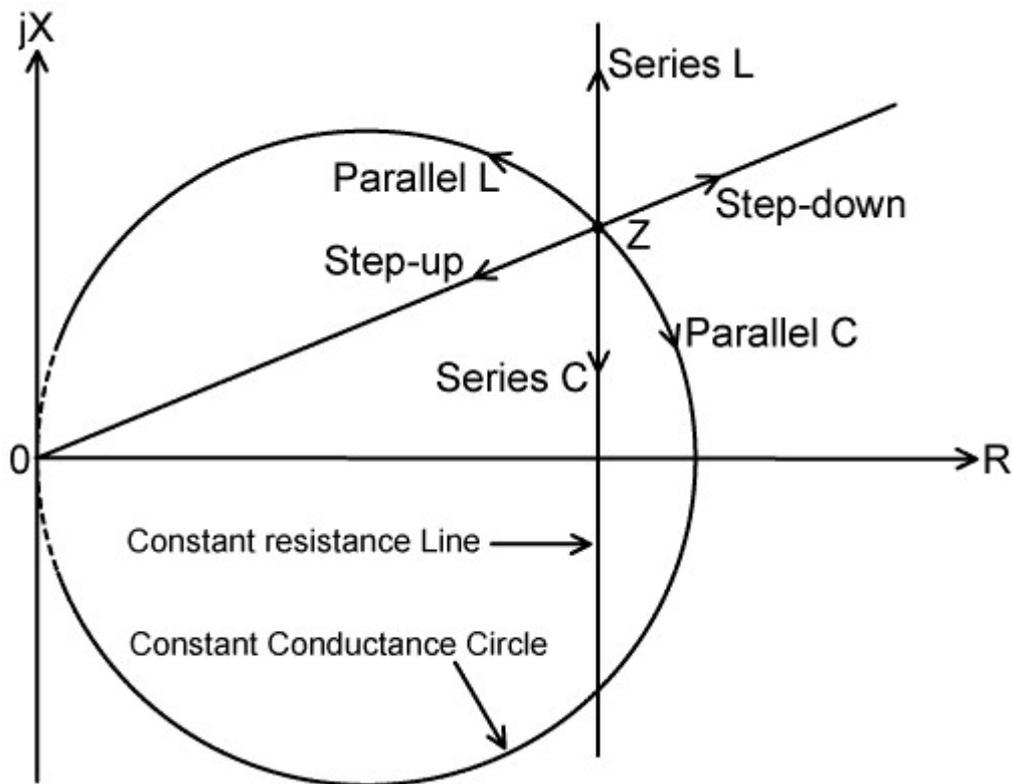
This type of transformation can be achieved using both conventional and transmission-line transformers; but transmission-line transformers are to be preferred on the grounds of efficiency, bandwidth, and freedom from core-saturation effects. Any transformer included in a matching unit will also normally carry out a balanced to unbalanced load transformation if required, i.e., the transformer is also the balun.

Dr Jerry Sevick, W2FMI (see references [1] - [4]) has described highly efficient wideband toroidal cored baluns and ununs, with impedance ratios of 1:1, 4:1, 9:1 and 16:1 (i.e., turns ratios of 1:1, 2:1, 3:1 and 4:1), and slightly less efficient intermediate ratios. When driving a centre-fed wire antenna, a 1:1 balun is normally used, but other ratios can be convenient for shifting awkward impedances into different parts of the Z -plane.

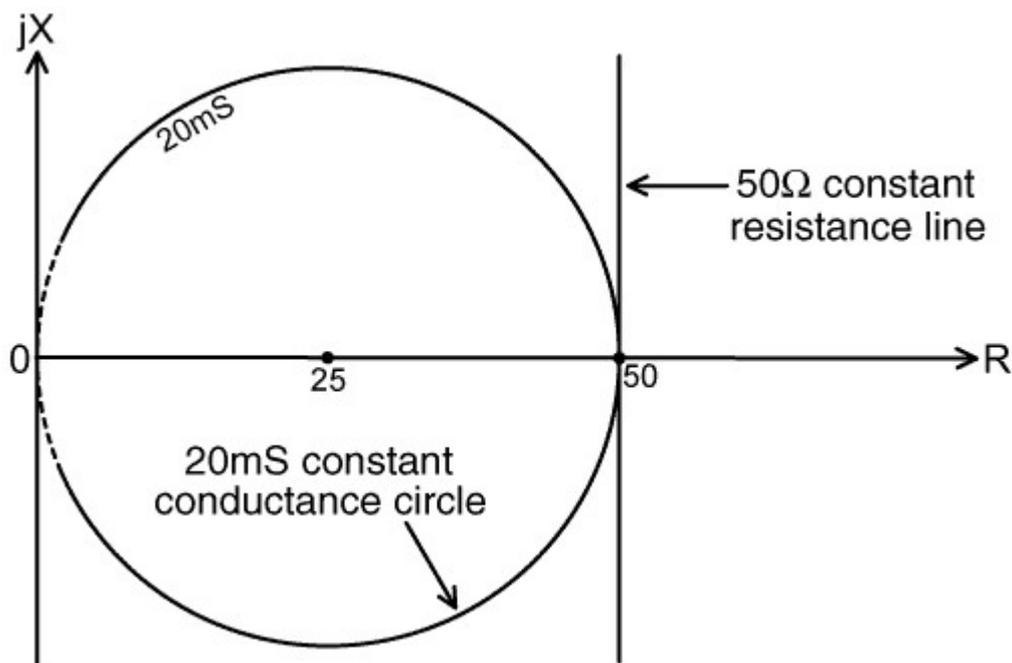
9. Impedance Matching Strategies:

From the above, it can be deduced that the process of matching an impedance to (say) 50Ω without introducing unnecessary losses, is a matter of manipulating the transmitter (generator) load Z' on to the point $50+j0$ by moving it along lines of constant resistance and around circles of constant conductance. A switchable transformer gives the added possibility of moving Z' along a line of constant phase. All of the possible operations not

involving resistance are summarised in the diagram below:



Thus we are free to move anywhere in the Z -plane, but constrained in terms of the paths that can be taken. In order to work-out which operations should be used, we can consider the problem backwards by observing the attributes of the target impedance, i.e., $50+j0 \Omega$:



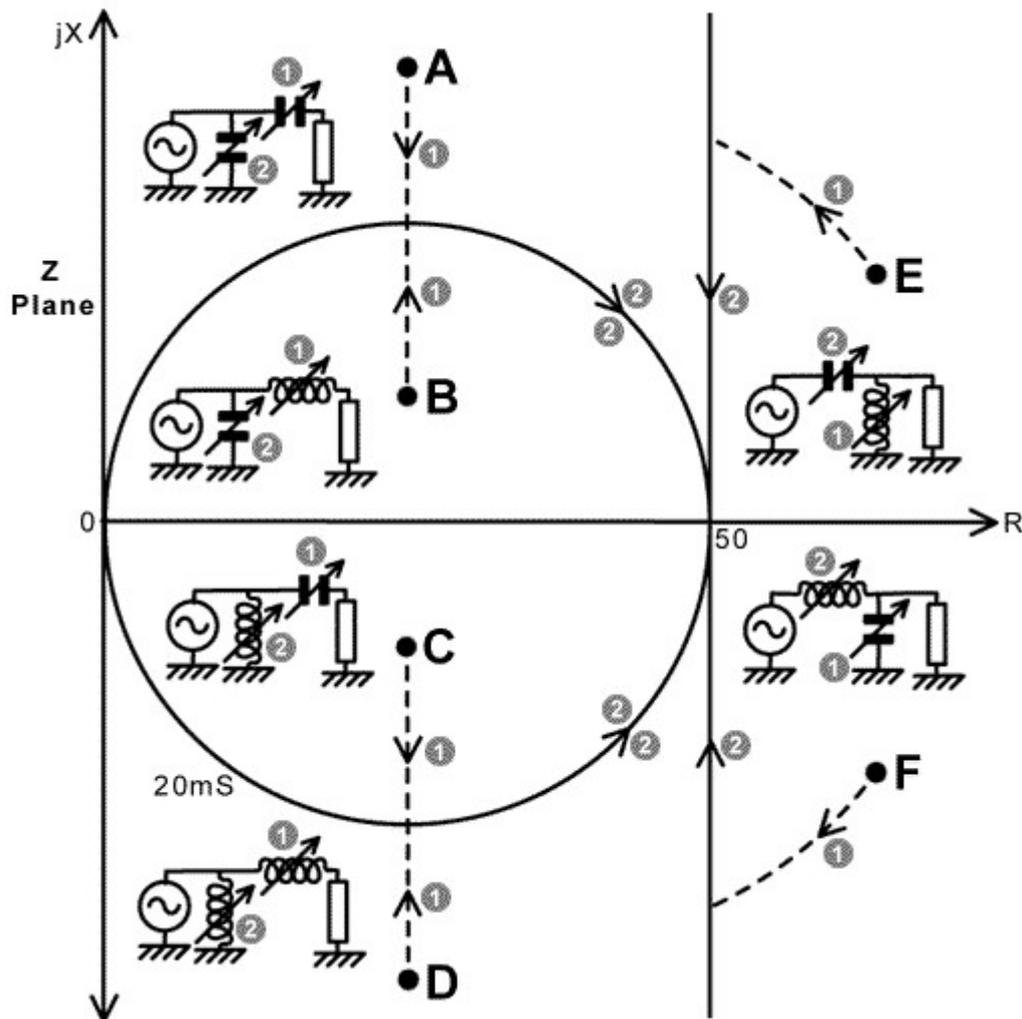
The first point to note is that the target impedance, $50+j0 \Omega$, lies on the 50Ω constant resistance line. An initial impedance Z that does not lie on this line can always be brought on to it by moving it around a circle of constant conductance, i.e., by placing a reactance in parallel with it. An intermediate impedance that lies on this line can always be brought to $50+j0$ by placing a reactance in series with it. Therefore impedance matching can always (in principle) be carried out in a two-step operation.

The constant conductance circle on which $50+j0\ \Omega$ lies is known as the 20mS constant conductance circle (i.e., 20 milli-Siemens or 1/50 Siemens). Its radius $1/2G=25\Omega$, and its centre lies at the point $25+j0\ \Omega$. It crosses the resistance axis at 0 and at $1/G=50\Omega$.

If an initial impedance has a resistive component of less than 50Ω , it can always be manipulated onto the 20mS constant conductance circle by placing a reactance in series with it. An intermediate impedance that lies on the 20mS circle can then always be brought to $50+j0$ by placing a reactance in parallel with it.

10. Z-Plane Regions:

The diagram below shows six regions of the Z-plane, identified according to their relationship to the target impedance $50+j0$. It also shows some of the matching networks that give the shortest possible route to $Z=50+j0$. The encircled numbers indicate the operations that must be performed, the order in which to perform them, and their effects. It is assumed that parallel reactances are initially set to their highest possible values (effective open circuit), and series reactances are initially set to their lowest possible values (effective short circuit).



The diagram immediately shows why controversies exist over the choice of best general purpose matching network. The reason is that there isn't one. All of the popular matching networks will do the job however, provided that there is sufficient adjustment to force the initial impedance into a different region. For example, region E might be a job for a T-match tuner with the antenna-side capacitor set to maximum. If we must use a π -match however, we can use the load-side capacitor to swing the impedance around through region F and then on to hit the 50Ω line on the $-jX$ side. The required strategies for

matching any impedance with various popular types of AMU will be discussed in detail shortly. The network for region **D** incidentally, indicates that an antenna presenting an impedance in this zone may be used with a series loading coil. This should not be surprising given that region **D** is associated with electrically short antennas.

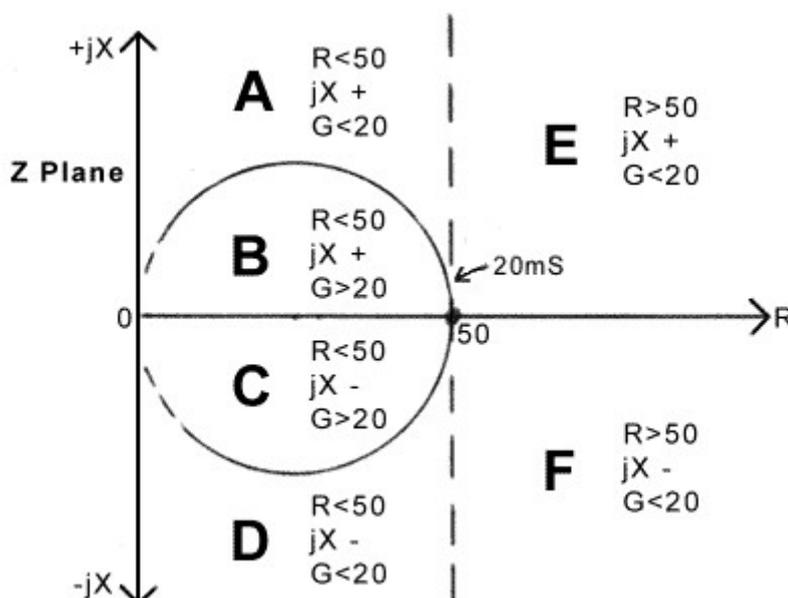
Not shown on the diagram is the fact that a step-down transformer can be used to shift impedances **A** and **B** into region **E**, and impedances **C** and **D** into region **F**; i.e., for an antenna system, the input impedance of which varies widely with frequency, knowledge of the Z-plane region is helpful in determining when to use a transformer, or more particularly, when to substitute a 1:1 balun or unun for one of a different ratio.

As mentioned previously, in the case of antennas for amateur radio use, the standard diagnostic for adjustment of the matching network is the SWR meter. This should be used in conjunction with an antenna ammeter, or a field-strength meter, but in many cases is not. The problem with the SWR meter is that it can tell the operator when the point $Z=50+j0$ has been reached, but it gives no indication of how to do so. Also, in the absence of information about how much energy is being transmitted through the AMU, there is the very real possibility with some types of matching network, that nearly all of the transmitter output will be delivered inadvertently to the loss resistance of the inductor.

A straw poll of HF radio operators will reveal that most claim to have matching adjustment strategies that work for them, but that no single procedure emerges as the best method. There is a very good reason for that, which can be identified from the preceding information; the point being that *the optimum adjustment strategy depends on the region of the Z-plane in which the load impedance lies*. If we can determine the Z-plane region, we can immediately determine the adjustment that gives the shortest (and therefore, arguably, the most efficient) route to the desired matching point.

It should be obvious by now, that the ability to assign a load impedance to a region of the Z-plane will greatly assist the matching process. How to do so becomes clear when the electrical attributes of the six regions are tabulated thus:

Region	R ($/\Omega$)	jX	G ($/mS$)
A	< 50	+	< 20
B	< 50	+	> 20
C	< 50	-	> 20
D	< 50	-	< 20
E	> 50	+	< 20
F	> 50	-	< 20



The table and diagram above indicate that the Z-plane region can be determined by the use of three detectors:

- 1) A **Resistance bridge** balanced to give a null output when $R=50\Omega$.
- 2) A **Reactance bridge** (i.e., a phase bridge) balanced to give a null output when $jX=0$.
- 3) A **Conductance bridge** balanced to give a null output when $G=20\text{mS}$.

The chosen nulling values can of course be modified for target impedances other than $50+j0$.

The unambiguous matching procedure using null measurements of R , G and ϕ was first proposed in 1973 by Mike Underhill (G3LHZ) and Peter Lewis of Mullard (Philips) research laboratories [9]. The required bridges can be constructed using substantially the same components as an SWR bridge; i.e., if an SWR meter is to be included in an AMU, the addition of a rotary switch and a centre-zero meter will permit the additional measurements to be made. A suitable instrument can also be made for insertion in the line between the transmitter and the AMU or antenna. This device we have called a "Match Meter". The original Match Meter is described in an appendix [M50], and the underlying theory is developed in [6.5].

The type of information obtainable from a Match Meter incidentally, is not quite the same as the information provided by a low-cost antenna analyser such as the MFJ259 or 269; and a Match Meter is considerably more ergonomic in its intended application. In particular, if an analyser is used, calculation is required in order to find where the load lies in relation to the 20mS constant conductance circle, and the analyser has a limited reactance range and does not give the sign of the reactance directly. The Match Meter bridges belong to a class here referred to as "[magnitude difference bridges](#)" (MDBs), which indicate whether a particular attribute of a randomly encountered impedance is above or below the target value.

© D W Knight 2007 - 2009.

David Knight asserts the right to be recognised as the author of this work.