

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA SPECILISTICA IN INGEGNERIA
ELETTROTECNICA

TESI DI LAUREA:

**“METODI NUMERICI PER LA PROGETTAZIONE
DI SISTEMI PER LA SALDATURA AD
INDUZIONE DI TUBI”**

RELATORE: Ch.mo Prof. Fabrizio Dughiero

LAUREANDO: Michele Garbin

Matr. N° 584938 IE

ANNO ACCADEMICO 2009 - 2010

INDICE

INTRODUZIONE.....	1
--------------------------	----------

Capitolo 1: PROBLEMI ELETTROMAGNETICI TIME-HARMONIC

1.1 Classificazione delle equazioni di Maxwell.....	7
1.2 Campi variabili nel tempo con legge sinusoidale.....	9
1.3 Problemi di campo time-harmonic.....	12

Capitolo 2: IL METODO FEM E FLUX 3D

2.1 Il software Flux 3D.....	19
2.2 Il metodo agli elementi finiti	21
2.3 Formulazioni 3D.....	26
2.3.1 Il modello scalare	29
2.3.2 Il modello vettoriale.....	31
2.3.3 Tabella riassuntiva dei due modelli.....	33

Capitolo 3: IL PROCESSO PRODUTTIVO DELLA SALDATURA AD INDUZIONE

3.1 Le fasi del processo produttivo.....	37
3.2 Trattamenti termici sul tubo: la ricottura.....	42
3.3 Controlli non distruttivi.....	44
3.3.1 Eddy current testing.....	45
3.3.2 Prova agli ultrasuoni.....	47
3.3.3 Prova idrostatica.....	49

3.4 Saldatura dei tubi in acciaio inox.....	50
3.4.1 Condizioni dei bordi del nastro.....	51
3.4.2 Schegge.....	52
3.4.3 Acqua e schiuma.....	53

Capitolo 4: IL CONVERTITORE E L'INDUTTORE DI LAVORO

4.1 Principio fisico della saldatura ad alta frequenza.....	59
4.2 Impeder.....	62
4.3 L'induttore di lavoro.....	66
4.4 La lunghezza e l'angolo del Vee.....	68
4.5 Le ruote di saldatura.....	71
4.6 Alimentazione della saldatrice.....	74
4.6.1 Principio di funzionamento di un MOS FET.....	77
4.6.2 Principio di funzionamento di un IGBT.....	79
4.6.3 Confronto IGBT – MOS FET.....	81

Capitolo 5: L'EFFETTO DELLA FREQUENZA SULLA SALDATURA AD INDUZIONE

5.1 Modello matematico.....	85
5.2 Domini di lavoro.....	91
5.3 Induzione magnetica nell'impeder.....	95

Capitolo 6: SPECIFICHE PER LA SIMULAZIONE

6.1 Dati geometrici.....	101
6.2 Materiali e sorgenti.....	103
6.2.1 Caratteristiche fisiche dell'AISI 304L.....	104

6.2.2	Caratteristiche fisiche della ferrite IPH type.....	108
-------	---	-----

Capitolo 7: MODELLI ELETTROMAGNETICI 2D

7.1	Introduzione.....	115
7.2	Modello geometrico.....	116
7.3	Discretizzazione del dominio (mesh).....	119
7.4	Post-processing.....	122

Capitolo 8: PRE-PROCESSING DEI MODELLI ELETTROMAGNETICI 3D

8.1	Introduzione.....	133
8.2	Modelli geometrici.....	134
8.3	Discretizzazione del dominio (mesh).....	140
8.4	Formulazioni e materiali.....	146

Capitolo 9: POST-PROCESSING DEI MODELLI ELETTROMAGNETICI 3D

9.1	Primo modello elettromagnetico 3D.....	151
9.1.1	Conclusioni del confronto 2D – 3D.....	155
9.2	Secondo modello elettromagnetico 3D	157
9.3	Terzo modello elettromagnetico 3D.....	163

Capitolo 10: MODELLO TERMICO

10.1	Procedura per la realizzazione del modello termico.....	177
10.2	Modelli geometrico e mesh.....	186
10.3	Condizioni al contorno.....	190

10.3 Sorgenti di calore assegnate..... 191

10.4 Post-processing.....193

Capitolo 11: CONCLUSIONI

11.1 Conclusioni.....205

INTRODUZIONE

Il processo di saldatura ad alta frequenza di tubi, fu scoperto come applicazione dell'induzione elettromagnetica alla fine degli anni '40; tale processo fu sviluppato e messo in pratica nel decennio successivo, per poi divenire il predominante metodo di produzione di tubi a livello mondiale negli anni '60 e '70.



Figura i: Esempio di un impianto per la produzione di tubi

L'avvento dei convertitori allo stato solido, con la conseguente possibilità di avere una larga scelta della frequenza di lavoro, ha particolarmente motivato la ricerca per la comprensione dei fenomeni fisici che governano questo processo tecnologico.

Sino a pochi anni fa i produttori, nella scelta dei parametri di processo da impostare, erano totalmente guidati da leggi empiriche o da dati ottenuti sperimentalmente; ciò significa che una volta ottenuta la ricetta dei parametri ottimale per la produzione di tubi (ovvero con un buon compromesso tra consumi e velocità di lavorazione), per eseguire il setup per la fabbricazione di tubi simili si usavano i medesimi dati.

Ovviamente non sempre questa operazione portava a dei buoni risultati, con conseguente inizio di una nuova ricerca per trovare i parametri di processo; oggi grazie ad un vasto data base riguardante le produzioni precedenti e alla migliore conoscenza del processo produttivo, si è in grado di prevedere e di ottenere buoni setup per tutte le produzioni in tempi brevi.

Uno dei più importanti parametri nella saldatura di tubi in alta frequenza, come già accennato, è la frequenza di saldatura. Fino ad ora, a riguardo non c'era una teoria unificata, e molto di quello che si conosceva era noto da dati sperimentali, molte volte incompleti e contraddittori; una teoria che spieghi come la frequenza agisca sulle grandezze in gioco e sulla qualità della saldatura è ora disponibile ed è stata convalidata attraverso esperimenti e paragoni con numerosi dati ottenuti da operazioni manifatturiere di saldatura.

Alla luce di queste nuove conoscenze e con l'aiuto dell'elettronica di potenza (MOSFET o IGBT), i produttori di tubi possono usufruire di saldatrici a frequenza variabile con le quali ottenere una

grande flessibilità nella produzione di tubi, dato che ora si può scegliere la frequenza ottimale di lavoro in relazione al materiale ed alle dimensioni del prodotto in lavorazione.

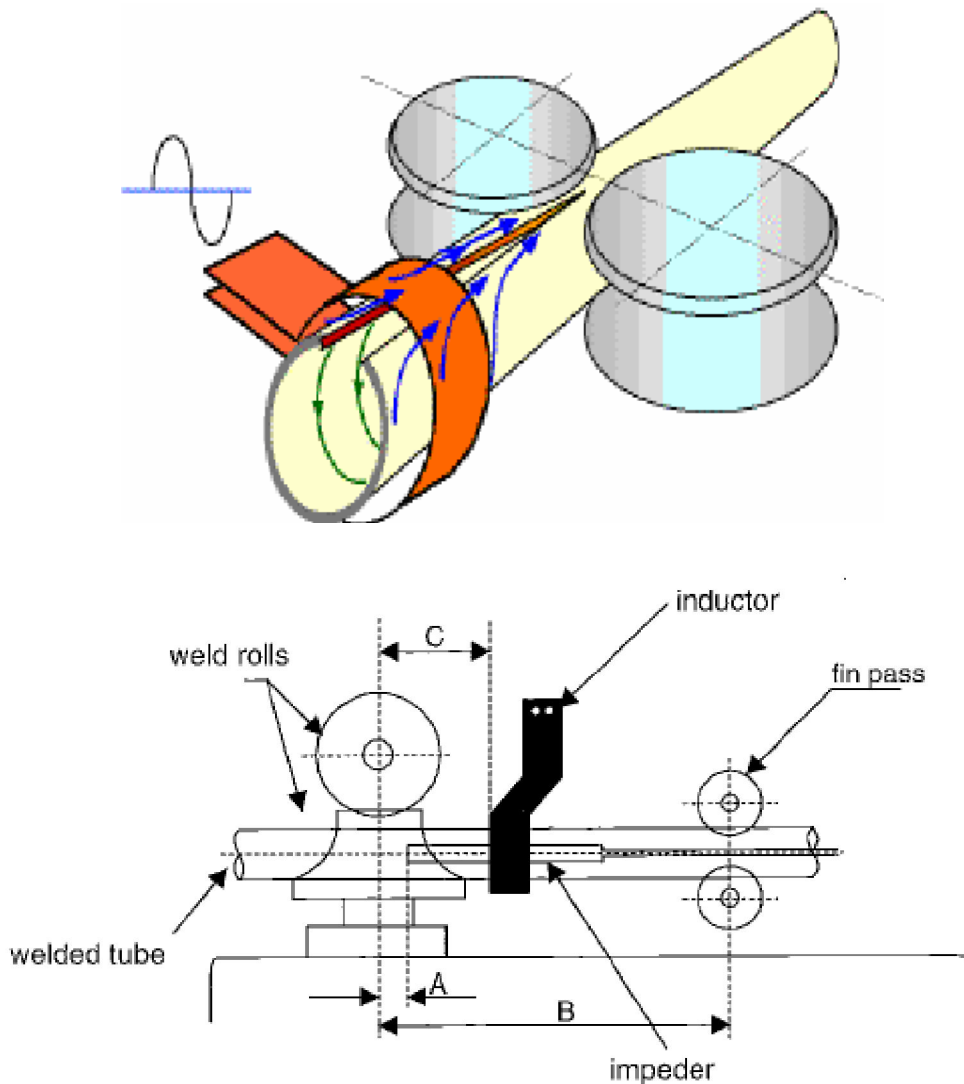


Figura ii: Esempi semplificati del processo produttivo

Com'è possibile vedere dalla prima delle due immagini sopra riportate, la bobina induce delle correnti indotte nel tubo che si richiudono principalmente nel percorso segnato in rosso, grazie anche all'apporto dato da un nucleo di ferrite detto impeder e posizionato all'interno del tubo; conseguentemente il calore prodotto per effetto Joule porterà la temperatura dei bordi ad un valore ottimale per la saldatura, la quale si ottiene grazie alla pressione esercitata dalle ruote di saldatura (weld rolls) ed ad un successivo raffreddamento con liquido refrigerante.

In questo processo produttivo molti parametri hanno un'importanza fondamentale nella buona riuscita dell'operazione di saldatura, oltre ad un forte impatto sul rendimento (e quindi sul costo) della produzione.

In questa tesi a partire da dati relativi a dimensioni, distanze, forzanti e caratteristiche fisiche riguardanti le componenti di un reale processo di saldatura attualmente in funzione, si vuole andare ad analizzare la distribuzione delle correnti indotte e il campo di temperature che si ottengono nel nastro in lavorazione.

In tale modo si arriverà ad ottenere una procedura di analisi e progettazione valida per molti impianti di produzione, che permetterà di prevedere potenze e temperature al variare dei dati di processo.

Capitolo 1

PROBLEMI ELETTROMAGNETICI TIME-HARMONIC

1.1 CLASSIFICAZIONE DELLE EQUAZIONI DI MAXWELL

Affrontare e risolvere un problema fisico significa formulare il problema in termini di relazioni e leggi matematiche, per poi andarle a risolvere con tecniche opportune siano esse equazioni algebriche o differenziali.

Nel caso dei problemi di campo elettromagnetico le relazioni di riferimento sono le **equazioni di Maxwell**:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (1.4)$$

Di solito si usa aggiungere una quinta equazione ricavabile dalle precedenti (nota come **legge di continuità**), che esprime la relazione tra le sorgenti di campo elettromagnetico densità di corrente e densità di carica libera.

$$\nabla \cdot \bar{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1.5)$$

Come si può notare, le prime due equazioni di Maxwell costituiscono un sistema di due equazioni vettoriali (\rightarrow quindi sei equazioni scalari) contenenti cinque incognite vettoriali equivalenti a quindici incognite scalari; risulta evidente che per arrivare ad ottenere una soluzione servono altre nove equazioni scalari.

Queste nove equazioni sono date dalle **relazioni costitutive dei materiali**:

$$\bar{J} = \sigma \cdot \bar{E} \quad (1.6)$$

$$\bar{D} = \varepsilon \cdot \bar{E} \quad (1.7)$$

$$\bar{B} = \mu \cdot \bar{H} \quad (1.8)$$

Per risolvere un problema di campo elettromagnetico si deve quindi fare riferimento a cinque equazioni, ovvero alle prime due equazioni di Maxwell più le tre relazioni costitutive.

Per la soluzione dei problemi termici, si deve risolvere un'equazione differenziale del secondo ordine, detta **equazione di Fourier**:

$$C_p \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(K \cdot \nabla T) + q \quad (1.9)$$

Per determinare la soluzione dell'equazione di Fourier per un problema specifico, ovvero il campo termico, è necessario assegnare oltre alla distribuzione iniziale delle temperature anche le condizioni al contorno, che definiscono le modalità dello scambio termico tra il corpo oggetto di analisi e l'ambiente che lo circonda.

Le proprietà generali dei mezzi materiali influenzano la natura matematica delle relazioni costitutive; infatti basti solo pensare che avere a che fare con un materiale avente caratteristiche lineari abilita o meno l'impiego del principio di sovrapposizione degli effetti.

Altra proprietà dei mezzi materiali è l'omogeneità o invarianza nello spazio, secondo la quale le caratteristiche del mezzo non dipendono dal punto dello spazio considerato.

La terza proprietà fondamentale è l'isotropia, che significa in sostanza indipendenza dalla direzione (un caso tipico di non isotropia o anisotropia, è rappresentato dai cristalli, per la presenza appunto di direzioni privilegiate). Tale proprietà si può anche esprimere in modo più operativo (cioè maggiormente legato alla forma matematica delle relazioni costitutive che ne risultano) dicendo che il vettore effetto è parallelo al vettore causa.

In particolare possiamo riassumere le caratteristiche dei mezzi nel modo seguente:

- **MEZZO LINEARE**: le caratteristiche di conducibilità, permeabilità e/o permittività sono costanti rispetto alla causa
- **MEZZO OMOGENEO**: la caratteristica non dipende dal punto del dominio di definizione del problema
- **MEZZO ISOTROPO**: il vettore effetto ha la stessa direzione del vettore causa; se così non fosse si parlerebbe di mezzo anisotropo

Le equazioni di Maxwell assumono forme particolari nel caso in cui si faccia riferimento a particolari andamenti nel tempo delle sorgenti del campo.

Nel seguito si andrà a trattare il caso di campi elettromagnetici variabili con legge sinusoidale, che ben si presta per risolvere il problema della saldatura ad induzione.

1.2 CAMPI VARIABILI NEL TEMPO CON LEGGE SINUSOIDALE

I campi variabili nel tempo con legge sinusoidale vengono trattati a parte rispetto ai campi variabili nel tempo con legge qualsiasi. Il motivo fondamentale e la possibilità di rappresentare tali grandezze, che ovviamente devono essere variabili nel tempo con la stessa frequenza, attraverso fasori derivati dalla **trasformata di Steinmetz**:

Detto quindi:

$$\bar{H}(P,t) = \bar{H}_{x,y,z} \sin(\omega t + \alpha) = \bar{H}(P) \sin(\omega t + \alpha) \quad (1.10)$$

il generico vettore campo magnetico variabile con legge sinusoidale, esso può essere rappresentato dal suo fasore:

$$\dot{\bar{H}} = \bar{H} e^{j\alpha} \quad (1.11)$$

Con notazione fasoriale, le equazioni di Maxwell per la risoluzione del problema elettromagnetico, vengono scritte:

$$\nabla \times \dot{\bar{H}} = \dot{\bar{J}} + j\omega \dot{\bar{D}} \quad (1.12)$$

$$\nabla \times \dot{\bar{E}} = -j\omega \dot{\bar{B}} \quad (1.13)$$

$$\nabla \cdot \dot{\bar{J}} = -j\omega \dot{\rho} \quad (1.14)$$

Spesso per questo tipo di problemi si parla anche di **regime time-harmonic**.

Nel caso di campi variabili nel tempo con legge qualsiasi, il problema si definisce di tipo transient. Risolvere in questo caso, ma anche nel caso appena visto, le equazioni di Maxwell significa risolvere un sistema di equazioni differenziali del primo ordine nelle incognite vettori $\bar{H}, \bar{B}, \bar{J}, \bar{D}$ ed \bar{E} e questo spesso non è molto agevole.

Esiste la possibilità di introdurre delle funzioni particolari, detti potenziali, che consentono di ridurre la complessità del problema.

In questa operazione ci viene in aiuto il **teorema di Clebsch-Helmholtz**, che viene in seguito esposto:

Un campo vettoriale \bar{K} continuo, con derivate prime e seconde continue, definito in \mathfrak{R}^3 , è univocamente determinato se:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \cdot \bar{K}(\bar{r}) = l \quad |l| \leq \infty$$

e se sono note le sorgenti del rotore e della divergenza del campo \bar{K} :

$$\nabla \times \bar{K} = \bar{d} \quad (1.15)$$

$$\nabla \cdot \bar{K} = w \quad (1.16)$$

Tale campo \bar{K} può essere decomposto in modo univoco nella somma di un campo \bar{K}_s solenoidale e di un campo \bar{K}_i irrotazionale, che soddisfano la stessa condizione al contorno all'infinito.

I vettori \bar{K}_s e \bar{K}_i della decomposizione di Helmholtz in \mathfrak{R}^3 si possono scrivere, rispettivamente come rotore di un potenziale vettore \bar{A} e come gradiente di un potenziale scalare Φ . Conseguentemente l'espressione del campo vettoriale sarà:

$$\bar{K} = -\nabla\Phi + \nabla \times \bar{A} \quad (1.17)$$

Di solito Φ viene detto **potenziale elettrico scalare** e \bar{A} **potenziale magnetico vettore**.

Per verificare l'indipendenza delle due componenti si hanno a disposizione le relazioni:

$$\nabla \cdot \nabla \times \bar{A} = 0 \quad (1.18)$$

$$\nabla \times \nabla\Phi = 0 \quad (1.19)$$

Quindi, se sono note le sorgenti della divergenza e del rotore del campo vettoriale \bar{K} , si può scrivere:

$$\begin{cases} \nabla \cdot \bar{K} = w \\ \nabla \times \bar{K} = \bar{d} \end{cases} \quad (1.20)$$

e se a queste si applicano le due relazioni sopra descritte si ha:

$$\boxed{\begin{array}{l} \nabla \cdot \nabla\Phi = -w \\ \nabla \times \nabla \times \bar{A} = \bar{d} \end{array}} \quad (1.21)$$

Le ultime relazioni mettono in evidenza un'importante conseguenza del teorema di Clebsch-Helmholtz; infatti ora *si è in grado di determinare un campo vettoriale dalla soluzione di due sole equazioni differenziali indipendenti, una sul potenziale scalare e l'altra sul potenziale vettore*.

Una volta noti questi due potenziali è facile, tramite l'equazione $\bar{K} = -\nabla\Phi + \nabla \times \bar{A}$, costruire il campo vettoriale \bar{K} .

Basandosi sul teorema appena descritto si può ora formulare il problema di campo d'interesse in termini di potenziali.

1.3 PROBLEMI DI CAMPO TIME-HARMONIC

Un'ultima osservazione riguarda le densità di carica e di corrente che compaiono nelle equazioni viste; in genere nei problemi elettromagnetici si considerano come sorgenti del campo le correnti e le cariche, ma esistono spesso anche dei problemi che presentano delle correnti indotte dal campo sui materiali conduttori.

Nel primo caso tali grandezze si considerano note, e quindi costituiscono il termine noto di un sistema di equazioni differenziali non omogenee. Nel secondo caso le grandezze sono ovviamente incognite, in quanto dipendenti dal campo elettromagnetico incognito.

E' chiaro che le sorgenti in realtà ci saranno sempre, ma magari la regione in cui si cerca la soluzione non le comprende.

Si va ora a distinguere le cariche e le correnti in una parte impressa e in una dipendente dal campo:

$$\dot{\mathbf{J}} = \sigma \cdot \dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{J}}_s \quad (1.22)$$

Dove $\dot{\mathbf{J}}_s$ è la corrente impressa mentre il termine $\sigma \cdot \dot{\mathbf{E}}$ è la corrente indotta.

Se tale equazione viene sostituita nelle equazioni di Maxwell espresse in termini fasoriali si ottiene:

$$\begin{cases} \nabla \times \dot{\mathbf{H}} = (\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{J}}_s \\ \nabla \times \dot{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\dot{\mathbf{H}} \end{cases} \quad (1.23)$$

Imponendo ora:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{B}} &= \nabla \times \dot{\mathbf{A}} \\ e \\ \dot{\mathbf{E}} &= -j\omega\dot{\mathbf{A}} - \nabla\dot{\Phi} \end{aligned}$$

Si ottiene sostituendo nella prima equazione di Maxwell:

$$\nabla \times \nabla \times \dot{\mathbf{A}} = \mu \cdot (\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\mathbf{E}} + \mu \cdot \dot{\mathbf{J}}_s \quad (1.24)$$

Tale equazione esplicitata diviene:

$$\nabla \nabla \cdot \dot{\mathbf{A}} - \nabla^2 \dot{\mathbf{A}} = -j\omega\mu \cdot (\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\mathbf{A}} - \mu \cdot (\sigma + j\omega\epsilon)\nabla\dot{\Phi} + \mu \cdot \dot{\mathbf{J}}_s \quad (1.25)$$

Si esprime ora la divergenza del potenziale vettore attraverso la gauge di Lorentz scritta in termini fasoriali:

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{A}} = -\mu(\sigma + j\omega\epsilon)\dot{\Phi} \quad (1.26)$$

Infine chiamando $k^2 = j\omega\mu \cdot (\sigma + j\omega\epsilon)$ si ottengono due equazioni, una scritta in termini di potenziale scalare ed una scritta in termini di potenziale vettore:

$$\boxed{\begin{aligned}\nabla^2 \dot{\vec{A}} - k^2 \dot{\vec{A}} &= -\mu \cdot \dot{\vec{J}}_s \\ \nabla^2 \dot{\Phi} - k^2 \dot{\Phi} &= -\frac{\rho}{\varepsilon}\end{aligned}} \quad (1.27)$$

Le equazioni così ricavate prendono il nome di **equazioni di Helmholtz** non omogenee.

Le equazioni così ottenute partendo dalle equazioni di Maxwell e dalle relazioni costitutive, possono essere risolte, ma avranno in generale una pluralità di soluzioni (una volta assegnate le grandezze impresse).

Tra tutte le soluzioni possibili bisognerà ricercare quella che soddisfa particolari requisiti, ovvero quella che soddisfa delle opportune condizioni iniziali e al contorno.

Le condizioni iniziali fissano la distribuzione del campo elettromagnetico in un certo istante, nel dominio di definizione del problema; le condizioni al contorno fissano il valore del campo su particolari superfici o linee.

Ad esempio è noto che sulla superficie di un conduttore perfetto (cioè un mezzo avente conducibilità infinita), occorrerà imporre la condizione di annullamento del campo elettrico tangenziale.

Su domini illimitati e poi fondamentale fissare il valore del campo all'infinito.

Come si è già potuto vedere l'uso dei potenziali consente di passare dal sistema di equazioni differenziali del primo ordine rappresentato dalle equazioni di Maxwell, ad un'unica equazione differenziale espressa nella variabile potenziale (scalare o vettore) che a seconda del problema da affrontare, assumerà la forma di equazione di Poisson, Helmholtz ecc.

Tali equazioni sono scritte facendo riferimento a mezzi di caratteristiche omogenee; nel caso generale non sempre il dominio di definizione sarà costituito da un unico mezzo omogeneo, ma spesso sarà costituito da un mezzo per così dire "omogeneo a zone", cioè formato da mezzi omogenei e tra loro contigui attraverso delle regioni (punti, linee, superfici) di interfaccia.

Quello che si usa come normale procedura di soluzione del problema, è risolvere in ciascuna delle regioni l'equazione di riferimento, per poi andare ad imporre delle condizioni di raccordo alle interfacce fra mezzi diversi.

Tali condizioni cosiddette d'interfaccia o di continuità sono anch'esse degli esempi di condizioni al contorno.

La soluzione di problemi di campo sotto opportune condizioni al contorno viene definita soluzione di **Boundary Values Problems (BVP)**.

Ricapitolando possiamo definire tre tipi di condizioni al contorno.

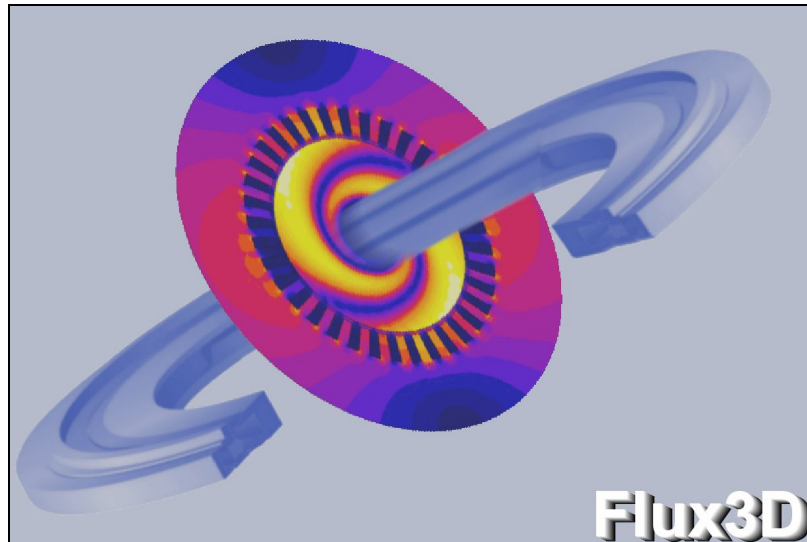
- 1) Condizioni che vengono imposte alla frontiera del dominio (sono informazioni aggiuntive sulla variabile del problema che si sta risolvendo, o sul suo valore o sulle sue derivate)
- 2) Condizioni espresse all'interfaccia (ad esempio tra mezzi con caratteristiche diverse)
- 3) Condizioni iniziali, imposte sulla variabile indipendente tempo anziché sulle variabili spaziali (fondamentale ad esempio nella soluzione dell'equazione di diffusione).

Capitolo 2

IL METODO FEM E FLUX 3D

2.1 IL SOFTWARE FLUX 3D

Flux3D è un *CAE-program* basato sul metodo degli elementi finiti in grado di calcolare la distribuzione del campo magnetico, elettrico e termico in un problema a geometria tridimensionale.



E' quindi in grado di fornire i valori locali e la distribuzione tridimensionale di grandezze quali il campo elettrico, il campo magnetico, la potenza assorbita e la temperatura.

La risoluzione di un problema mediante Flux3D si articola nelle seguenti fasi:

- Definizione della geometria mediante forme e dimensioni del modello che si vuole realizzare
- Discretizzazione del dominio di analisi, ossia la costruzione della mesh
- Definizione nel Material Database delle caratteristiche fisiche ed elettriche dei materiali costituenti il modello
- Definizione del modulo da applicare in base al problema da risolvere e all'equazione da risolvere
- Definizione delle condizioni al contorno del modello da risolvere: definizione delle regioni superficiali e volumetriche che costituiscono il modello ed assegnazione ad esse delle proprietà fisiche che le caratterizzano: materiale, caratteristiche fisiche, temperatura
- Soluzione del problema, imponendo eventualmente le condizioni iniziali (ad es. la temperatura)
- Analisi dei risultati (andamento delle linee equipotenziali, distribuzione della potenza specifica, distribuzione della temperatura ecc.)

Lo scopo di questo lavoro è di prevedere, tramite simulazioni numeriche, la distribuzione tridimensionale della temperatura e della potenza specifica che si ottiene nel processo di saldatura ad induzione elettromagnetica di tubi.

Sorgenti e modello geometrico sono noti, dato che si tratta di simulazioni riguardanti situazioni reali ed attualmente impiegate nella produzione.

2.2 IL METODO AGLI ELEMENTI FINITI

Il metodo agli elementi finiti (FEM) è usato ampiamente nel calcolo di campi elettromagnetici e termici, permettendo di risolvere equazioni differenziali anche non lineari.

Gli algoritmi di calcolo sono piuttosto complicati e questa non appare la sede adatta ad una trattazione approfondita. Cerchiamo piuttosto di darne una descrizione generale prendendo come esempio la soluzione del problema elettromagnetico quasi-elettrostatico descritto.

Consideriamo l'equazione di Laplace per un sistema in due dimensioni:

$$\nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (2.1)$$

dove il campo elettrico è espresso

$$\mathbf{E} = -\text{grad } V = -\nabla V = -\left(\frac{\partial V}{\partial x} \hat{\mathbf{x}} + \frac{\partial V}{\partial y} \hat{\mathbf{y}} \right) \quad (2.2)$$

Possiamo applicare il principio variazionale affermando che il principio di equilibrio richiede che la distribuzione del potenziale sia tale da minimizzare la totale energia immagazzinata. Nel nostro caso, questa energia potrà essere espressa come:

$$W = \int_{\Omega} \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} d\Omega = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \epsilon \mathbf{E}^2 d\Omega = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \epsilon \left[\left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)^2 \right] d\Omega = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \epsilon |\nabla V|^2 d\Omega \quad (2.3)$$

dove l'integrazione è eseguita su tutto il dominio Ω bidimensionale, ma per unità di lunghezza.

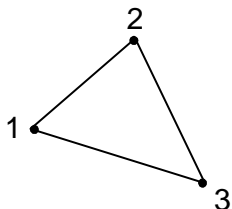
Questo principio della minima energia è matematicamente equivalente all'equazione differenziale di partenza, nel senso che una distribuzione del potenziale che soddisfi l'equazione di Laplace minimizza anche l'energia totale immagazzinata e viceversa.

Suddividiamo ora Ω in elementi di piccole dimensioni, detti appunto *elementi finiti*.

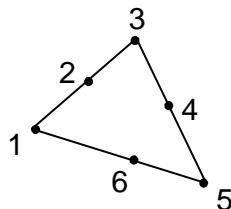
Consideriamo un *singolo elemento* del dominio bidimensionale d'analisi e assumiamo che la distribuzione del potenziale entro l'elemento sia adeguatamente approssimata dall'equazione

$$V = a + b \cdot x + c \cdot y + d \cdot xy + e \cdot x^2 + f \cdot y^2 + \dots \quad (2.4)$$

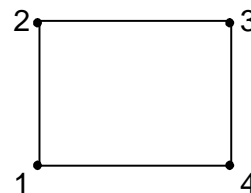
Il numero di termini nell'equazione (4) coincide con quello dei *nodi* dell'elemento, ossia i punti significativi che definiscono l'ordine dell'elemento. Nel caso più semplice di elementi del primo ordine, essi coincidono con i vertici dell'elemento, mentre per elementi del secondo ordine sono posti ai vertici e nel punto medio di ciascun lato dell'elemento. (vedi *Figura 3*)



El. triangolare del 1° ordine



El. triangolare del 2° ordine



El. rettangolare del 1° ordine

Figura 2.1: Esempi di elementi di suddivisione del dominio Ω piano

Ad esempio, per un elemento rettangolare del primo ordine avremo

$$V = a + b \cdot x + c \cdot y + d \cdot xy \quad (2.5)$$

mentre per un elemento triangolare del primo ordine avremo

$$V = a + b \cdot x + c \cdot y \quad (2.6)$$

In quest'ultimo caso la rappresentazione è detta completa perché l'equazione contiene tutti i termini necessari per una variazione lineare in due dimensioni. Assumiamo che la discretizzazione di Ω , che è comunemente definita **mesh**, avvenga mediante elementi **triangolari del primo ordine**. Per i tre nodi (vertici) dell'elemento il potenziale assume i seguenti valori:

$$V_1 = a + b \cdot x_1 + c \cdot y_1 \quad (2.7)$$

$$V_2 = a + b \cdot x_2 + c \cdot y_2 \quad (2.8)$$

$$V_3 = a + b \cdot x_3 + c \cdot y_3 \quad (2.9)$$

che possiamo scrivere

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

dove (x_1, y_1) , (x_2, y_2) e (x_3, y_3) sono le coordinate dei vertici, e il determinante della matrice dei coefficienti può essere riconosciuto pari al doppio dell'area del triangolo.

Sistemando l'equazione in forma matriciale si ottiene

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

da cui

$$V = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

che può essere scritta anche come

$$V = \sum_{i=1}^3 V_i \alpha_i(x, y) \quad (2.13)$$

dove

$$\alpha_1 = \frac{1}{2A} \{(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y\} \quad (2.14)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2A} \{(x_3 y_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y\} \quad (2.15)$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{2A} \{(x_1 y_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y\} \quad (2.16)$$

In corrispondenza dei vertici avremo che $\alpha_i(x, y)$ assume i valori:

$$\alpha_1(x_1, y_1) = 1 \quad (2.17)$$

$$\alpha_1(x_2, y_2) = 0 \quad (2.18)$$

$$\alpha_1(x_3, y_3) = 0 \quad (2.19)$$

e similmente per a_2 e a_3 . In generale avremo:

$$\begin{aligned} \alpha_i(x_j, y_j) &= 0 & i \neq j \\ \alpha_i(x_j, y_j) &= 1 & i = j \end{aligned} \quad (2.20)$$

cioè, ogni funzione si annulla in tutti i vertici eccetto uno, dove assume il valore unitario. Ora possiamo associare ad ogni elemento l'energia e ricordando che in un campo bidimensionale essa può essere considerata per unità di lunghezza, otteniamo:

$$W^e = \frac{1}{2} \int_e \varepsilon |\nabla V|^2 dS \quad [\text{J/m}] \quad (2.21)$$

dove questa volta l'integrazione è fatta sull'area S dell'elemento. Il gradiente del potenziale entro l'elemento considerato può essere espresso nella forma

$$\nabla V = \sum_{i=1}^3 V_i \nabla \alpha_i(x, y) \quad (2.22)$$

da cui l'energia nell'elemento diventa

$$W^e = \frac{1}{2} \varepsilon \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 V_i \left(\int_e \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j dS \right) V_j \quad (2.23)$$

che può essere scritta anche nella seguente forma:

$$W^e = \frac{1}{2} \varepsilon [\mathbf{V}]^{e,T} [\mathbf{N}]^e [\mathbf{V}]^e \quad (2.24)$$

dove $[\mathbf{V}]^e$ è il vettore dei valori del potenziale ai vertici e la matrice $[\mathbf{N}]^e$ è una matrice 3×3 definita come:

$$N_{i,j}^e = \int_e \nabla \alpha_i \cdot \nabla \alpha_j dS \quad (2.25)$$

Per ogni triangolo assegnato, la matrice $[\mathbf{N}]^e$ è facilmente calcolabile. Prima di tutto basta calcolare i gradienti delle funzioni α . Dalle equazioni viste prima si avrà:

$$\nabla \alpha_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y} \hat{y} = \frac{1}{2A} \{(y_2 - y_3)\hat{x} + (x_3 - x_2)\hat{y}\} \quad (2.26)$$

$$\nabla \alpha_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y} \hat{y} = \frac{1}{2A} \{(y_3 - y_1)\hat{x} + (x_1 - x_3)\hat{y}\} \quad (2.27)$$

$$\nabla \alpha_3 = \frac{\partial \alpha_3}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \alpha_3}{\partial y} \hat{y} = \frac{1}{2A} \{(y_1 - y_2)\hat{x} + (x_2 - x_1)\hat{y}\} \quad (2.28)$$

Si deve notare che per l'approssimazione del primo ordine i gradienti delle funzioni α sono costanti entro ciascun elemento.

Il prodotto scalare di due vettori, ad esempio \mathbf{a} e \mathbf{b} , in un sistema di coordinate cartesiane in 2D è dato da:

$$\mathbf{a} \cdot \mathbf{b} = (a_x \hat{x} + a_y \hat{y}) \cdot (b_x \hat{x} + b_y \hat{y}) = a_x b_x \hat{x} \cdot \hat{x} + a_x b_y \hat{x} \cdot \hat{y} + a_y b_x \hat{y} \cdot \hat{x} + a_y b_y \hat{y} \cdot \hat{y} = a_x b_x + a_y b_y$$

Il prodotto scalare tra i gradienti delle funzioni α può quindi essere facilmente calcolato.

Siccome questi gradienti sono costanti entro ciascun elemento, i loro prodotti scalari saranno pure costanti. Quindi l'integrazione su un elemento introdurrà l'area del triangolo, A , come una costante moltiplicativa. Gli elementi della matrice $[\mathbf{N}]^e$ possono ora essere calcolati ed espressi nella forma tipica

$$N_{11}^e = \frac{1}{4A} \{(y_2 - y_3)^2 + (x_3 - x_2)^2\} \quad (2.29)$$

$$N_{12}^e = \frac{1}{4A} \{(y_2 - y_3)(y_3 - y_1) + (x_3 - x_2)(x_1 - x_3)\}$$

$$N_{13}^e = \frac{1}{4A} \{(y_1 - y_2)(y_2 - y_3) + (x_2 - x_1)(x_3 - x_2)\}$$

Gli altri elementi si ottengono da semplici permutazioni dei pedici. Questo completa la specificazione per un elemento arbitrario nella totale mesh.

L'energia totale associata all'intera regione, data dalla (3), sarà trovata come somma delle energie associate ai singoli elementi e assumerà una formulazione analoga alla (24):

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon [\mathbf{V}] \cdot [\mathbf{N}] \cdot [\mathbf{V}] \quad (2.30)$$

dove $[\mathbf{V}]$ è il vettore del potenziale assunto da tutti gli n nodi del dominio e $[\mathbf{N}]$ è la matrice globale $n \times n$.

Quando si considerano tutti gli elementi di suddivisione del dominio, si osserva subito che alcuni nodi sono condivisi da più elementi e perciò la topologia della mesh influirà direttamente sul modo in cui la matrice globale $[\mathbf{N}]$ verrà formulata. In altre parole, la *numerazione globale* degli n nodi deve essere correlata alla *numerazione locale* (ossia all'interno di ciascun elemento) e la matrice globale deve riflettere il modo in cui i singoli elementi sono correlati ai nodi globali.

2.3 FORMULAZIONI 3D

Passando da un problema bidimensionale ad uno tridimensionale, il numero dei nodi cresce enormemente, senza considerare che aumenta anche il numero d'incognite avendo a che fare con una dimensione in più.

Trattando con problemi aventi un grosso numero di nodi ed un alto numero di incognite nodali, per ridurre i tempi di calcolo e gli eventuali problemi legati alla memoria necessaria, si vogliono utilizzare delle formulazioni alternative e furbe che permettono la riduzione del numero d'incognite da calcolare.

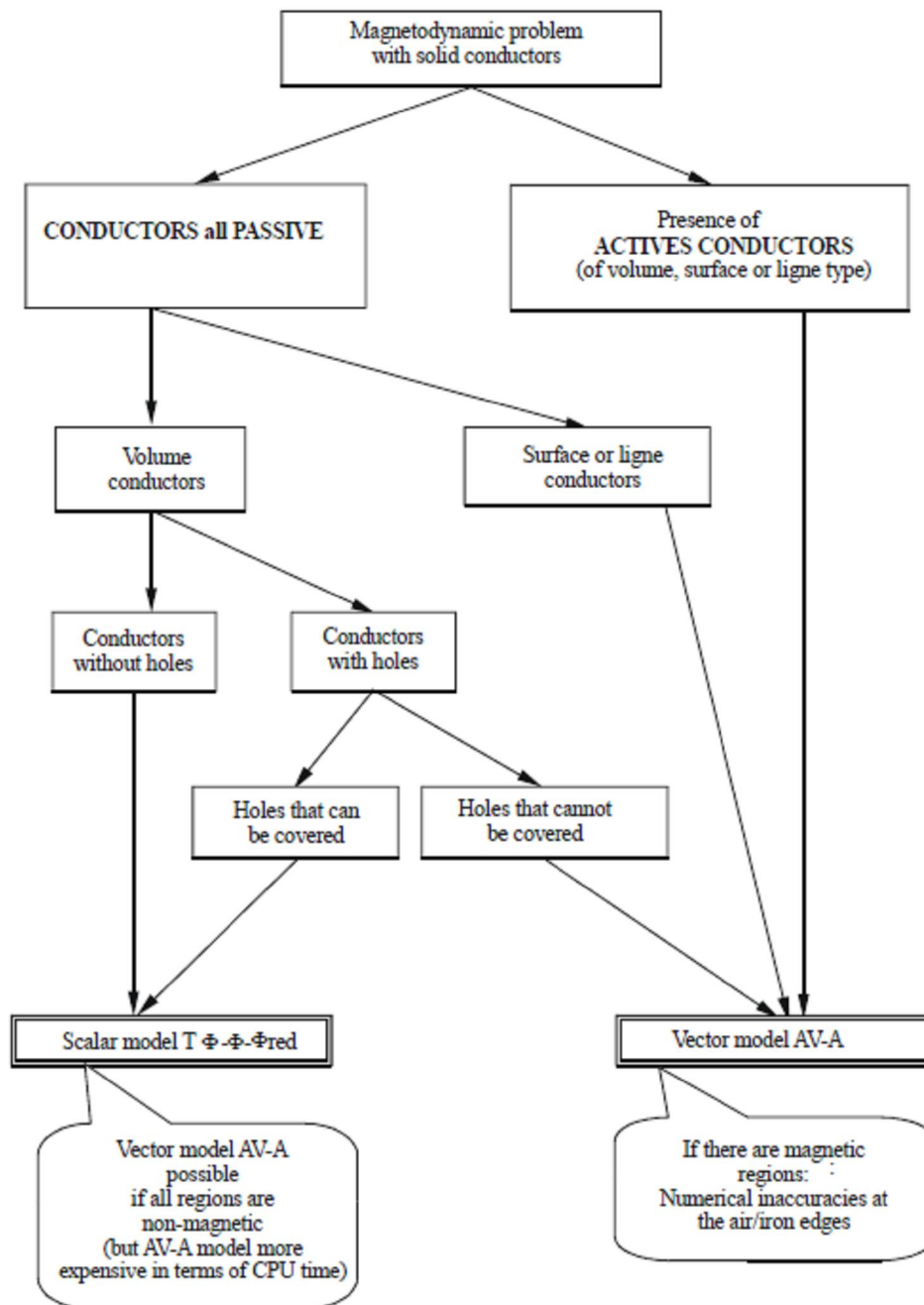
Quando si studia un problema time-harmonic 3D, la difficoltà sta proprio nell'assegnare la formulazione corretta nelle differenti regioni conduttive e non conduttive, dato che non esiste una formulazione universale che permetta di studiare ogni tipo di problema.

In aiuto ci possono venire le seguenti indicazioni:

- quando il problema da risolvere consiste in conduttori attivi massicci (solid conductor), e quando lo spessore di penetrazione non è piccolissimo, si può utilizzare il **modello vettoriale AV-A**; attenzione al fatto che le regioni ferromagnetiche conduttrici o non, possono essere affette ad errori numerici sulle interfacce con l'aria
- quando il problema da risolvere consiste in sole regioni e volumi (a meno delle sorgenti) costituiti da conduttori passivi senza buchi (per garantire che siano regioni semplicemente connesse, ed escluse le sorgenti di campo), potrebbe essere descritto col **modello scalare $T\Phi - \Phi - \Phi_{red}$** . I conduttori possono avere uno spessore di penetrazione ampio o meno e possono essere materiali ferromagnetici o meno. In questa situazione potrebbe essere impiegato anche il modello AV-A se non sono presenti regioni ferromagnetiche

Si ricorda che il modello scalare è molto meno oneroso in termini computazionali rispetto al modello vettoriale.

Si riporta di seguito uno schema riassuntivo delle indicazioni appena fornite:



Definito il significato di:

- **solid conductor:** conduttore in cui si vuole andare a considerare l'eventuale distribuzione disuniforme della corrente
- **stranded conductor:** conduttore in cui si va a considerare la corrente uniformemente distribuita (nella realtà vero solo quando il suo diametro è inferiore allo spessore di penetrazione)
- **non-meshed coil:** bobina di forma circolare, rettangolare o più complessa che viene sovrapposta nel dominio e non ha mesh; tale oggetto non ha alcuna relazione con le regioni ed i volumi che costituiscono il problema
- Il calcolo del campo magnetico prodotto viene ottenuto usando in modo analitico la formula di Biot-Savart
- **meshed coil:** bobina rappresentata da un gruppo di regioni volumetriche; può essere modellizzata come solid o come stranded conductor

Si riporta in seguito una tabella di confronto tra i due modelli di formulazione proposti.

	Vector model AV-A	Scalar model $T\Phi-\Phi-\Phi_{red}$
Use	Easy	More difficult
Cost in terms of CPU time and memory requirement	Important	Average
Type of problem to be solved	Quite adapted to conduction problems	Quite adapted to magnetic problems
Accuracy at the edges of ferromagnetic regions	Bad	Good
Accuracy of the current density at post-processing	Good	Average
Stranded conductors (active)		
Non-meshed coil	No	Yes
Meshed coils	Yes	No, in MD3RED Yes, in MD3SCRT0W
Circuit coupling	No	Yes, in MD3SCRT0W
Passive solid* conductors		
Volume regions	Yes	Yes
Volume regions, low skin depth	No	Yes
Surface regions with high skin depth (constant current over the thickness)	Yes	Yes
Surface regions with any skin depth (non-constant current over the thickness)	No	Yes
Line regions	Yes	No
Hollow conductors	Yes	Yes, if the hole is covered No, otherwise
Active solid* conductors		
Volume regions	Yes	No
Surface / line regions	Yes	No

2.3.1 IL MODELLO SCALARE

Le formulazioni utilizzate per questo modello sono:

- formulazione in **potenziale scalare ridotto** Φ_{red}
- formulazione in **potenziale scalare totale** Φ
- formulazione $T\Phi$ e la variante in **potenziale ridotto** T_{ow} per permettere l'accoppiamento con circuiti esterni delle meshed source
- formulazioni **surface impedance**, non considerate in seguito

Nel caso si abbia a che fare con spessori di penetrazione molto piccoli (tipici della saldatura ad induzione di materiali magnetici), è possibile utilizzare le formulazioni **surface impedance in potenziale scalare totale** o in **potenziale scalare ridotto**; queste formulazioni (utilizzabili quando lo spessore di penetrazione è almeno un decimo della dimensione principale del corpo), permettono il calcolo di alcune grandezze senza andare a realizzare la mesh di volume nell'oggetto questione in analisi.

Purtroppo questa formulazione non è di utilità nel caso della saldatura, dato che non consente di trovare la distribuzione delle sorgenti di calore nel volume del tubo in riscaldamento, e quindi non permette di raggiungere lo scopo finale del calcolo del campo di temperature nell'intero tubo.

In CEDRAT Flux, le formulazioni sopra indicate prendono una nomenclatura ben precisa:

Φ_{red}	MD3SCA
Φ	MD3RED
$T\Phi$	MD3TOM
T_{ow}	MD3TOW

FORMULAZIONE MD3SCA

Il campo magnetico viene espresso come funzione del potenziale scalare totale:

$$H = -\nabla\Phi \quad (2.31)$$

Questa formulazione è adatta ad essere assegnata alle regioni ferromagnetiche (isotrope od anisotrope) con correnti indotte trascurabili, come ad esempio nei nuclei magnetici laminati.

FORMULAZIONE MD3RED

Il campo magnetico viene espresso come funzione del potenziale scalare ridotto:

$$H = H_j - \nabla\Phi_{red} \quad (2.32)$$

dove H_j è il campo generato dagli eventuali non-meshed coil utilizzati nel modello

Questa formulazione è adatta ad essere assegnata alle regioni con permeabilità relativa bassa (minore di 10) e non conduttive, e in particolar modo nell'air box; permette anche l'impiego dei non-meshed coil.

FORMULAZIONE MD3TOM

La divergenza nulla del vettore densità di corrente, permette di definire in un conduttore massiccio un potenziale elettrico T dal quale J può essere derivata come:

$$J = \nabla \times T \quad (2.33)$$

In seguito, grazie alla legge di Ampère si trova l'espressione del campo magnetico in funzione del potenziale T e del potenziale scalare magnetico totale:

$$H = T - \nabla \Phi \quad (2.34)$$

Questa formulazione è abbastanza onerosa dato che le incognite da calcolare sono ora quattro, tre per il potenziale T ed una per il potenziale scalare Φ .

È da notare che per motivi computazionali la precisione con cui viene calcolato il campo H è buona, mentre non è eccezionale per il calcolo di J (contrariamente alla formulazione AV).

La formulazione MD3TOM può essere assegnata a regioni con caratteristiche magnetiche e conduttive, isotrope od anisotrope.

FORMULAZIONE MD3TOW

Il campo magnetico può essere scritto come funzione del potenziale scalare ridotto rispetto T_0 :

$$H = T_0 - \nabla \Phi_{redT_0} \quad (2.35)$$

dove T_0 è un potenziale vettore elettrico sorgente generato dai non-meshed coil e dai volumi con mesh con corrente.

La formulazione MD3TOW permette di considerare i non-meshed coil e i meshed coil accoppiati con un circuito esterno; può essere assegnata a regioni con permeabilità relativa minore di dieci, quindi in particolare nell'airbox e negli induttori.

2.3.2 IL MODELLO VETTORIALE

Le formulazioni utilizzate per questo modello sono:

- formulazione in **potenziale vettore magnetico A**
- formulazione in **potenziale magnetico vettore A** e in **potenziale elettrico scalare V**
- formulazioni **surface impedance**, non considerate in seguito

Questo modello è il più facile e il più utilizzato, anche se di contro ha lo svantaggio dell'oneroso costo computazionale (tre incognite complesse nelle regioni non conduttive e quattro in quelle conduttive); altro svantaggio di questo modello è la non buona precisione nel calcolo della soluzione nelle interfacce tra regioni ferromagnetiche ed aria.

La nomenclatura utilizzata da Flux per queste due formulazioni è la seguente:

A	MD3VEC
AV	MD3AV

FORMULAZIONE MD3VEC

Dato che l'induzione magnetica è solenoidale, il vettore B può essere scritto in funzione del potenziale vettore A :

$$B = \nabla \times A \quad (2.36)$$

La formulazione in potenziale magnetico vettore permette di modellizzare le regioni non conduttive e i meshed coil sorgente di campo; può essere assegnata a regioni con permeabilità magnetica costante e a regioni ferromagnetiche non conduttive.

FORMULAZIONE MD3AV

L'equazione di Maxwell del rotore di E implica l'esistenza di un potenziale elettrico scalare V tale che:

$$E = -\frac{\partial A}{\partial t} - \nabla V \quad (2.37)$$

Si va quindi a scrivere le densità di corrente in termini di potenziale magnetico vettore A e di potenziale elettrico scalare V :

$$J = -[\sigma](j\omega A + \nabla V) \quad (2.38)$$

dove: $[\sigma]$ è il tensore conducibilità elettrica

La precisione ottenuta nella soluzione di J è ottima, mentre per il campo B è di media qualità; questa soluzione può essere assegnata a regioni con valori costanti di permeabilità e di resistività. Ovviamente, come già detto, questa è la formulazione più pesante dato che le incognite da calcolare sono quattro (tre per il potenziale A ed una per il potenziale V).

2.3.3 TABELLA RIASSUNTIVA DEI DUE MODELLI

Potential / formulation	SCALAR MODEL with scalar potentials coupling		VECTOR MODEL
	total scalar potential	reduced scalar potential	nodal vector potential
Linear materials $\mu_r < 10$	Yes		yes
Linear materials $\mu \gg \mu_0$	yes	no	yes
Non-linear materials (only isotropic)	yes	no	yes
Anisotropic materials	yes	no	yes
Total current in non meshed coils	no	yes	no
Current in meshed volume regions	no	no (*)	yes
Current in surface or line meshed regions.	No		yes
Quasi-perfect magnets	Yes		yes
Boundary condition: tangential field to a symmetry plane	Yes		yes
Boundary condition: normal field to a symmetry plane	Yes		yes
Magnetic / electric wall	yes	no	yes
Periodic / anti-periodic conditions	Yes		yes
Sliding cylinder / mechanical set	Yes		yes
Thin regions	Magnetic shielding airgap		air-gap, current sheet
Closed magnetic circuit (connectivity problem)	Yes by introducing of a surfacic region of type cut		yes
Limitations			Memory size, inaccurate solution near the interfaces

(*) Prende in considerazione le meshed region con corrente, proibite nella MD3RED ma possibili nella MD3TOW

(**) Solo in MD3RED non in MD3TOW

Capitolo 3

IL PROCESSO PRODUTTIVO DELLA SALDATURA AD INDUZIONE

3.1 LE FASI DEL PROCESSO PRODUTTIVO

Il processo di saldatura di tubi ad induzione elettromagnetica, è solo una parte dell'intero ciclo industriale con cui si va a realizzare questo prodotto.

Il ciclo tecnologico inizia avvolgendo il rotolo di nastro proveniente dal magazzino sull'**aspo devolgitore**; si continua saldando testa a testa i vari rotoli di nastro e creando su un **accumulatore orizzontale** una riserva di nastro, in modo da avere una produzione continua di tubi e senza tempi morti per la sostituzione dei rotoli esauriti.

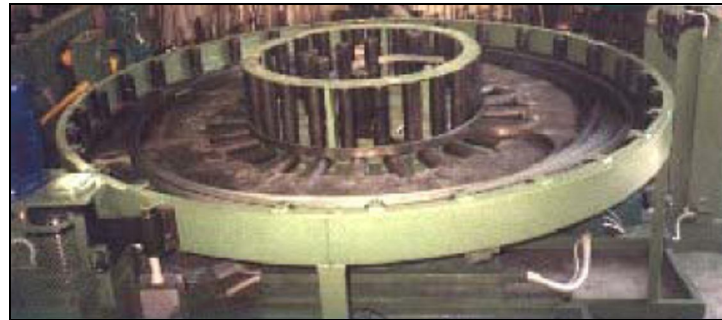


Figura 3.1: Aspo devolgitore ed accumulatore orizzontale

Il nastro in uscita dall'accumulatore viene pulito con acqua compressa e viene fatto passare attraverso una serie di **ruote di formatura** che iniziano a dare al nastro la forma di tubo a sezione circolare.

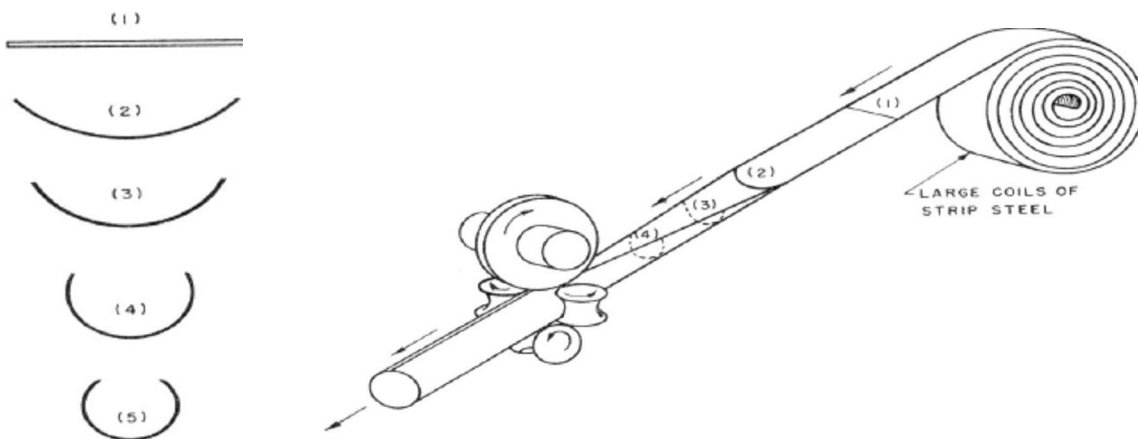


Figura 3.2: Piegatura del nastro per successivi stadi di formatura

Ovviamente, man mano che il nastro avanza tra i vari stadi di formatura assume una forma sempre più vicina a quella finale, fino al passaggio attraverso le ruote di formatura

finali (dette **fin pass rolls**) che conferiscono la definitiva forma di tubo a sezione circolare.

Il tubo così formato passa attraverso la **saldatrice ad alta frequenza**, che riscalda i bordi del nastro avvolto fino ad avere una temperatura di saldatura ottimale (circa tra 1300 e 1600 °C a seconda del materiale); in uscita dalla saldatrice una coppia di ruote dette di saldatura (**pressure rolls, squeeze**

rolls o **weld rolls**), premono insieme i due bordi scaldati formando il cordone di saldatura che viene in seguito raffreddato.



Figura 3.3: Riscaldamento, saldatura e raffreddamento del tubo

Avanzando, il cordone di saldatura viene pulito da bave e sporgenze non desiderate con un **trim** (all'esterno e se richiesto dal cliente anche all'interno); nello stadio successivo viene eseguito un test non distruttivo sul cordone di saldatura (**eddy current testing**) per verificarne la qualità, per poi inviare il tubo alla trafilatura a "Bull Block" dove viene ridotto al valore di diametro desiderato.

Successivamente il tubo subisce il **trattamento di ricottura** per ridurre gli stress meccanici che si creano nella zona di saldatura, e viene fatto transitare in atmosfera inerte nell'unità di riscaldamento ad induzione.



Figura 3.4: Unità di riscaldamento ad induzione

Il tubo così scaldato alla temperatura di ricottura, passa attraverso un tunnel in atmosfera controllata dove si raffredda senza ossidarsi;

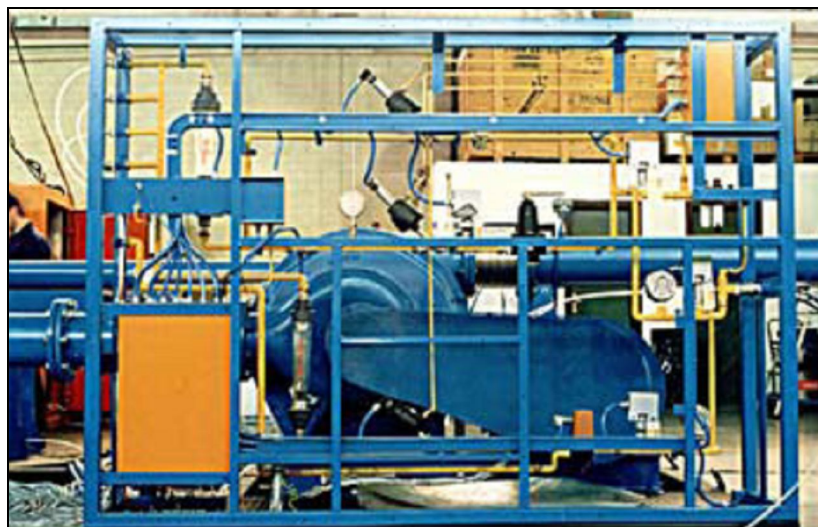


Figura 3.5: Tunnel di raffreddamento

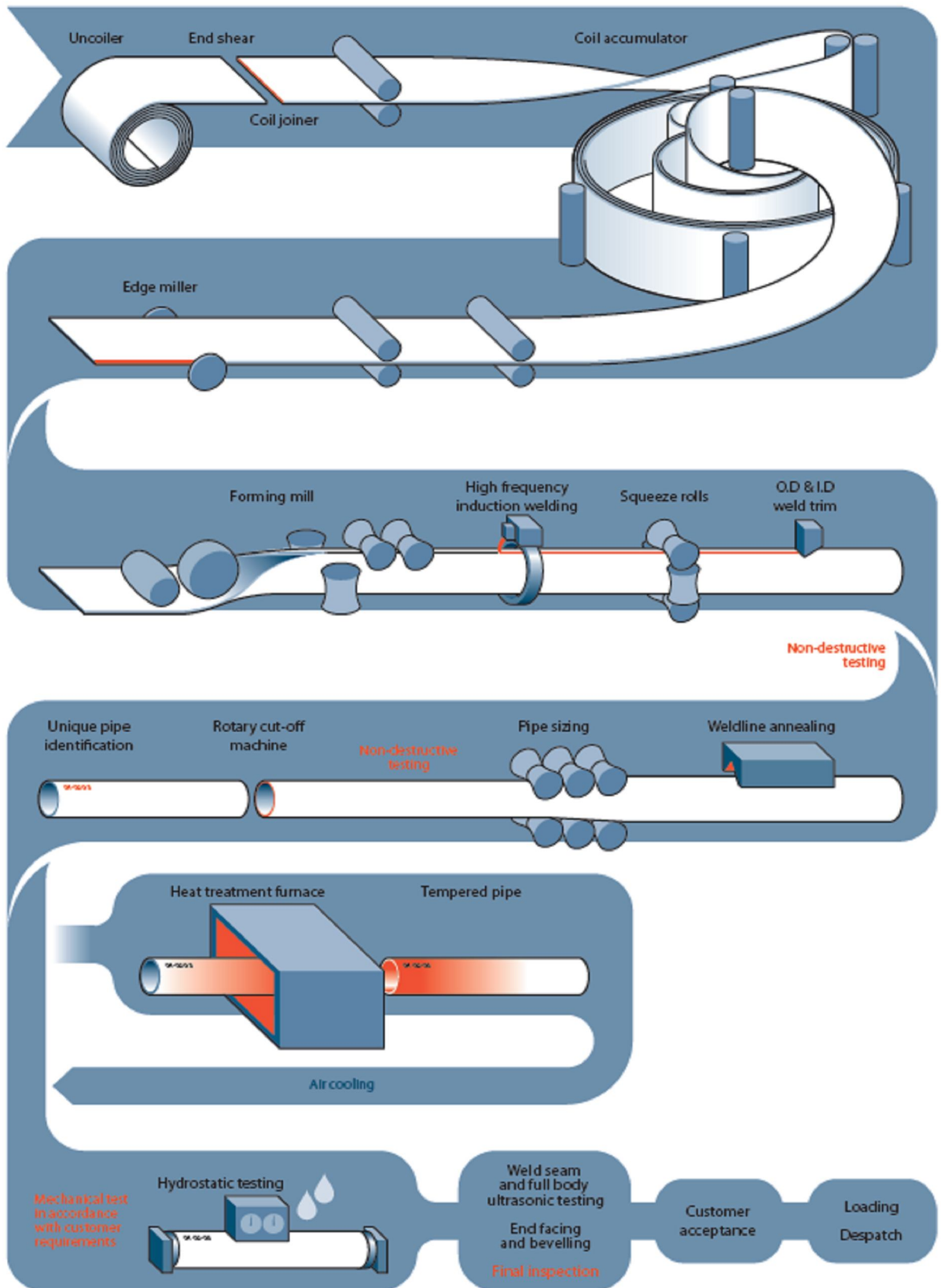
Se eventualmente è richiesta la **zincatura**, la temperatura di raffreddamento arriva al valore minimo di 420 °C e il tubo viene inviato, sempre mantenendolo in atmosfera inerte, all'unità di zincatura a caldo.

Arrivati a questo punto, segue la tranciatura del tubo alla lunghezza desiderata e un test meccanico su ogni singolo pezzo (**test idrostatico**) per vedere se il prodotto rispetta le specifiche del cliente; infine, prima della preparazione per la spedizione, viene eseguito un ultimo controllo non distruttivo (generalmente **agli ultrasuoni**) per verificare la bontà della saldatura.



Figura 3.6: Prodotto finito

Si riporta in seguito un diagramma riassuntivo delle varie fasi del processo tecnologico utilizzato nella produzione di tubi;



3.2 TRATTAMENTI TERMICI SUL TUBO: LA RICOTTURA

I trattamenti termici dopo la saldatura longitudinale e la laminazione dei tubi, mirano a ridurre le tensioni ed a ripristinare una struttura cristallina regolare in seguito alla ricristallizzazione dell'acciaio.

Ci sono tre processi che possono essere utilizzati per il trattamento termico dei prodotti d'acciaio a basso contenuto di carbonio:

- ricottura in forno a camera
- ricottura in forno continuo (riscaldamento a resistenza o gas)
- trattamento ad induzione

I risultati ottenibili mediante i forni tradizionali sono eccellenti, anche se i costi di produzione sono alti se paragonati con i processi in linea; per quanto riguarda la ricottura in forni continui, questi richiedono impianti di grandi dimensioni ed onerosi, portando dunque alla conseguenza di non essere adatti alla produzione di tubi. Conseguentemente, *nelle industrie costruttrici di tubi, il trattamento di ricottura dei tubi viene realizzato ad induzione per avere un'alta velocità di linea e un prodotto finale di qualità accettabile.*

Entrando nello specifico, la ricottura in forno a camera o in continuo dei nastri d'acciaio a basso contenuto di carbonio, comporta un lungo riscaldamento (dell'ordine di diverse ore) per portare la temperatura vicino al punto critico inferiore A1 (intorno ai 690 – 730 °C). Durante il mantenimento, avviene la ricristallizzazione e una parziale crescita del grano, oltre alla dissoluzione dei carburi che si sono formati nelle lavorazioni precedenti.

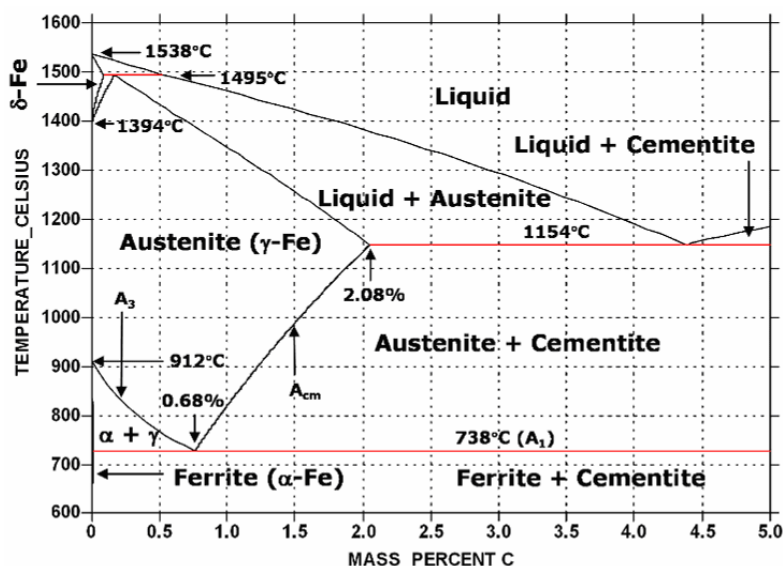


Figura 3.7: Diagramma di fase Ferro-Carbonio

Contrariamente alla ricottura in forno, il trattamento ad induzione degli acciai a basso tenore di carbonio, di solito consiste nel riscaldamento rapido sino alla temperatura massima, mantenimento minimo o nullo e raffreddamento a temperatura ambiente; alcuni studi hanno dimostrato che un mantenimento compreso tra 1 e 20 secondi è necessario per completare la ricristallizzazione a

temperature poco sopra il punto A1, mentre altri studi sostengono che il mantenimento non è necessario a patto di raggiungere temperature sufficientemente alte alla fine del riscaldamento.

Se l'acciaio contiene meno dello 0,15% di carbonio ed è raffreddato rapidamente dall'intervallo critico di temperature ($A1 < T < A3$), le isole di austenite si trasformano in martensite. Se invece l'acciaio è raffreddato lentamente (meno di 10 °C al secondo) dalla temperatura di ricottura ad A1, non c'è ragione di tipo metallurgico per raffreddare lentamente dopo che la trasformazione dell'austenite si è completata; in ogni caso il raffreddamento controllato (circa 5-8 °C al secondo) nell'intervallo di temperature 510 – 420 °C, è necessario per limitare le conseguenze dell'invecchiamento.

3.3 CONTROLLI NON DISTRUTTIVI

I **Controlli Non Distruttivi (CND)** sono il complesso di esami, prove e rilievi condotti impiegando metodi che non alterano il materiale e non richiedono la distruzione o l'asportazione di campioni dalla struttura in esame; tali controlli sono finalizzati alla ricerca ed identificazione di difetti strutturali della struttura stessa.

Si usa spesso l'[acronimo](#) **NDT**, derivato dall'espressione [inglese](#) *Non Destructive Testing* o l'[acronimo](#) **PnD**, derivato dall'espressione *Prove non Distruttive*.

Vengono utilizzati i metodi di Controllo Non Distruttivo per l'analisi di ogni singolo pezzo, sostituendo in molti campi (come in quello della produzione di tubi) il più incerto "controllo distruttivo a campione", per l'importanza critica di taluni prodotti che devono essere controllati per la verifica della loro integrità e conformità alle norme vigenti.

Molte prove per determinare la bontà della saldatura nei tubi, impiegano un **NDT agli ultrasuoni** per le ispezioni in profondità e un **eddy current testing** per le ispezioni superficiali; per la verifica della tenuta in pressione dei tubi, viene comunemente utilizzato un altro test non distruttivo chiamato **prova idrostatica**.

3.3.1 EDDY CURRENT TESTING

L' eddy current testing (ECT) è una prova basata sul principio fisico dell'induzione elettromagnetica, non distruttiva e senza contatto per l'ispezione di corpi metallici; nel test, una bobina alimentata in corrente alternata ed alloggiata in una sonda, viene avvicinata al corpo metallico in prova, il quale investito da un flusso magnetico variabile nel tempo diviene sede di correnti indotte aventi un andamento speculare a quello della corrente nell'induttore della sonda.

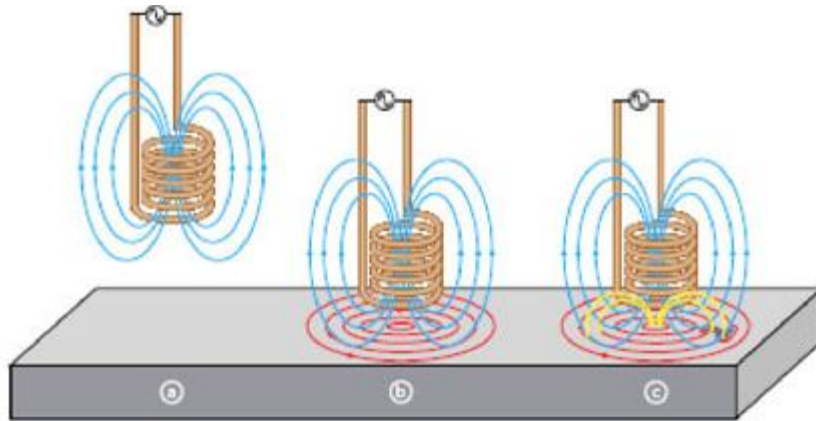


Figura 3.8: Principio di funzionamento dell'ECT

Cambiamenti nello spessore del campione o difetti nella struttura come cricche, porteranno a interruzioni o cambiamenti di ampiezza delle correnti indotte e dell'associato campo magnetico; come conseguenza si avranno delle variazioni nel valore dell'impedenza in modulo e fase del sistema carico-induttore che verranno plottate dallo strumento per identificare le zone non conformi del campione in prova.

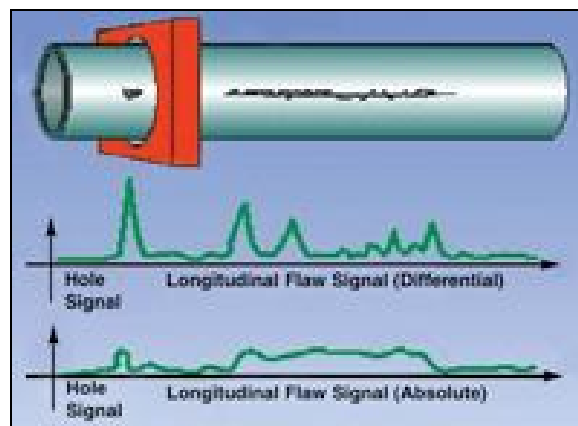


Figura 3.9: Segnale in presenza di campione non conforme

Come noto, la densità delle correnti indotte è maggiore nella superficie del pezzo in prova per poi andare a decrescere esponenzialmente verso l'interno (approssimativamente con $e^{-x/\zeta}$, dove ζ è lo spessore di penetrazione elettrico); ciò significa che variazioni della resistività del materiale in prova, della permeabilità magnetica, della frequenza della corrente nell'induttore della sonda e della

geometria dello stesso induttore di prova, andranno ad influire sulla sensibilità, sulla risoluzione e sulla penetrazione del test.

Come effetti della variazione delle grandezze sopra citate, si ha che usando frequenze di prova alte si penetra poco nel materiale avendo così un'alta risoluzione nella zona superficiale del pezzo, mentre a frequenze basse si riesce ad ispezionare il campione più in profondità; usando induttori di grosse dimensioni si riesce ad ispezionare un'ampia porzione di materiale, ma di contro induttori di piccola taglia sono maggiormente sensibili a difetti di piccola entità.

Ovviamente resistività e permeabilità sono grandezze del materiale in prova, ma frequenza di lavoro e dimensioni dell'induttore sono caratteristiche del dispositivo di misura che devono essere scelte in base all'oggetto da testare.

3.3.2 PROVA AGLI ULTRASUONI

Le Prove non distruttive con ultrasuoni sfruttano i fenomeni della propagazione nella materia di fasci di onde elastiche, ovvero di onde di compressione e decompressione aventi frequenza superiore a quella dei suoni udibili dall'orecchio umano. Le onde ultrasonore che sono inviate nel sistema spaziale da esaminare, sono attenuate dalla materia che incontrano e da essa riflesse, deviate o assorbite a causa dalle discontinuità presenti nella stessa.

Il fascio d'onde ultrasonore (il segnale) è generato sfruttando le proprietà piezoelettriche o magnetostrittive di alcuni cristalli, che hanno la capacità di contrarsi ed espandersi sotto l'azione di un campo elettrico o di un campo magnetico alternato; le vibrazioni del cristallo producono onde elastiche, di frequenza dipendente dal rapporto tra spessore e diametro del cristallo piezoelettrico. Gli ultrasuoni così generati sono trasferiti direttamente nel materiale da controllare grazie al contatto o più propriamente al semplice accostamento del generatore (trasduttore) alla superficie del pezzo, purché esista un mezzo d'impedenza acustica adeguata tra le due interfacce; infatti un'eccessiva differenza d'impedenza rende difficile o impossibile il trasferimento degli ultrasuoni da un mezzo all' altro (l'acqua risulta essere il miglior accoppiante ed in alternativa si possono utilizzare sospensioni o soluzioni acquose sature di colle cellulosiche).

Il fascio d'onde ultrasonore si propaga nel materiale da esaminare con la stessa frequenza con cui è stato generato dal cristallo, e con una velocità che dipende dal materiale attraversato; quando il fascio incontrerà un ostacolo verrà riflesso, assorbito, deviato o diffratto seguendo le leggi comuni a tutti i fenomeni di propagazione delle onde. Le onde riflesse possiedono la stessa frequenza di quelle incidenti, ma sono sfasate rispetto ad esse in funzione del cammino percorso.

L'energia assorbita dal difetto colpito dalle onde incidenti fa sì che esso possa vibrare emettendo a sua volta onde elastiche di frequenza tipica della sua risonanza e variamente sfasate; dunque il segnale che ritorna verso il trasduttore è molto complesso perché è la risultante della sommatoria di molte onde sfasate e di uguale frequenza, e di altre onde sfasate tra loro ma di frequenza diversa. Tale segnale si definisce "tempo di volo" ed esprime la distanza percorsa dal treno di onde ultrasonore per colpire l'indicazione e tornare al cristallo.

Le informazioni riguardanti il posizionamento geometrico di tale difetto e la sua natura vengono quindi ricavate con semplici calcoli trigonometrici e con la valutazione dinamica del comportamento del segnale.

Il fenomeno fisico della piezoelettricità o magnetostrizione che è stato sfruttato per generare l'onda è reversibile; ne deriva che lo stesso cristallo capace di emettere ultrasuoni, può generare un segnale elettrico o magnetico quando venga investito da un

fascio d'onde elastiche. Perciò quando l'onda riflessa od emessa dall' ostacolo ritorna alla sonda che l' ha generata, darà un segnale elettrico che opportunamente amplificato e filtrato potrà essere visualizzato sul quadrante dell'oscilloscopio o su un monitor.

La filtrazione del segnale (necessaria per renderlo comprensibile all'operatore) elimina di fatto tutte le informazioni utili per identificare la forma e la geometria della discontinuità, lasciando soltanto quelle relative alla distanza dell'ostacolo dal trasduttore.

Quando la presenza di un difetto viene individuata, l' intensità dell' eco del difetto o la diminuzione dell' intensità dell' eco del fondo vengono confrontate con quelle degli echi di difetti di entità note, o

con delle scale chiamate AVG; in tal modo è possibile assegnare ad ogni difetto una dimensione equivalente, cioè è possibile affermare che le sue dimensioni e la sua forma sono tali da generare un eco simile a quello di un foro di diametro definito e posizionato alla stessa distanza dal trasduttore. La dimensione equivalente non è direttamente collegabile con quella reale, ma è un parametro approssimativo necessario per classificare l'entità dei difetti rivelati.

3.3.3 PROVA IDROSTATICA

La prova idrostatica è il test più comunemente utilizzato per rilevare le perdite in tubi od altri recipienti in pressione, e quindi per verificarne la tenuta.

La prova viene svolta in base alle specifiche ed agli accordi presi tra costruttore e cliente, e consiste nel riempire il tubo con un liquido incompressibile (solitamente acqua od eventualmente olio) misto ad un colorante fluorescente per osservare eventuali perdite o vistosi cambiamenti di forma dell'oggetto in prova; la pressione di prova è notevolmente superiore alla pressione massima d'esercizio del tubo (generalmente almeno il 125%), al fine di avere un buon margine di sicurezza.

Per tubi di piccola taglia si utilizza un test detto **a camicia d'acqua**, che consiste nell'immergere il campione in prova in un contenitore pieno d'acqua per poi osservarne la variazione del volume quando è alla pressione di prova; il tubo viene pressurizzato per almeno 30 secondi e poi depressurizzato, con lo scopo di andare a misurare la variazione dell'altezza della camicia d'acqua quando l'oggetto è in pressione: se finito il test il livello dell'acqua della camicia è salito rispetto all'inizio, significa che o dell'acqua è fuoriuscita dal tubo o il tubo ha subito delle deformazioni permanenti, con conseguente fallimento del test.



Figura 3.10: Esempio di prova idrostatica

3.4 SALDATURA DEI TUBI IN ACCIAIO INOX

La saldatura dei tubi in acciaio inossidabile differisce sostanzialmente dalla saldatura dei tubi in acciaio al carbonio, ma la differenza più importante è legata al punto di fusione degli ossidi che si formano sui bordi durante il processo di saldatura.

Negli acciai al carbonio gli ossidi fondono ad una temperatura inferiore a quella dell'acciaio stesso, e trovandosi allo stato liquido vengono espulsi dal cordone di saldatura grazie alla pressione applicata dalle weld rolls.

Invece gli acciai inox, austenitici o ferritici che siano, presentano una notevole quantità di cromo come elemento di lega, che durante il processo porta alla formazione di ossidi refrattari aventi un punto di fusione elevato ed addirittura superiore a quello dell'inox stesso; si ha quindi che l'acciaio inox raggiunge la temperatura di rammollimento prima che gli ossidi fondano, vanificando l'effetto di "pulizia" ottenuto con lo squeeze-out attuato grazie alle ruote di saldatura.

Se gli ossidi di cromo restano inglobati nel cordone di saldatura vanno a costituire una discontinuità che causerà fragilità e corrosione; per evitare il problema si va a far fondere una certa quantità di metallo del Vee, in modo che l'effetto di squeeze-out creato dalle ruote di saldatura porti all'espulsione anche degli ossidi non fusi.

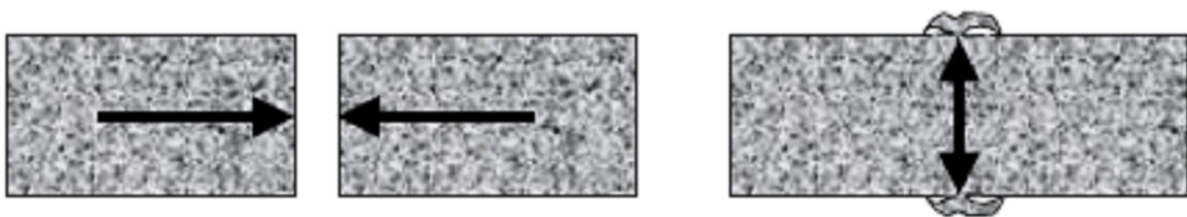


Figura 3.11: Squeeze-out di materiale fuso

Bisogna prestare attenzione a non lavorare con eccessive quantità di materiale fuso, dato che si andrebbe incontro a difetti se non ad instabilità nella saldatura del Vee, oltre che a inconvenienti gravi come interruzioni di linea se si arriva ad accumuli importanti di materiale su zone come impeder, rulli e supporti.

Altro problema risiede nel fatto che il carbonio si può combinare col cromo per formare nell'area di saldatura dei carburi di cromo molto resistenti; diventa quindi necessario tenere basso il tenore di carbonio per evitare l'insorgenza d'incrinature nella saldatura e per evitare problemi di ossidazione e corrosione dell'acciaio, dato che il cromo così combinato col carbonio non presenta più le sue proprietà "protettive".

Un'ultima differenza dell'acciaio inox rispetto al comune acciaio al carbonio, risiede nella sua maggiore elasticità che obbliga a lavorare durante il processo con i bordi del Vee perfettamente paralleli, onde evitare che si richiudano su se stessi.

3.4.1 CONDIZIONI DEI BORDI DEL NASTRO

Per ottenere una buona saldatura con l'acciaio inossidabile è essenziale avere i bordi del nastro in lavorazione in ottime condizioni, con un profilo liscio e con al massimo delle leggere bave.



Figura 3.12: Esempi di difetti nei bordi del nastro

Al fine di avere un materiale con un così elevato standard di qualità è necessario prestare attenzione anche durante il trasporto, per evitare urti tra i rotoli di nastro che ne comprometterebbero la qualità; in ogni caso per i produttori di tubi è buona norma provvedere alla rifilatura del nastro prima della saldatura, per poter così avere un ottimo prodotto finito anche se a costi leggermente superiori per gli scarti di lavorazione.

Bisogna anche tenere pulite le varie sezioni dell'impianto, con particolare riferimento ai vari blocchi di ruote, dato che la presenza d'impurità nei bordi in saldatura (sporco, olio ecc.) sarà motivo di difetti di saldatura.

3.4.2 SCHEGGE

Le schegge che si creano durante il processo di saldatura sono generalmente di forma allungata e di piccole dimensioni, ma ciò nonostante possono portare a grossi problemi. Generalmente si vengono a formare in seguito allo sfregamento dei bordi del nastro contro varie parti metalliche dell'impianto di produzione, come ad esempio guide e ruote formanti.

I problemi introdotti dalle schegge, sono legati alla qualità della saldatura se vengono inglobate nel cordone, ma soprattutto sono legati al fatto che se finiscono nell'area dell'induttore possono portare all'instaurarsi di archi elettrici tra spira e pezzo o tra spire adiacenti.

L'instaurarsi di un arco elettrico porta ad una temporanea deviazione delle correnti sul Vee di saldatura che scaturisce in una transitoria riduzione della temperatura nel punto di saldatura con conseguente difetto del pezzo.

Se una scheggia finisce tra i due bordi in saldatura, crea un cortocircuito tra il Vee prima del punto di chiusura (vedi *Figura 3.13*)

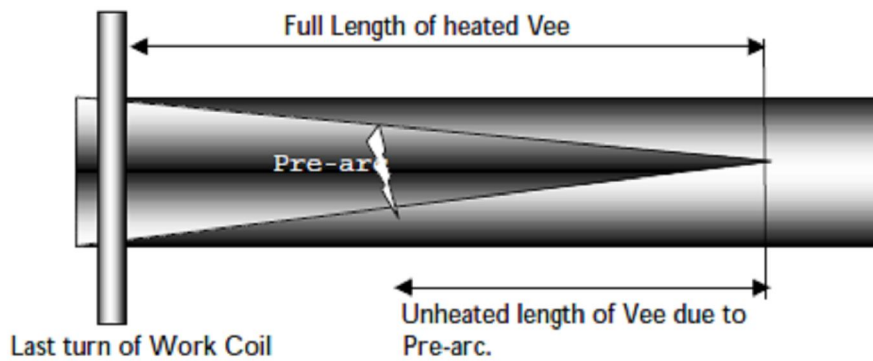


Figura 3.13: Cortocircuito nel Vee causato da schegge

La scheggia in questa situazione vaporizza, ma durante il tempo necessario per tornare alla normalità, la corrente che usualmente scorre tra il punto di cortocircuito fino all'apice del Vee è interrotta con conseguente abbassamento della temperatura sui bordi ed annesso difetto di produzione.

Grazie all'ormai diffuso impiego di invertitori allo stato solido, questo problema viene meno sentito dato che i bassi valori di tensione con cui si va ad alimentare la bobina rendono meno probabile l'innescarsi di un arco elettrico.

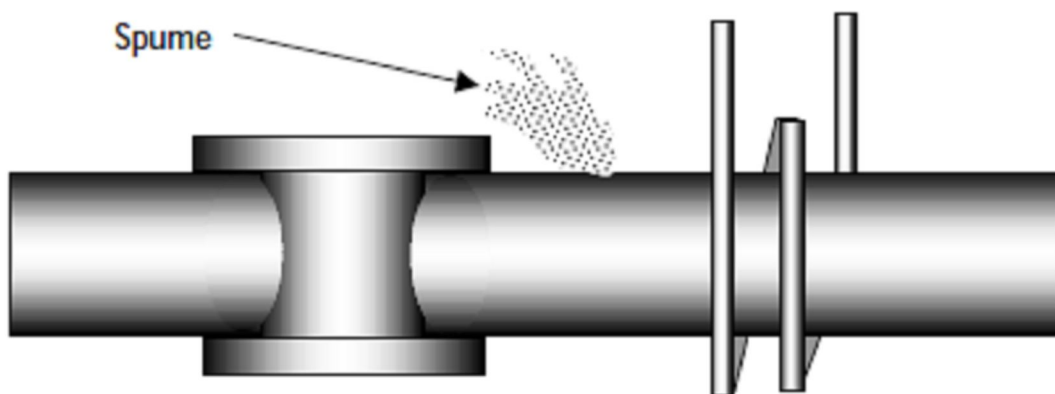
3.4.3 ACQUA E SCHIUMA

Per gli acciai inox la presenza di acqua nella zona di saldatura è un grosso problema; infatti alla temperatura di saldatura a cui si trovano i bordi, l'acqua non vaporizza ma si dissocia in ossigeno monoatomico ed in idrogeno.

Dato che l'ossigeno monoatomico è molto più reattivo dell' O_2 , l'ossido di cromo si riforma subito nei profili di saldatura con i conseguenti problemi già citati.

Ecco spiegato perché negli acciai inox con forte presenza di cromo è bene escludere l'acqua dall'area di saldatura, ed è questo uno dei casi in cui si potrebbe impiegare un impeder raffreddato a liquido con un circuito di ritorno ed un'atmosfera in gas inerte per evitare fenomeni di ossidazione (vedi il *paragrafo 4.2*); inoltre l'acqua utilizzata per il raffreddamento delle ruote di saldatura, per gli stessi motivi, non deve entrare in contatto con l'area del Vee.

Schiuma è il nome dato alle piccole particelle di metallo ed ossidi che vengono espulse dal Vee durante l'operazione di saldatura, a causa delle elevate forze elettromagnetiche prodotte dalla corrente dell'induttore.



Queste particelle di metallo miste ad ossidi, sono caratterizzate da un'elevata durezza e se si accumulano sui rulli di saldatura possono portare a graffiature e a marcature del tubo, mentre porteranno a difetti di saldatura qualora si depositino sulla bobina o sui bordi del nastro.

Per arginare questo problema esistono sistemi di rimozione ed addirittura altri di aspirazione della schiuma.

La schiuma ha però anche una sua utilità; infatti la regolazione della potenza del sistema è generalmente fatta osservando la schiuma espulsa dal vertice del Vee.

Una schiuma moderata è il migliore indicatore di una adeguata potenza di saldatura, mentre una schiuma irregolare è indice di saldatura irregolare e di scarsa qualità.

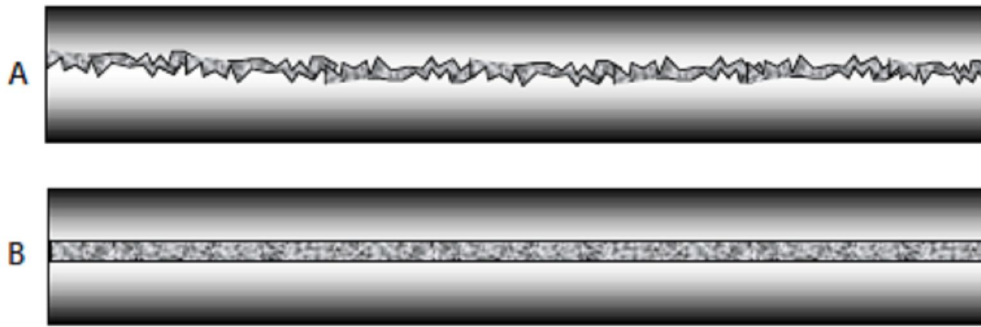


Figura 3.14: Saldatura ottimale (B) e saldatura irregolare (A)

Capitolo 4

IL CONVERTITORE E L` INDUTTORE DI LAVORO

4.1 PRINCIPIO FISICO DELLA SALDATURA AD ALTA FREQUENZA

La saldatura di tubi ad alta frequenza è uno dei tanti processi oggi utilizzati, che sfruttano l'induzione elettromagnetica per il riscaldamento di corpi elettricamente conduttori.

I principali fattori di successo che hanno portato alla grande diffusione di questa tecnologia, per le particolari caratteristiche che la rendono insostituibile in molti processi industriali, sono i seguenti:

- lo sviluppo di calore internamente al corpo da riscaldare
- la possibilità di localizzare il calore in determinate zone
- una rigorosa ripetibilità dei trattamenti termici e quindi la costanza delle caratteristiche del prodotto finito
- la possibilità di mettere in gioco potenze specifiche elevate e quindi di realizzare riscaldamenti in tempi molto brevi
- i vantaggi legati all'utilizzo dell'energia elettrica per quanto riguarda la sicurezza di fornitura dell'energia e la maggiore flessibilità d'impiego degli impianti

I principi su cui si basa il riscaldamento ad induzione, sono ben noti e sono essenzialmente quattro; la produzione di calore viene realizzata mediante correnti indotte nel corpo da riscaldare per induzione elettromagnetica (**leggi di Maxwell**), quando questo viene sottoposto all'azione di un campo magnetico alternativo; le correnti indotte, che hanno una distribuzione disuniforme a causa dell'**effetto pelle** e di quello **di prossimità**, danno luogo a perdite per **effetto Joule** nel materiale da riscaldare, costituendo le sorgenti di calore necessarie ad aumentare la temperatura del corpo. Infine l'andamento delle temperature nel corpo in riscaldamento è determinato dalla conduzione termica con l'**equazione di Fourier**.

Entrando nello specifico della saldatura dei tubi, il campo magnetico di eccitazione viene ottenuto facendo circolare una corrente d'intensità e frequenza opportune in una bobina induttrice, realizzata in tubo di rame raffreddato con circolazione interna d'acqua, posta attorno al carico da riscaldare (il nastro); l'alimentazione della bobina induttrice viene effettuata a frequenze generalmente comprese tra i 150 e i 400 [kHz] ottenute mediante IGBT o MOS transistor a seconda della frequenza di lavoro.

Tale campo magnetico va a coinvolgere la struttura aperta del tubo, che per la legge di **Faraday-Neumann** diverrà sede di forze elettromotrici indotte:

$$\bar{e} = - \frac{d\bar{\Phi}}{dt} \quad (4.1)$$

Naturalmente essendo il tubo costituito di materiale conduttore, esso sarà sede di correnti indotte circolanti in senso tale da opporsi alla causa che le hanno create (**legge di Lenz**), ovvero in maniera speculare alla corrente di eccitazione; seguendo tale legge fisica le correnti indotte dovrebbero

circolare attorno la circonferenza del tubo e in senso opposto al verso di circolazione della corrente nell'induttore, ma essendo il tubo ancora una struttura aperta le correnti si richiuderanno risalendo il bordo lungo il Vee, fino al punto di saldatura come mostrato in *Figura 4.1*:

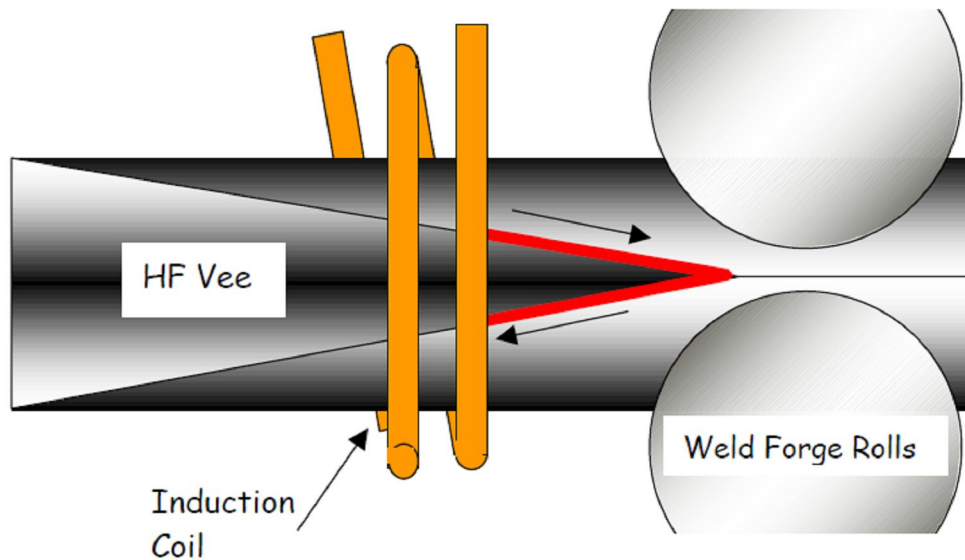


Figura 4.1: Andamento delle correnti indotte nel tubo

Inoltre, considerando le alte frequenze a cui si va a lavorare, le correnti indotte che fluiscono lungo il Vee tendono ad addensarsi verso i bordi del nastro a causa di due fenomeni, dovuti all'iterazione tra campi magnetici e le correnti stesse:

- l'**effetto pelle**, che porta la corrente ad addensarsi maggiormente nella zona superficiale del bordo
- l'**effetto di prossimità**, che porta all'addensamento della correnti lungo i bordi in virtù del fatto che lungo i lati del Vee le correnti hanno un verso opposto di circolazione

Purtroppo non tutte le correnti indotte circolano verso il bordo di saldatura, ma possono circolare in altre zone non d'interesse con un conseguente calo dell'efficienza del processo; questo accade perché l'impedenza (a queste frequenze coincide con la reattanza induttiva) associata alla superficie interna del tubo è di ordine di grandezza comparabile con l'impedenza associata al percorso lungo il Vee. Ne consegue che quota parte delle correnti indotte invece di fluire verso il bordo di saldatura, si chiudono circolando tra la superficie esterna e quella interna del tubo (vedi *Figura 4.2*).

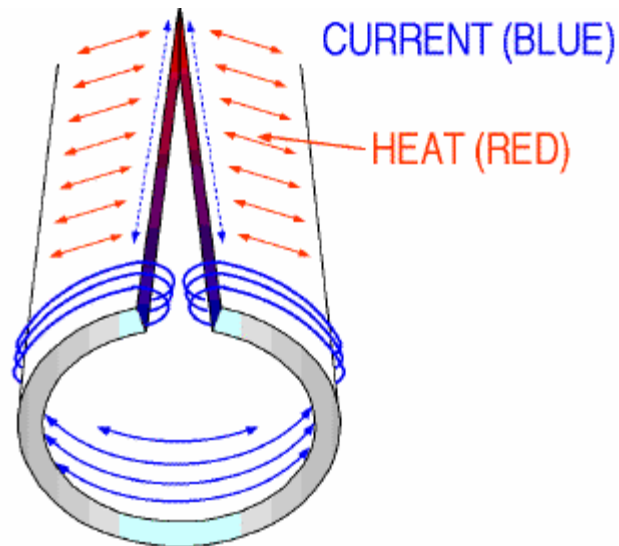


Figura 4.2: Percorsi delle correnti indotte (in blu)

Queste correnti non sono di alcuna utilità al processo, dato che le correnti utili al fine della saldatura sono quelle che si incanalano lungo i bordi del Vee portandolo alla temperatura di lavorazione; per aumentare il rendimento del processo, che in questo campo è inteso come il rapporto tra la potenza sul Vee e la totale potenza trasferita al tubo, si inserisce un cilindro di materiale ferromagnetico (**impeder**) sotto l'area di saldatura permettendo di ottenere una maggiore concentrazione di potenza lungo il Vee (vedi paragrafo 4.2).

4.2 L'IMPEDER

Per aumentare l'efficienza del processo s'inserisce all'interno del tubo sotto l'area di saldatura un **impeder**, ovvero una barra di materiale ferromagnetico.



Figura 4.3: Esempi d'impeder

Come primo effetto di tale operazione, si ha che l'induttanza associata a percorsi che circondano l'impeder aumenta; ricordando che alle alte frequenze è l'induttanza che gestisce il flusso della corrente, ne scaturisce che i percorsi lungo la circonferenza del tubo assumono un'impedenza maggiore rispetto a quella del Vee, portando una maggiore quota di corrente a fluire lungo i bordi di saldatura.

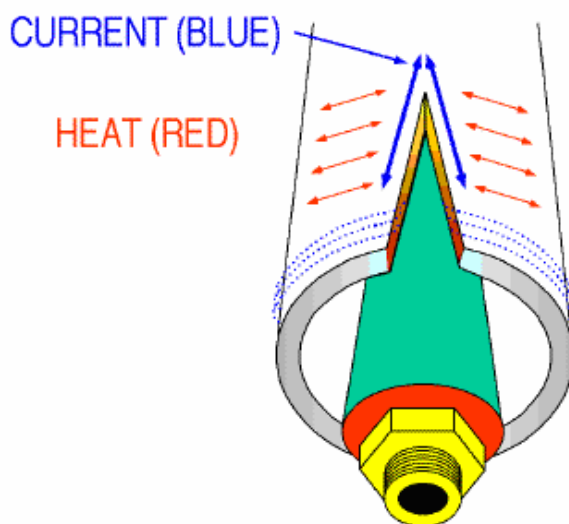


Figura 4.3: Percorsi delle correnti indotte con l'introduzione dell'impeder

Altro effetto positivo in termini di rendimento apportato dall'impiego dell'impeder, risiede nel fatto che esso porta quasi la totalità del flusso a concatenarsi col tubo.

Se si pensa al principio fisico di lavoro di una saldatrice ad induzione, ci si accorge che è del tutto simile a quello di un trasformatore, dove la bobina induttrice corrisponde al primario e il tubo

all'avvolgimento secondario; l'impeder svolge proprio la funzione del nucleo ferromagnetico di un trasformatore, evitando che parte del flusso non concateni il secondario (→ tubo) trasformandosi in flusso disperso. Tale flusso disperso in termini di circuito equivalente è rappresentabile come una reattanza in serie al tubo, con una caduta di tensione associata ed un conseguente minor rendimento, ed è proprio l'introduzione del nucleo di materiale ferromagnetico che porta ad un drastico abbassamento dei valori della reattanza di dispersione.

Un terzo effetto introdotto dall'impeder porta le correnti indotte nel tubo a fluire nel lato opposto del tubo in cui è posto, ovvero le porta ad addensarsi verso la superficie esterna del Vee di saldatura; questo fenomeno è dovuto al fatto che le linee di flusso che ora attraversano l'impeder inducono delle fem nella superficie interna del tubo aventi la stessa polarità delle fem indotte sulla superficie esterna, aumentando così l'impedenza della superficie interna del tubo.

Inizialmente si usavano degli **imperder in ferro dolce**, ma le correnti parassite e quindi le perdite associate ne hanno limitato l'impiego a basse potenze e a basse frequenze.

Con l'impiego delle **ferriti** (materiali ceramici a base ossido di ferro ed altri metalli) si è arginato il problema grazie alle loro ottime caratteristiche magnetiche e grazie alla presenza dell'ossigeno che ne incrementa notevolmente la resistività elettrica.

Le prime ferriti impiegate erano a base di ossido di ferro e nichel, ma andavano bene per applicazioni con alte frequenze e basse potenze, fattore questo che non le rendeva idonee per la saldatura ad induzione; per le applicazioni di saldatura si impiegano invece ferriti **a base di ossido di ferro, zinco e manganese** che permettono di lavorare in sistemi con alti livelli di potenza data la loro bassa cifra di perdita.

L'impeder necessita anche di un **sistema di raffreddamento** per asportare il calore prodotto dalle perdite per correnti parassite e per isteresi che necessariamente lo coinvolgeranno; a titolo d'esempio si pensi che un comune impeder in ferrite a base di zinco e manganese perde a 400 [kHz] tra i 5 e i 10 [kW/kg], anche se esistono nuovi tipi di materiali che limitano le perdite a circa 1 [kW/kg].

Tale sistema di raffreddamento deve essere accuratamente dimensionato per garantire che la temperatura non raggiunga mai i valori di Curie (circa 250 °C per i comuni impeder in ferrite), cosa che se avvenisse porterebbe l'impeder ad avere una permeabilità prossima a quella dell'aria e ad essere quindi un elemento di solo consumo energetico, con ovvio calo del rendimento del sistema; inoltre un insufficiente asporto di calore, a lungo andare

può portare ad un depauperamento delle sue prestazioni oltre che ad una drastica riduzione della sua durata di vita.

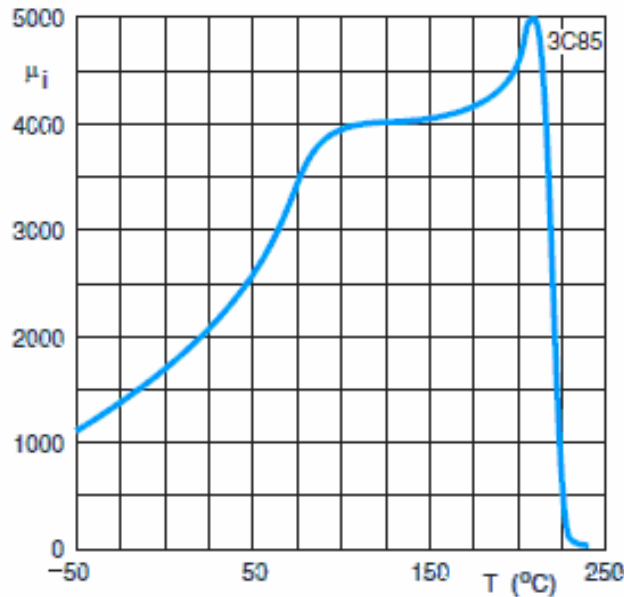


Figura 4.4: Andamento della permeabilità iniziale della ferrite con la temperatura

Nella maggior parte dei casi viene utilizzato il **raffreddamento liquido**, ma in casi particolari dove non può essere utilizzato si impiegano **sistemi di raffreddamento ad aria** o **ad azoto**.

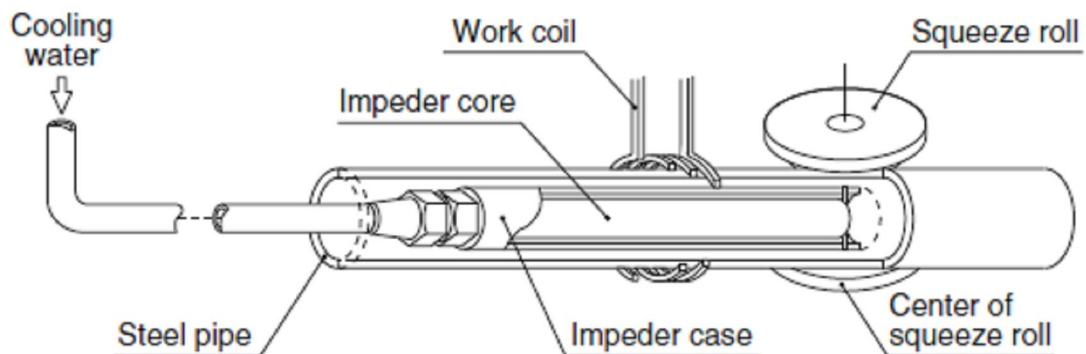


Figura 4.5: Sistema di raffreddamento a liquido e posizione dell'impeder

Per avere un buon rendimento l'impeder dovrebbe estendersi dai rulli saldatori e attraverso l'induttore sino ad una distanza speculare dall'altro lato, quindi la lunghezza

minima dovrebbe essere pari a due volte la distanza tra il centro della bobina e il centro delle weld rolls.

Aumentando ancora la lunghezza dell'impeder si avrebbero leggeri miglioramenti del rendimento, ma non convenienti dal punto di vista economico; il suo posizionamento ideale sarebbe a ridosso del Vee, ma per evitare danni da contatto viene posizionato sotto i bordi del nastro in saldatura ad una distanza pari a circa il doppio dello spessore del tubo.

4.3 L'INDUTTORE DI LAVORO

Come già accennato, l'induttore di lavoro è generalmente realizzato con tubo di rame raffreddato internamente ad acqua.

La corrente nella bobina cresce col valore della potenza di saldatura e diminuisce al crescere della frequenza di lavoro, ma in ogni caso è sempre dell'ordine delle migliaia di Ampère; naturalmente l'induttore è progettato in modo tale da minimizzare le perdite per effetto Joule in esso sviluppate, tenendo anche conto che la corrente non si distribuisce in maniera uniforme a causa dell'effetto pelle e di prossimità, che alle frequenze di lavoro usuali si fanno pesantemente sentire.

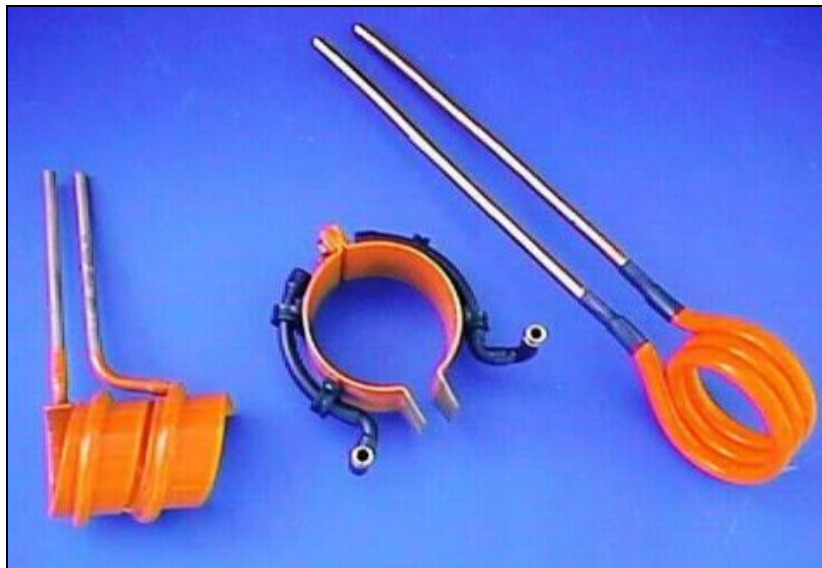


Figura 4.6: Esempio d'induttori utilizzati nella saldatura di tubi

La posizione della bobina dipende dalla lunghezza del Vee di saldatura, ma in ogni caso viene posizionata il più possibile vicino alle ruote di saldatura, evitando però di indurre in queste e nelle loro strutture portanti delle correnti elevate; rispetto al carico l'induttore viene quasi sempre posizionato in maniera centrata.

Da un punto di vista puramente elettrico, la bobina presenta il suo massimo rendimento quando il suo diametro equivale alla sua lunghezza; si consideri però più lungo è l'induttore maggiori sono le perdite per conduzione termica nel tubo (il calore va ad interessare zone lontane dal profilo di saldatura), mentre ridurre troppo la lunghezza porterebbe ad avere valori d'induttanza associati troppo grandi, e tali da limitare la potenza trasferibile al tubo.

Le bobine per inverter allo stato solido lavorano a basse tensioni ed alte correnti e sono usualmente monospira o bispira; è chiaro che le connessioni devono essere eseguite con la massima accuratezza, visto che anche un solo mΩ di resistenza di contatto in più, porta alla dissipazione di qualche kW.

Le bobine destinate invece agli oscillatori a triodi (ormai quasi del tutto sostituiti da quelli allo stato solido) vengono realizzate con un numero maggiore di spire, per adattarsi all'impedenza d'uscita che assume valori sicuramente maggiori di quella degli inverter allo stato solido.

4.4 LA LUNGHEZZA E L'ANGOLO DEL VEE

La lunghezza del Vee è legata dalla posizione della bobina (determinata dalla dimensione del tubo e delle weld rolls) e dalla lunghezza dell'induttore di lavoro.

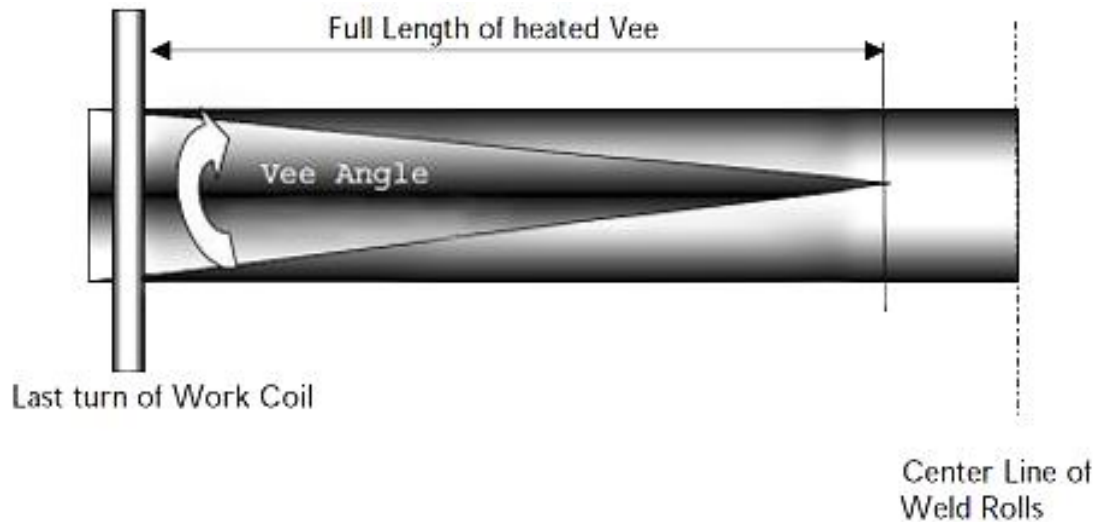


Figura 4.7: Definizione di lunghezza ed angolo del Vee

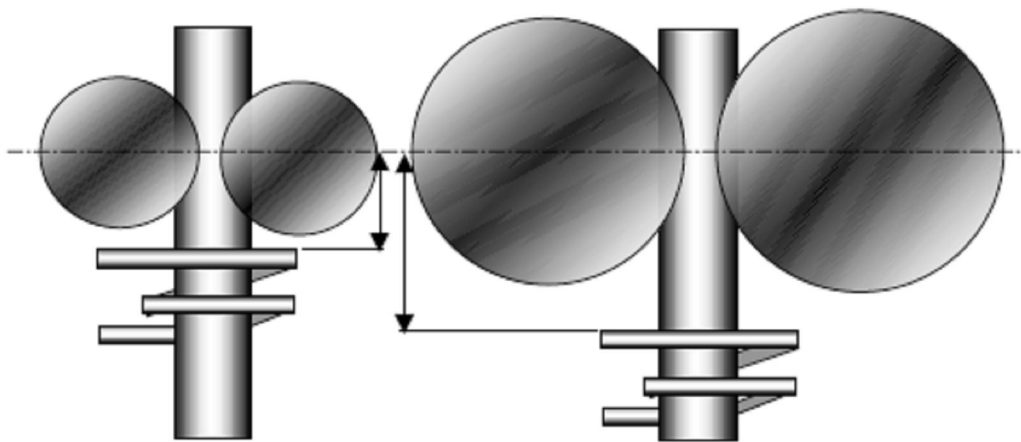


Figura 4.8: Influenza della dimensione delle weld rolls sulla lunghezza del Vee

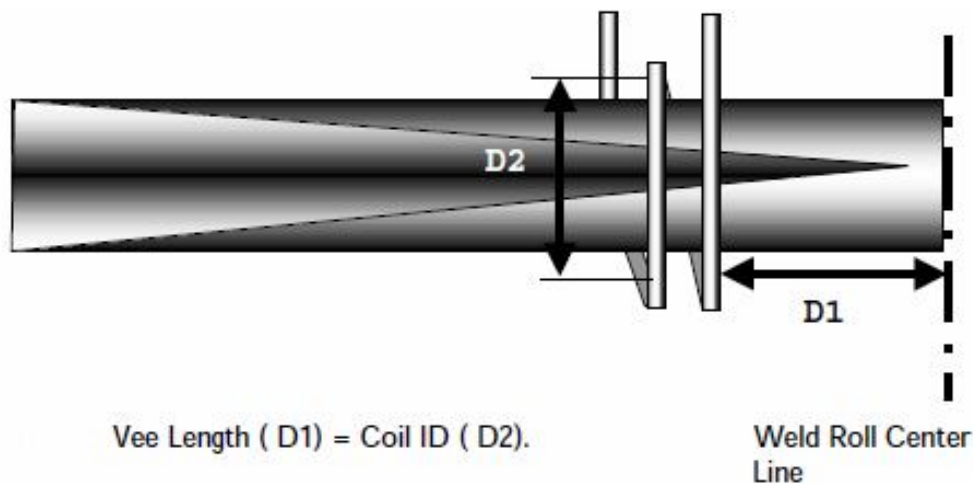
Eventuali scelte riguardanti la lunghezza del Vee (dove con y_0 intendiamo la sua lunghezza), devono tenere conto delle seguenti considerazioni:

- il buon rendimento di una saldatrice ad induzione è dovuto al fatto che solo una piccola parte del metallo viene riscaldata, quindi aumentando y_0 , si ha che i tempi di riscaldamento si dilatano andando ad incrementare la quantità di calore condotta lontana dai bordi verso

altre zone del tubo; come conseguenza si ha un maggiore impiego d'energia ed una maggiore larghezza della HAZ (zona con temperature superiori ai 650 °C)

- come già detto la distribuzione delle correnti indotte tra il Vee e la superficie interna del tubo dipende dall'impedenza associata ai due percorsi. Una Vee estesa ha una maggiore impedenza associata che spinge le correnti verso zone non interessate dalla saldatura; questa considerazione è particolarmente importante per la produzione di tubi di piccole dimensioni, che a causa del poco spazio disponibile per l'impeder lavorano già con bassa efficienza
- la distribuzione della potenza attraverso la faccia del profilo è abbastanza regolare, ma la minore conduzione termica che si ha negli angoli potrebbe portare ad avere delle temperature troppo elevate in queste zone, prima che la zona centrale del bordo del nastro raggiunga la temperatura di lavoro; tale fenomeno potrebbe essere ridotto aumentando la lunghezza del Vee oppure abbassando la frequenza
- le ruote di saldatura sono usualmente di acciaio e potrebbero essere soggette a temperature troppo elevate a causa delle correnti parassite; è necessario quindi disporle ad una distanza accettabile dall'induttore a meno che non s'impieghino ruote di materiale non magnetico per ridurre il problema

Alla luce di tali considerazioni, è raccomandabile utilizzare lunghezze del Vee e bobine di lavoro limitate a meno che non si riscontrino pesanti disuniformità nella distribuzione delle temperature. Comunque, generalmente *la lunghezza ottimale del Vee è di un valore circa pari al diametro interno dell'induttore di lavoro.*



Lavorando in fase di saldatura con i lati del profilo vicini (con bassi valori dell'angolo del Vee) si avrà un'induttanza associata bassa, fattore che porta ad incrementare l'efficienza del processo. Purtroppo c'è un limite alla riduzione di tale angolo, dato che angoli piccoli portano ad avere piccole lunghezze del profilo con conseguente aumento della disuniformità delle temperature sui bordi; inoltre considerando gli elevati valori dell'induzione magnetica a cui si lavora, la differenza di potenziale tra i bordi potrebbe essere sufficiente a ionizzare l'aria e ad innescare scariche.

Per risolvere questo inconveniente si può abbassare la frequenza, riducendo così la differenza di potenziale tra i bordi, ma solitamente si preferisce limitare il valore dell'angolo del Vee a 2-3 ° per gli acciai magnetici e 4-8 ° per gli acciai non magnetici e per i materiali non ferrosi.

4.5 LE RUOTE DI SALDATURA

Se i parametri del processo sono impostati correttamente, i profili del nastro in uscita dall'induttore non devono raggiungere le temperature di fusione.

Si assume che il metallo sia completamente fuso alla temperatura di 1700 °C e parzialmente fuso tra i 1550 e i 1700 °C; materiale fuso in eccesso, porta a problemi in linea che possono scaturire anche in interruzioni della produzione, qualora il metallo vada ad accumularsi sopra l'impeder (in tal caso se ne riduce la durata di vita) andando in contatto con il nastro in transito.

Appurato che la temperatura del metallo riscaldato dalla bobina di lavoro sia nel range ottimale della temperatura di forgia (tra i 900 e i 1500 °C), i due bordi del Vee possono venire pressati insieme dalle ruote di saldatura che possono essere presenti in numero variabile da due a cinque, a seconda delle dimensioni del tubo in produzione.

Questa sezione della macchina è soggetta ad alte temperature, e per tale motivo viene continuamente raffreddata come mostrato in *Figura 4.9*.

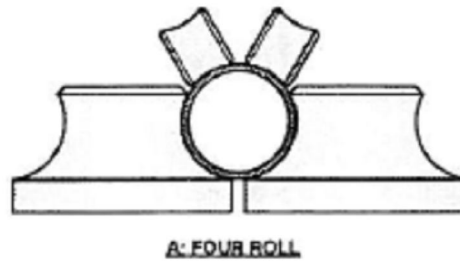


Figura 4.9: Raffreddamento delle ruote saldatrici

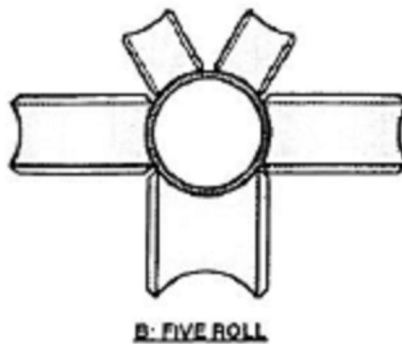
Le weld rolls sono anche interessate da importanti shock termici, motivo per cui si richiede che ruote e supporti siano il più piccoli possibile; va però tenuto conto che più piccole sono le ruote, maggiore sarà la loro velocità di rotazione con conseguente riduzione della durata di vita.

Da queste considerazioni nascono diverse varianti del sistema di ruote prementi:

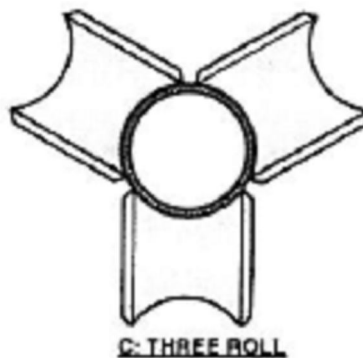
1. Sistema a quattro ruote, impiegati per tubi di grosse dimensioni



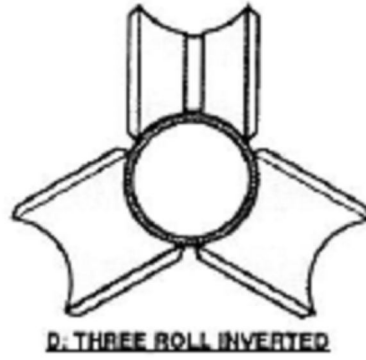
2. Variante a cinque ruote del precedente sistema, sempre per tubi di grosse dimensioni



3. Sistema a tre ruote che permette di eliminare i disallineamenti tra i bordi in saldatura; è usato per tubi con un basso rapporto diametro-spessore



4. Sistema a tre ruote (invertite rispetto al caso 3) che permette di eliminare i disallineamenti tra i bordi in saldatura; è usato per tubi con un alto rapporto diametro-spessore



5. Per tubi di piccolo diametro vengono sempre adottati sistemi a due ruote

4.6 ALIMENTAZIONE DELLA SALDATRICE

Negli ultimi anni le saldatrici che utilizzano inverter allo stato solido hanno quasi totalmente soppiantato le saldatrici con oscillatore a triodi; gli inverter allo stato solido sono disponibili con potenze che vanno da 50 a 2000 [kW] e frequenze settabili da 100 a 400 [kHz].

Le ragioni del successo di queste nuove saldatrici sono:

- le saldatrici allo stato solido sono **molto più efficienti**, con conseguente risparmio di energia elettrica, oltre che di portata d'acqua di raffreddamento; ciò permette inoltre di sostituire una vecchia saldatrice a valvole con una nuova di potenza superiore allo stato solido, senza incorrere in costosi adattamenti per incrementare le entrate di acqua e di potenza elettrica
- una **maggiore affidabilità**, giustificata dal fatto che non contengono elementi di durata di vita limitata (come ad esempio una valvola) e dalla minore tensione di lavoro (inferiore a 500 V)
- una **maggiore sicurezza** per il personale a causa delle tensioni più basse in gioco
- un **design più compatto** che riduce i problemi di posizionamento ed installazione dell'unità.

A seconda che l'inverter utilizzato sia **alimentato in corrente** o **in tensione**, le sue caratteristiche e le sue prestazioni avranno un significativo cambiamento.

Come si può vedere dalla seguenti immagini, i due circuiti possibili dell'inverter differiscono sostanzialmente:

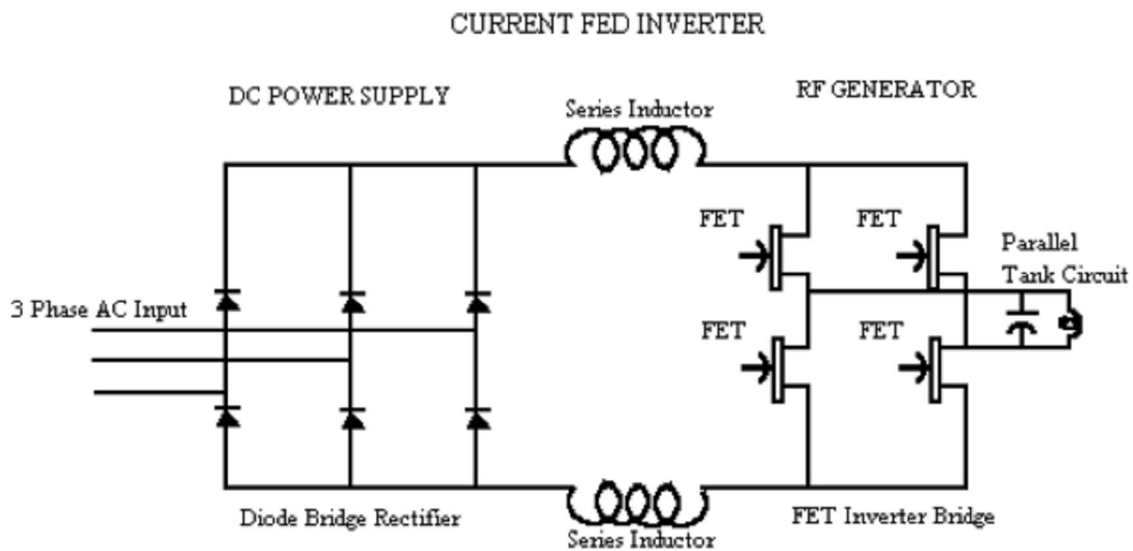


Figura 4.10: Inverter alimentato in corrente

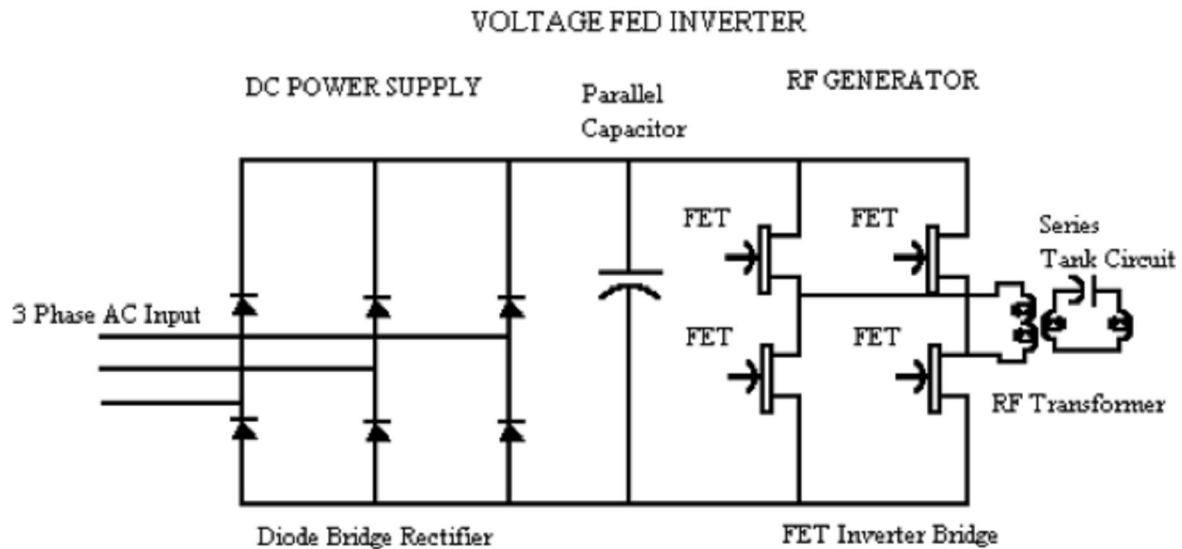


Figura 4.11: Inverter alimentato in tensione

In comune ai due schemi si ha la sezione del **raddrizzatore**, che provvede a convertire l'alimentazione d'ingresso da alternata a continua, e la sezione dell'**invertiter** composta da dispositivi di potenza allo stato solido che converte la corrente continua in una alternata alla frequenza di saldatura desiderata.

Come si può notare, nello schema alimentato in corrente il ponte raddrizzatore e quello invertitore sono collegati mediante una grossa induttanza serie, che tra le altre cose permette di limitare la corrente di cortocircuito in caso di arco nella bobina di lavoro (generalmente causato da schegge metalliche).

Invece nell'inverter alimentato in tensione, tra i due ponti c'è un grosso condensatore in parallelo; in una situazione di arco nella bobina, la carica immagazzinata nel condensatore può distruggere i dispositivi allo stato solido, se non protetti dai cortocircuiti con ulteriori protezioni.

Inoltre il condensatore è di dimensioni rilevanti e deve essere montato vicino ai FETs per minimizzare l'induttanza, dovendo così per forza di cose essere inglobato dell'unità ad alta frequenza; il risultato è che la parte ad alta frequenza di un inverter alimentato in tensione è più voluminosa della medesima parte di un inverter alimentato in corrente, dato che in questi l'induttanza di collegamento non ha limitazioni nella posizione e può essere inglobata nell'unità raddrizzatrice.

L'impedenza d'uscita di un invertiter alimentato in corrente è di valore basso, cosa che può permettere la diretta alimentazione del carico (raramente eseguita), mentre per gli invertiter in tensione l'alto valore dell'impedenza d'uscita rende necessario l'impiego di un trasformatore adattatore per la connessione al carico; l'impiego di un trasformatore

adattatore va a ridurre l'efficienza e l'affidabilità del sistema, oltre a rendere l'unità di alta frequenza ancora di dimensioni più elevate.

Alla luce di queste considerazioni si evince che gli invertiter alimentati in corrente hanno rispetto alla controparte alimentata in tensione, una migliore protezione dagli archi nell'induttore, un design più

compatto, una migliore affidabilità ed una migliore adattabilità ai carichi a bassa impedenza come ad esempio quelli che si incontrano nella saldatura ad alta frequenza di tubi.

Altra variabile di scelta è rappresentata dal tipo di dispositivo di potenza allo stato solido; per le applicazioni in cui andranno impiegati questi invertitori la scelta può ricadere tra i **MOSFET** e gli **IGBT**, di cui si va per entrambi a spiegarne il principio di funzionamento.

4.6.1 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN MOS FET

Il funzionamento di un transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) può essere illustrato facendo riferimento alla schematica struttura di un dispositivo a canale n, riportata nell'immagine sottostante.

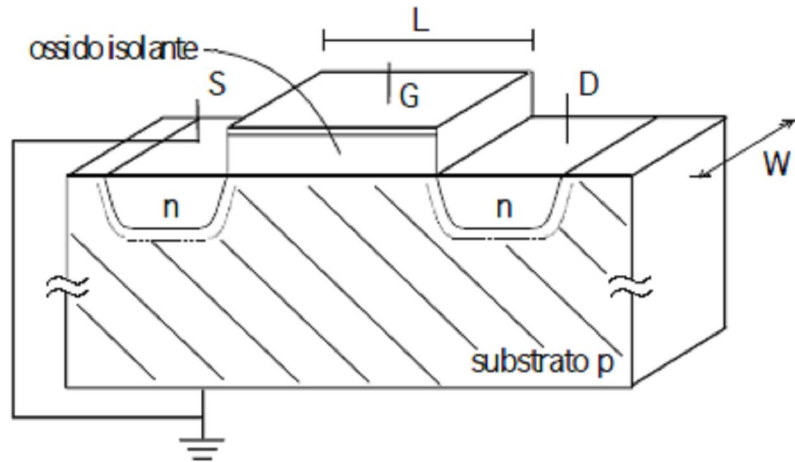


Figura 4.12: Struttura schematica del MOSFET

Il dispositivo è realizzato sulla superficie di un semiconduttore drogato p (substrato) ed è caratterizzato da due contatti n (Source e Drain) tra i quali è posto uno strato di dielettrico isolante (normalmente ossido di silicio) ricoperto da un contatto metallico detto di Gate. Per semplicità supponiamo che nell'ossido non vi siano cariche elettriche e che il substrato sia tenuto allo stesso potenziale del contatto di Source, entrambi a massa. I due contatti n di Source e Drain risultano isolati elettricamente tra loro.

Infatti anche se venisse applicato un potenziale positivo all'elettrodo D la giunzione pn tra Drain e substrato si polarizzerebbe inversamente ($V_S = V_{SUB} = V_G = 0$ e $V_D > 0$) e tra i due contatti n fluirebbe solo la debolissima corrente inversa dovuta ai pochi elettroni minoritari presenti nel substrato.

Il funzionamento del dispositivo si fonda sulla possibilità di variare, agendo sul potenziale del Gate, la concentrazione degli elettroni liberi presenti tra i due contatti n sotto l'ossido. Se infatti si aumenta il potenziale del Gate, si crea un campo elettrico verticale tra Gate e substrato (da cui la classificazione del dispositivo come FET) che allontana le lacune verso il substrato e richiama gli elettroni minoritari verso la superficie. L'arretramento delle lacune determina una zona svuotata di portatori maggioritari nella regione sotto l'ossido che si estende tanto più dalla superficie verso l'interno quanto più è alto il potenziale applicato al Gate.

Contemporaneamente si ha un aumento della concentrazione degli elettroni sotto l'ossido che creano un cammino sempre più conduttivo (canale) tra Source e Drain. I due

terminali cessano di essere isolati elettricamente e se si applica un potenziale positivo V_D al Drain, tra i due contatti passa corrente. Aumentando ulteriormente la polarizzazione positiva del Gate, la concentrazione superficiale di elettroni aumenta. Si intuisce quindi come il potenziale di Gate possa agire come variabile di controllo della corrente che fluisce tra i terminali di Source e Drain.

Il raggiungimento della completa formazione di un canale conduttivo tra Source e Drain è solitamente identificato con la condizione per cui la concentrazione di elettroni giunge ad eguagliare la concentrazione delle lacune maggioritarie nel substrato neutro.

Il valore della tensione V_{GS} per cui si raggiunge questa condizione è detto tensione di soglia, V_T e la relazione $V_{GS}=V_T$ è nota come condizione di inversione. Per $V_{GS}<V_T$ i contatti di Source e Drain sono considerati in prima approssimazione elettricamente isolati. Si parla di inversione per sottolineare che i portatori che garantiscono la conducibilità dello strato superficiale sono di polarità opposta ai portatori maggioritari del semiconduttore (lacune). Si noti che tra il canale conduttivo di elettroni accumulati in superficie ed il substrato neutro si ha una zona svuotata.

4.6.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN IGBT

I primi IGBT erano tiristori modificati per potersi accendere con un comando in tensione. Si pensi al circuito equivalente a BJT di un tiristore e si aggiunga un transistor MOSFET tra il collettore ed emettitore dell'NPN (transistor inferiore).

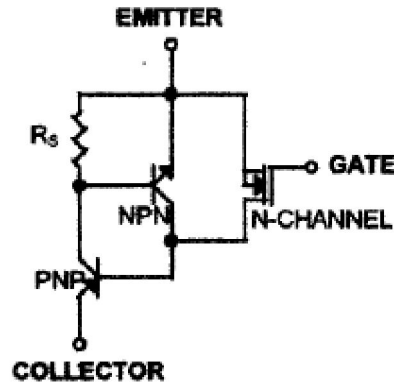


Figura 4.13: Modello dei primi IGBT

Il gate del MOSFET diventa in questo caso il gate dell'IGBT, mentre quello che era il gate del tiristore non è più utilizzato.

Applicando dall'esterno una tensione tra gate e catodo s'innescava il tiristore, in quanto viene richiamata corrente dal PNP, che a sua volta invia corrente nella base dell'NPN e porta il tutto ad autosostenersi (latching).

Il latching, normale per un tiristore, qui è indesiderato, perché si vorrebbe comandare l'IGBT sia in accensione che spegnimento, togliendo semplicemente tensione al gate, come in un MOSFET.

Si è provato a realizzare il transistor NPN con caratteristiche di amplificazione in corrente (h_{fe}) volutamente scadenti, così da rendere difficoltoso il latching. Per scadenti s'intende un guadagno molto inferiore a 1, il più basso possibile: nonostante questo accorgimento, accadeva spesso che il latching si verificasse comunque. In particolare era frequente in condizioni gravose, quali ad esempio un cortocircuito: il componente rimaneva innescato senza possibilità di spegnerlo, e questo significava la sua distruzione.

Si è poi tolto del tutto il transistor NPN, facendo diventare l'IGBT, come è attualmente, una configurazione Darlington tra un PNP e un MOSFET. Il dispositivo che si ottiene possiede la grande velocità di switching tipica del MOSFET e le basse perdite di conduzione del BJT.

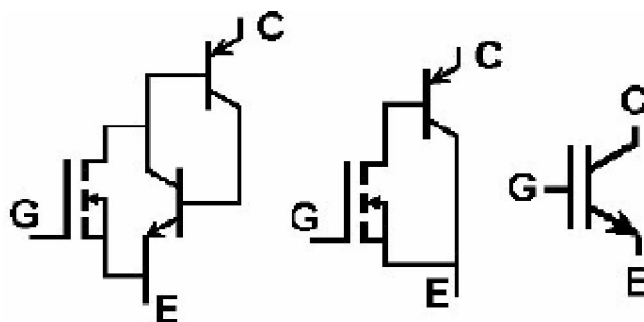


Figura 4.14: Schematizzazione dell'evoluzione di un IGBT

Per portare in conduzione l'IGBT occorre applicare e mantenere una tensione tra gate e catodo, e toglierla per lo spegnimento, come si comanderebbe un transistor: qui però il pilotaggio è in tensione.

I tre terminali esterni sono stati rinominati, per similitudine ad un BJT: il catodo in **emettitore**, mentre l'anodo è diventato il **collettore**; il **gate** è rimasto tale, ma internamente è collegato diversamente.

4.6.3 CONFRONTO IGBT - MOS FET

Gli IGBT sono in grado di gestire correnti più elevate dei FET; ne consegue che rispetto ai MOSFET, meno IGBT sono necessari per raggiungere lo stesso rating di potenza portando ad una riduzione dei costi.

Tuttavia gli IGBT presentano il notevole svantaggio della velocità di commutazione, che allo stato attuale ne limita l'impiego fino a frequenze attorno ai 150 [kHz], anche se a causa delle perdite di commutazione vengono impiegati a frequenze più basse per essere comparabili sotto questo punto di vista con i FET.

Si può concludere che essendo quindi gli IGBT limitati ad impieghi attorno ai 100 [kHz], ed essendo le frequenze di lavoro nella saldatura ad induzione elettromagnetica comprese generalmente nel range 200 [kHz]- 400 [kHz] (salvo tubi di spessore superiore al centimetro), la scelta migliore resta quella dei MOSFET.

Capitolo 5

L'EFFETTO DELLA FREQUENZA SULLA SALDATURA AD INDUZIONE

Si prosegue presentando un modello matematico per il processo termico che riguarda le correnti indotte nel Vee al fine del calcolo della risultante distribuzione delle temperature; dallo studio si evincerà che nella saldatura in alta frequenza esistono due distinti domini in cui lavorare (a seconda della frequenza e della velocità di lavoro), ciascuno con le proprie relazione tra i parametri fondamentali.

5.1 MODELLO MATEMATICO

Per ricavare il modello matematico si parte dal seguente riferimento geometrico (*Figura 5.1*):

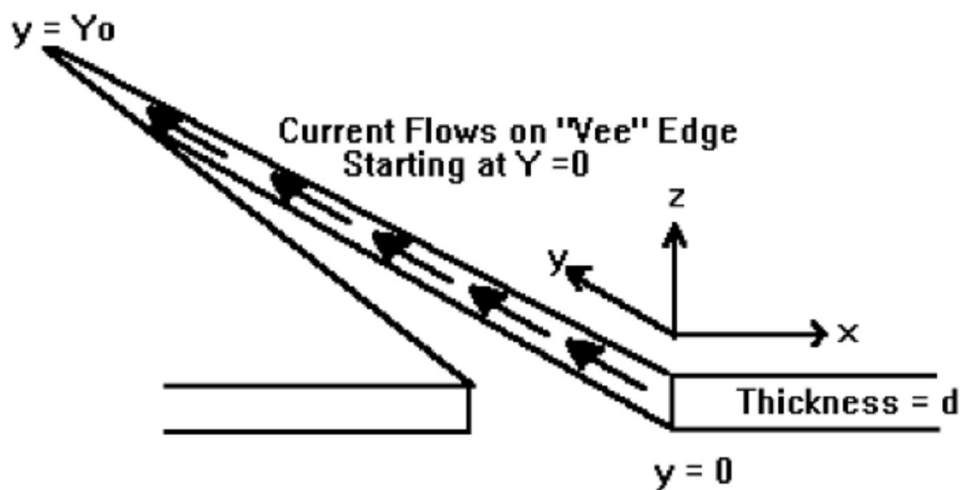


Figura 5.1: Geometria del Vee di saldatura usata nel modello di conduzione termica

Tali semplificazioni geometriche si sono ottenute considerando che solitamente lo spessore del tubo d è molto minore del diametro, e conseguentemente si può trascurare la curvatura del tubo; quindi il tubo stesso viene considerato infinitamente esteso rispetto all'asse x , permettendo di risolvere le equazioni del problema nelle più comode coordinate cartesiane.

Per lo studio della distribuzione delle temperature, si parte dall'equazione di Fourier nota anche come equazione generale della conduzione termica, adattata al modello geometrico di *Figura 5.1*:

$$K \cdot \nabla^2 T - \gamma \cdot C_p \frac{dT}{dt} + q = 0 \quad (5.1)$$

Mentre per quanto riguarda la distribuzione della densità di corrente, si fa riferimento alla seguente equazione ottenuta a partire dalle equazioni di Maxwell:

$$\nabla^2 \vec{J} - j2\pi\mu\sigma \cdot \vec{J} = 0 \quad (5.2)$$

Nella sottostante tabella vengono riportati i simboli usati per le variabili e per le grandezze che descrivono il processo di saldatura.

GRANDEZZE GEOMETRICHE DEL TUBO E PARAMETRI DI PRODUZIONE	
D	diametro esterno del tubo
d	spessore del tubo
V_0	velocità di lavoro
y_0	lunghezza del Vee di saldatura
f	frequenza elettrica di lavoro

PROPRIETA' TERMICHE DEL MATERIALE DEL TUBO	
T	temperatura nel materiale
q	sorgenti di calore nel materiale
K	conduttività termica del materiale
γ	densità del materiale
C_p	calore specifico del materiale
$\varepsilon = K/C_p\rho$	diffusività termica

PROPRIETA' ELETTRICHE DEL MATERIALE DEL TUBO	
σ	conducibilità termica del materiale
μ	permeabilità magnetica del materiale

Si assume che il Vee sia scaldato da una corrente I ad alta frequenza che fluisce uniformemente lungo le due facce interne (vedi *Figura 5.1*) e la cui penetrazione (quindi nella direzione dell'asse x) sia limitata dall'effetto pelle; in riferimento a ciò viene dato lo *spessore di penetrazione elettrico* ζ ovvero quel valore di profondità entro il quale il valore della corrente si è ridotto al 37% circa del valore superficiale della corrente.

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \sigma}}$$

Supponendo che tale corrente (con riferimento alla *Figura 5.1*) scorra a partire da $y = 0$ con un certo valore totale I_0 , si ottiene risolvendo l'equazione 5.2) l'espressione della densità di corrente:

$$\vec{J} = \frac{I_0}{\zeta \cdot d} \cdot e^{-x/\zeta} \cdot \vec{u}_y \quad (5.3)$$

Ovviamente la corrente scalda per effetto Joule il profilo a Vee, portando conseguentemente ad avere una densità di potenza:

$$q_0 = \frac{|\vec{J}|^2}{\sigma} = \frac{I_0^2}{d^2 \cdot \zeta^2 \cdot \sigma} \cdot e^{-2x/\zeta} = Q_0 \cdot e^{-2x/\zeta} \quad (5.4)$$

Dove Q_0 è la potenza specifica sul profilo di saldatura (quindi la potenza specifica superficiale); inoltre è importante notare che lo spessore di penetrazione relativo alla densità di potenza ζ_w vale $\zeta/2$, quindi proprio la metà dello spessore di penetrazione elettrico.

Tornando alla soluzione dell'equazione di Fourier, considerando che il calore viene trasferito nel materiale per convezione con una velocità pari alla V_0 , si va ad effettuare la seguente trasformazione della derivata temporale:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{dT}{dy} \cdot \frac{dy}{dt} = V_0 \cdot \frac{dT}{dy} \quad \text{con } y \text{ variabile distanza lungo il Vee}$$

Con l'assunzione che la conduzione termica avvenga praticamente solo dal profilo di saldatura verso la direzione dell'asse x (vedi *Figura 5.1*) si ha che:

$$\nabla^2 T = \frac{d^2 T}{dx^2} \quad \text{con } T = f(x, y)$$

Alla luce di tali assunzioni l'equazione generale della conduzione termica viene riscritta nella forma:

$$\boxed{K \cdot \frac{d^2 T}{dx^2} - \gamma \cdot C_p \cdot V_0 \frac{dT}{dy} + Q_0 \cdot e^{-2x/\zeta} = 0} \quad (5.5)$$

La soluzione analitica di questa equazione è possibile, anche se molto tediosa, e viene riportata qui in seguito; ovviamente per risolvere un'equazione differenziale si necessita delle condizioni al contorno, che nel caso in questione sono:

$$\begin{aligned} T(x, y = 0) &= 0 \\ T(x = 0, y = y_0) &= \Delta T \\ T(x \rightarrow \infty, y) &= 0 \\ \left. \frac{dT(x, y)}{dx} \right|_{x=0} &= 0 \end{aligned}$$

In parole semplici, con le condizioni al contorno sopra riportate si considera:

- temperatura ambiente pari a zero (quindi la soluzione è la sovratemperatura rispetto l'ambiente)
- perdite di calore nulle lungo il profilo di saldatura (cioè per $x = 0$)
- ΔT è il valore della temperatura all'apice del Vee

Per prima cosa si va ad eseguire la trasformata di Laplace dell'equazione 5.5) rispetto alla variabile y :

$$T(x, y) \Leftrightarrow \Theta(x, s)$$

Si ottiene quindi:

$$\frac{d^2\Theta(x, s)}{dx^2} - \frac{V_0 s}{\varepsilon} \cdot \Theta(x, s) = -\frac{Q_0}{Ks} \cdot e^{-2x/\zeta}$$

$$\text{con } \varepsilon \equiv \frac{K}{C_p \gamma} \text{ diffusività termica}$$

Come si può vedere, il risultato è un'equazione differenziale lineare nella sola variabile x , che viene risolta trovando la soluzione particolare e l'omogenea associata ed applicandole condizioni al contorno:

$$\Theta(x, s) = \frac{Q_0 \varepsilon \cdot e^{-2x/\zeta}}{K \cdot V_0 s \left(s - \frac{4\varepsilon}{\zeta^2 V_0} \right)} - \frac{2Q_0 \varepsilon^{3/2} \cdot e^{-\sqrt{V_0 s/\varepsilon} x}}{\zeta \cdot K \cdot V_0^{3/2} s^{3/2} \left(s - \frac{4\varepsilon}{\zeta^2 V_0} \right)}$$

Tale soluzione viene particolarizzata per $x = 0$ dato che si vuole trovare la distribuzione della sovratemperatura nel Vee:

$$\Theta(x=0, s) = \frac{Q_0 \varepsilon}{K \cdot V_0 s \left(s - \frac{4\varepsilon}{\zeta^2 V_0} \right)} - \frac{2Q_0 \varepsilon^{3/2}}{\zeta \cdot K \cdot V_0^{3/2} s^{3/2} \left(s - \frac{4\varepsilon}{\zeta^2 V_0} \right)}$$

Procedendo con l'antitrasformata di Laplace con le espressioni:

$$\frac{1}{s \cdot (s-a)} \Leftrightarrow \frac{1}{a} (e^{ay} - 1)$$

$$\frac{1}{\sqrt{s}(s-a^2)} \Leftrightarrow \frac{1}{a} e^{a^2 y} \operatorname{erf}(a\sqrt{y})$$

e

$$\frac{1}{s} F(s) \Leftrightarrow \int_0^y f(\eta) d\eta$$

con $\operatorname{erf}(x)$ funzione d'errore

Si ottiene:

$$T(y) = \frac{Q_0 \zeta^2}{4K} \left(e^{4\varepsilon y / \zeta^2 V_0} - 1 \right) - \frac{2Q_0 \varepsilon^{3/2}}{\zeta K V_0^{3/2}} \int_0^y \frac{\xi}{2} \sqrt{\frac{V_0}{\varepsilon}} e^{4\varepsilon \xi / \zeta^2 V_0} \cdot \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{4\varepsilon \xi}{\zeta^2 V_0}} \right) d\xi \quad (5.6)$$

L'integrale presente nell'equazione 5.6), non ha una soluzione in forma chiusa; comunque si può dimostrare che:

$$\frac{1}{x + \sqrt{x^2 + 2}} < e^{x^2} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \leq \frac{1}{x + \sqrt{x^2 + \frac{4}{\pi}}}$$

L'espressione sopra viene usata per dimostrare che:

$$\int_0^y e^{ax} \operatorname{erf}(\sqrt{ax}) dx = \frac{1}{a} \left[e^{ay} - 1 - \frac{4}{3\sqrt{\pi} a} \left((ay + \alpha)^{3/2} - (ay)^{3/2} - \alpha^{3/2} \right) \right]$$

Dove α è una costante che vale:

$$\frac{4}{\pi} \leq \alpha < 2$$

Finalmente si riesce a trovare un'espressione per $T(y)$ che si va a valutare per $y = y_0$, al fine di trovare il valore $T(y_0) = \Delta T$:

$$T(y = y_0) = \Delta T = \frac{Q_0 \zeta^2 \sqrt{\alpha}}{3\sqrt{\pi} K} \left[\left(\frac{4\varepsilon \cdot y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} + 1 \right)^{3/2} - \left(\frac{4\varepsilon \cdot y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} \right)^{3/2} - 1 \right] \quad (5.7)$$

Tale risultante soluzione della temperatura, viene riformulata (iniziando a isolare il termine Q_0) per ottenere un'espressione della potenza totale applicata al Vee, in funzione dei parametri critici del processo di saldatura; dato che la potenza totale indotta nel profilo di saldatura è esprimibile come:

$$P_0 = 2y_0 \cdot d \cdot Q_0 \int_0^\infty e^{-2x/\zeta} dx = 2y_0 \cdot d \cdot Q_0 \cdot \left[-\frac{\zeta}{2} e^{-2x/\zeta} \right]_0^\infty = y_0 d \zeta \cdot Q_0$$

Sostituendo il termine di potenza specifica superficiale ottenuto dall'equazione 5.7) si ottiene che:

$$P_0 = \frac{3\sqrt{\pi} \Delta T y_0 dK}{\zeta \sqrt{\alpha} \cdot \left[\left(\frac{4\varepsilon y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} + 1 \right)^{3/2} - \left(\frac{4\varepsilon y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} \right)^{3/2} - 1 \right]} \quad (5.8)$$

5.2 DOMINI DI LAVORO

Osservando l'equazione 5.8) salta subito all'occhio l'estrema importanza del denominatore; infatti la situazione cambia drasticamente a seconda che:

- $\frac{4\varepsilon y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} > 1$
- $\frac{4\varepsilon y_0}{\zeta^2 V_0 \alpha} < 1$

Se si riscrive la condizione posta sopra ricordando che la diffusività termica ε indica quanto in profondità penetra il calore in un certo tempo e che y_0/V_0 è il tempo nel quale il Vee viene sottoposto a riscaldamento, si ottiene (ponendo $\alpha = 4/\pi$):

$$\sqrt{\frac{\pi}{4} \left(\frac{y_0}{V_0} \right)} \varepsilon < ? > \frac{\zeta}{2}$$

Il termine a sinistra è lo *spessore di penetrazione termico* ζ_{TH} , mentre il termine destro è il già noto *spessore di penetrazione della potenza specifica* ζ_W .

Si vengono a definire quindi due principali “modi di lavoro”, ognuno dei quali ha diversi parametri caratteristici:

- il **modo di potenza**, nel caso si lavori nella condizione $\zeta_W > \zeta_{TH}$ e si abbia conseguentemente le caratteristiche del processo governate dall'effetto pelle
- il **modo termico**, nel caso si lavori nella condizione $\zeta_{TH} > \zeta_W$ e si abbia conseguentemente le caratteristiche del processo governate dalla conduzione termica

Si può capire in quale dei due modi si va a lavorare, anche attraverso il valore di frequenza o di velocità di lavorazione legati con altri parametri fisici e geometrici; così facendo si viene a definire un valore di *velocità critica* ed uno di *frequenza critica di fusione*:

$$V_c = \pi^2 f \mu \sigma \varepsilon y_0 = \pi^2 f \mu \sigma \varepsilon D$$

$$f_c = \frac{V_0}{\pi^2 \mu \sigma \varepsilon y_0} = \frac{V_0}{\pi^2 \mu \sigma \varepsilon D}$$

OSS: Solitamente per questioni di ottimizzazione si va a imporre $y_0 \approx D$.

Definite queste due grandezze si può distinguere il modo di lavoro, come sotto indicato:

- $V_0 > V_c \rightarrow$ Modo di potenza
- $V_0 < V_c \rightarrow$ Modo di termico
- $f \ll f_c \rightarrow$ Modo di potenza
- $f \gg f_c \rightarrow$ Modo di termico

È ragionevole assumere che la **HAZ** (assunta come la zona con temperature superiori ai 650 °C) nel tubo sia circa pari a due volte lo spessore di penetrazione del caso di riferimento, ovvero che sia pari a due volte la ζ_{TH} se si lavora nel modo termico oppure che sia pari a due volte ζ_w se ci si trova nel modo di funzionamento di potenza; il fattore di moltiplicazione due è introdotto per considerare entrambi i lati del profilo di saldatura.

A seconda della zona di funzionamento in cui si opera l'espressione della potenza nel Vee di saldatura e della HAZ, risulta essere:

MODO TERMICO

$$P_0 \cong \Delta T \cdot d \cdot \sqrt{\pi y_0 K C_p \gamma V_0}$$

$$HAZ \cong 2 \zeta_{TH} = \sqrt{\pi \left(\frac{y_0}{V_0} \right) \varepsilon}$$

MODO DI POTENZA

$$P_0 \cong \frac{\Delta T d C_p \gamma V_0}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

$$HAZ \cong 2 \zeta_w = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

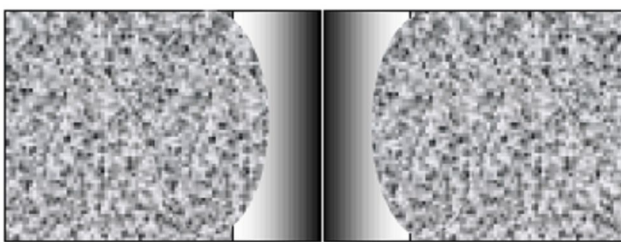
In realtà esiste un terzo modo di operare, nel quale ci si viene a trovare se ζ_{TH} e ζ_w sono dello stesso ordine di grandezza; in tale zona di lavoro detta *modo di transizione* la relazione di potenza nel Vee che si viene a trovare è:

MODO DI TRANSIZIONE

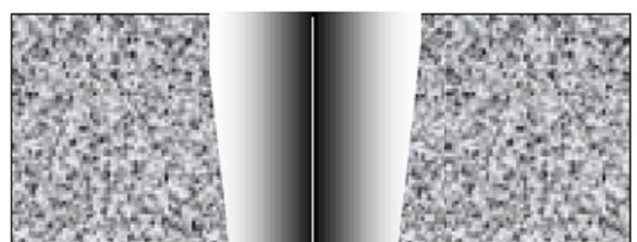
$$P_0 = \left[\frac{3}{4(\sqrt{2}-1)} \right] \Delta T d \sqrt{\pi y_0 K C_p \gamma V_0} = 1,81 \cdot \Delta T d \sqrt{\pi y_0 K C_p \gamma V_0}$$

Dalle espressioni di HAZ e potenza sopra scritte, si possono fare diverse considerazioni:

- se si opera sotto la frequenza critica (*Modo di potenza*) e se la frequenza di lavoro aumenta, la potenza di saldatura richiesta e la larghezza della HAZ diminuiscono, portando ad un aumento del rendimento del processo
- se si opera ben al di sopra della frequenza critica (*Modo termico*) si ha che HAZ e potenza richiesta sono insensibili alla frequenza
- se si opera nel *Modo di transizione* si nota che la potenza richiesta per il processo è oltre l'80% superiore alla potenza richiesta nel *Modo termico*
- se si opera ben al di sotto della frequenza critica (*Modo di potenza*), la larghezza della HAZ e la potenza di saldatura sono ancora superiori dei valori che si hanno nel *Modo di transizione*



Typical Heat Affected Zone for a 400 kHz welder.



Typical Heat Affected Zone for a 200 kHz welder.

Figura 5.2: Influenza della frequenza sulla HAZ

Inoltre per garantire un buon accoppiamento induttivo tra tubo in lavorazione e bobina di lavoro, si dovrebbe scegliere la frequenza di saldatura in modo che si ottenga uno spessore di penetrazione ζ sotto la temperatura di Curie, pari almeno al 20% dello spessore d del tubo.

Sempre osservando le equazioni relative alla HAZ ed alla potenza, e ragionando in termini di sensibilità alle variazioni parametriche si ha che:

- se si lavora nel *Modo di potenza* la potenza di saldatura richiesta è proporzionale alla velocità di lavoro V_0 e alla capacità termica del materiale $C_p \cdot \gamma$
- se si lavora nel *Modo termico* la potenza di saldatura richiesta è proporzionale alla radice quadrata della velocità di lavoro V_0 e della capacità termica del materiale $C_p \cdot \gamma$
- se si lavora nel *Modo di potenza*, si ha inoltre che la potenza è legata alla frequenza, alla permeabilità magnetica e alla resistività elettrica del materiale. Nel *Modo termico* la potenza di saldatura è indipendente da questi ultimi parametri

Da tali considerazioni si evince chiaramente che nel Modo termico si ha una minore sensibilità parametrica.

5.3 INDUZIONE MAGNETICA NELL'IMPEDER

Si prosegue con il calcolo del valore dell'induzione magnetica nell'imperder ai fini di trasferire la quantità di potenza necessaria per ottenere la temperatura di saldatura nel Vee; usando l'equazione 4) per riscrivere l'equazione 8) in termini di corrente elettrica nel bordo di saldatura, grazie alla quale è possibile calcolare il livello d'induzione magnetica nel Vee. Infine, mediante la legge di Gauss si va a calcolare l'induzione nell'imperder:

$$|B_{im}| = \mu_0 \left[\frac{A_{vee}}{A_{im}} \right] \cdot \sqrt{\frac{3\pi K \Delta T \sigma}{2 \left[\left(\frac{f}{f_c} + 1 \right)^{3/2} - \left(\frac{f}{f_c} \right)^{3/2} - 1 \right]}}$$

Dove: $|B_{im}|$ modulo dell'induzione magnetica nell'imperder
 $|A_{vee}|$ area del Vee di saldatura
 $|A_{im}|$ sezione dell'imperder

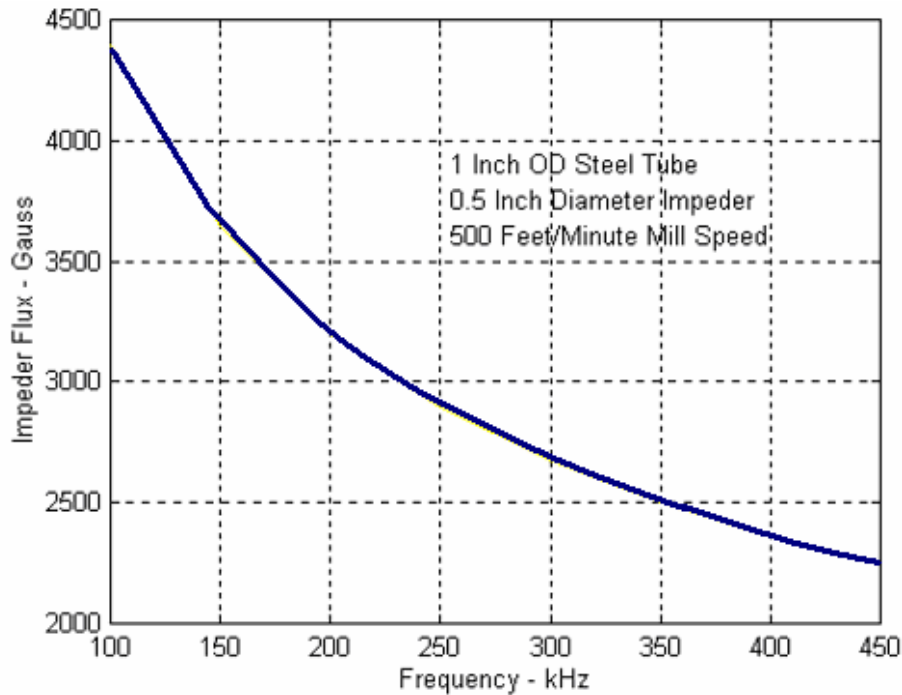
Analizzando l'equazione sopra si trova approssimativamente che, lavorando nel *Modo di potenza* l'induzione vale:

$$|B_{im}| \cong \mu_0 \left[\frac{A_{vee}}{A_{im}} \right] \cdot \sqrt{\frac{\Delta T C_p \gamma V_0}{\pi \mu f y_0}}$$

Mentre operando nel *Modo termico* si trova:

$$|B_{im}| \cong \mu_0 \left[\frac{A_{vee}}{A_{im}} \right] \cdot (\Delta T)^{1/2} \left[\frac{K C_p \gamma \sigma V_0}{\mu f y_0} \right]^{1/4}$$

Queste equazioni mostrano che il livello d'induzione nell'imperder diminuisce al crescere della frequenza, anche se molto più rapidamente lavorando nel *Modo di potenza* (infatti l'induzione va con $\sqrt{1/f}$ mentre nel *Modo di termico* va con $\sqrt[4]{1/f}$). A titolo d'esempio si riporta in seguito l'andamento del valore d'induzione magnetica in un imperder di piccola sezione (diametro di 0,5 inch = 1,27 cm) in funzione della frequenza, nel caso di saldatura di un tubo di piccolo diametro (1 inch = 2,54 cm) alla velocità di 2,53 m/s.



Arrivati a questo punto è evidente che **il miglior modo di processo per la fabbricazione di tubi è il Modo termico**, per i seguenti vantaggi precedentemente descritti tramite espressioni matematiche:

- minore potenza di saldatura richiesta, con conseguente miglior rendimento di processo
- minore dimensione della HAZ, con conseguente migliore qualità della saldatura
- minore sensibilità alle variazioni dei parametri del processo
- minore livello d'induzione magnetica nell'impeder (dato che si lavora a frequenze maggiori del Modo di potenza), con un conseguente margine sul livello di saturazione

Per essere sicuri di lavorare in questa modalità, bisogna scegliere la frequenza in modo che sia sufficientemente superiore alla frequenza critica; quest'ultima deve essere calcolata, oltre che con le caratteristiche geometriche e fisiche del tubo in lavorazione, con la maggiore velocità di produzione prevista.

Capitolo 6

SPECIFICHE PER LA SIMULAZIONE

6.1 DATI GEOMETRICI

Vengono in seguito riportati i dati geometrici **forniti dal costruttore**, relativi a tubo, induttore ed impeder; verranno anche date delle informazioni aggiuntive riguardanti la posizione reciproca di queste tre componenti nel reale processo di saldatura.

LUNGHEZZA IMPEDER	200 [mm]
DIAMETRO IMPEDER	18 [mm]
DIAMETRO INTERNO e LARGHEZZA INDUTTORE	65 [mm]
DIAMETRO SPIRA INDUTTORE	10 [mm]
NUMERO DI SPIRE	2

DIAMETRO ESTERNO TUBO	51 [mm]
SPESSORE TUBO	2 [mm]
ANGOLO VEE	4°
LUNGHEZZA VEE	65 [mm]

Si noti come la posizione dell'induttore, centrato rispetto alla circonferenza del tubo, venga scelta in modo d'avere il valore della lunghezza del Vee pari esattamente al diametro interno dell'induttore stesso, e tale valore viene chiamato L_1 (vedi *Figura 6.1*).

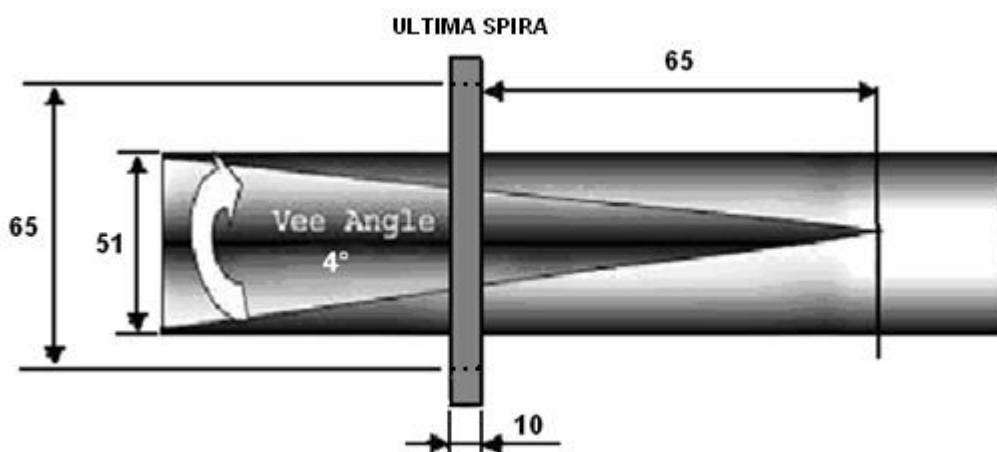


Figura 6.1: Dimensioni del tubo e dell'induttore

Per quanto concerne l'impeder, rappresentato in colore verde nella *Figura 6.2*, si nota che ha dimensioni e posizione in linea con quanto esposto nel *paragrafo 4.2*

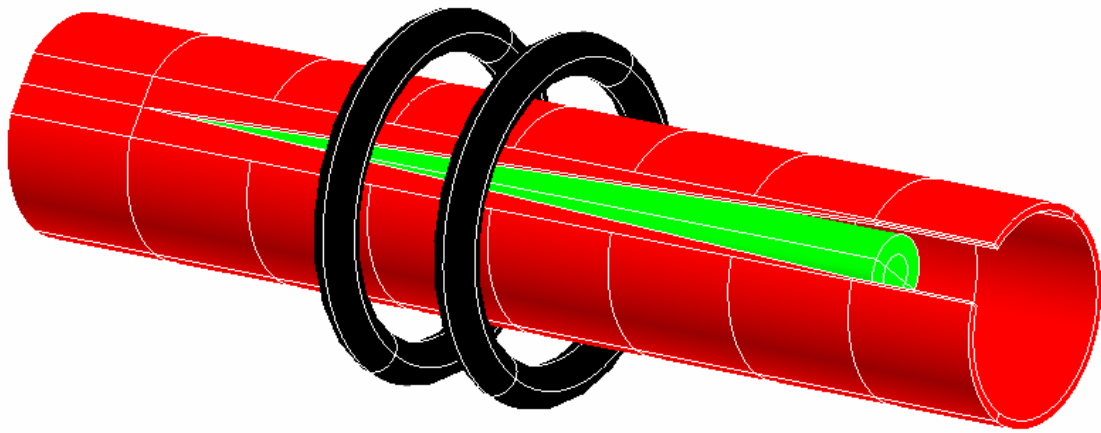


Figura 6.2: L'impeder nel modello

L'impeder viene posizionato dal costruttore 5 [mm] oltre l'apice del Vee di saldatura e 4 [mm] al di sotto di esso; inoltre si ha che la sua lunghezza è circa il doppio della distanza tra il centro dell'induttore e il punto di saldatura, come evidenziato nella seguente immagine.

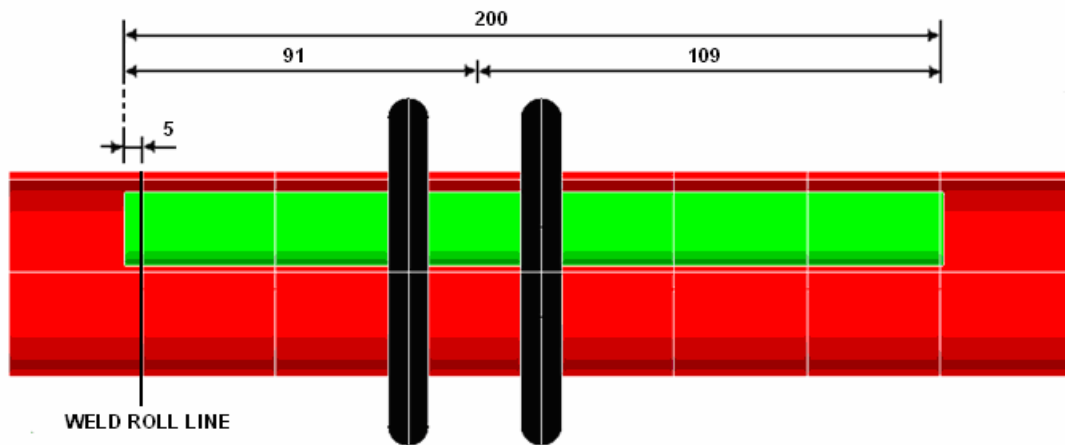


Figura 6.3: Posizione dell'impeder

6.2 MATERIALI E SORGENTI

Per la simulazione del problema, verranno impiegati solamente tre **materiali** diversi:

<i>REGIONE</i>	<i>MATERIALE</i>
TUBO	AISI 304L
IMPEDER	FERRITE IPH TYPE
AIRBOX	ARIA
INDUTTORE 2D	RAME

Oltre all'aria assegnata ovviamente all'airbox (la regione volumetrica in cui è immerso il modello tubo – induttore - impeder), si ha un **acciaio inox** codificato come **AISI 304L per il tubo** ed una **ferrite** denominata **IPH per l'impeder**, di cui si andranno in seguito ad evidenziarne le caratteristiche; trattando nel modello 3D l'induttore come sola sorgente di campo magnetico a corrente impressa, ad esso non viene assegnato alcun materiale, mentre nei modelli 2D venendo modellizzato come solid conductor necessita dell'assegnazione di un materiale, che ovviamente è il **rame**.

Per quanto riguarda le **sorgenti elettromagnetiche** si ha a che fare con un induttore a due spire così alimentato:

FREQUENZA	190 [kHz]
SPIRE	2
CORRENTE IMPRESSA	1800 [A]

6.2.1 CARATTERISTICHE FISICHE DELL' AISI 304L

Trattandosi del materiale assegnato al tubo, oltre alle caratteristiche elettriche e magnetiche, devono essere note anche le caratteristiche termiche per poter svolgere la simulazione del transitorio di riscaldamento del nastro.

Come si può vedere dalla tabella di *Figura 6.5*, si tratta di un acciaio non magnetico a cui si è impostata una resistività elettrica isotropa costante con la temperatura; questo perché, come verrà spiegato nel *Capitolo 10*, è impossibile trovare una soluzione del modello come problema elettromagnetico accoppiato ad un termico, portando conseguentemente a non avere variazioni di temperatura nel modello elettromagnetico.

Si è deciso d'impostare **un valore di resistività elettrica costante, riferito ad un valore medio di temperatura di 800 °C**.

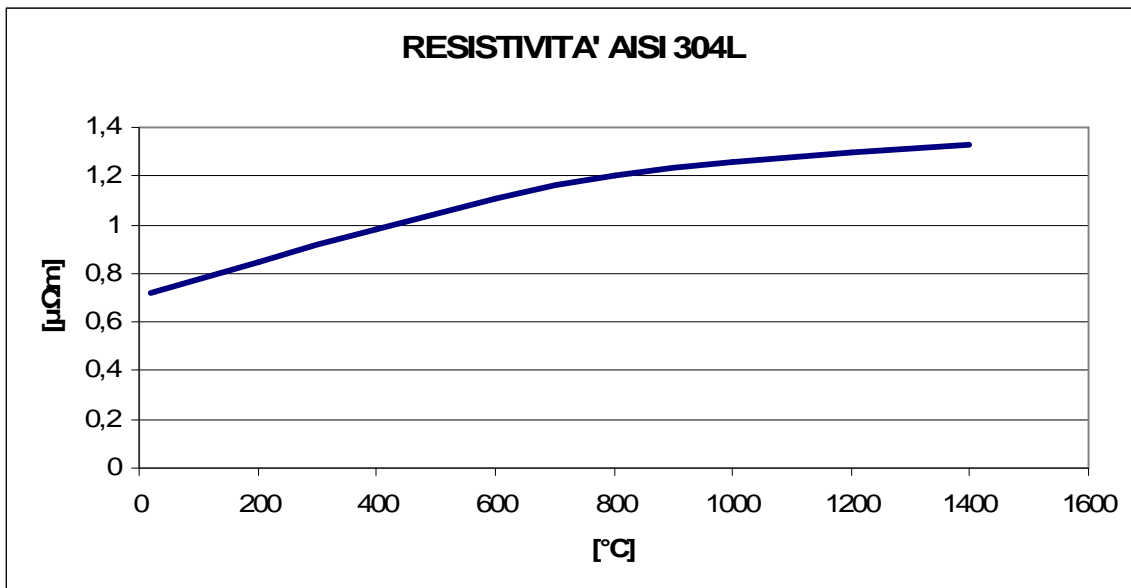


Figura 6.4: Andamento della resistività con la temperatura dell' AISI 304L

Il valore della temperatura di riferimento è stato in scelto considerando che nella realtà una grossa quota della potenza indotta nel tubo si trova nell'area della HAZ, zona questa che è soggetta a temperature comprese tra i 600 e i 1430 °C circa; oltretutto, scegliendo temperature di riferimento più alte, non si avrebbero grossi sconvolgimenti nella soluzione del problema elettromagnetico, dato che il valore della resistività di questo acciaio inox sopra gli 800 °C, cresce molto lentamente (vedi *Figura 6.4*).

Si riporta in seguito una tabella riassuntiva delle caratteristiche fisiche dell'AISI 304L, necessarie per la soluzione del problema:

DENSITA'	8000	[kg/m ³]
RESISTIVITA' ELETTRICA (800 °C)	1,20	[μΩm]
PERMEABILITA' RELATIVA	1	
CONDUCIBILITA' TERMICA	<i>Figura 40</i>	[W/m ² °C]
CALORE SPECIFICO	<i>Figura 42</i>	[J/kg °C]
CALORE LATENTE DI FUSIONE	300	[kJ/kg]
TEMPERATURA DI FUSIONE	1400-1430	[°C]

Figura 6.5

Per la soluzione del problema termico, tra le altre cose, il software Flux necessita dei valori della conducibilità termica e del calore specifico (moltiplicato per la densità); questi valori non sono riportati nella tabella di *Figura 6.5* perché sono legati al valore della temperatura stessa, ed è per tale motivo che nel modello agli elementi finiti sono implementati come valori tabulati in maniera che abbiano un andamento con la temperatura come in *Figura 6.6* e *6.8*.

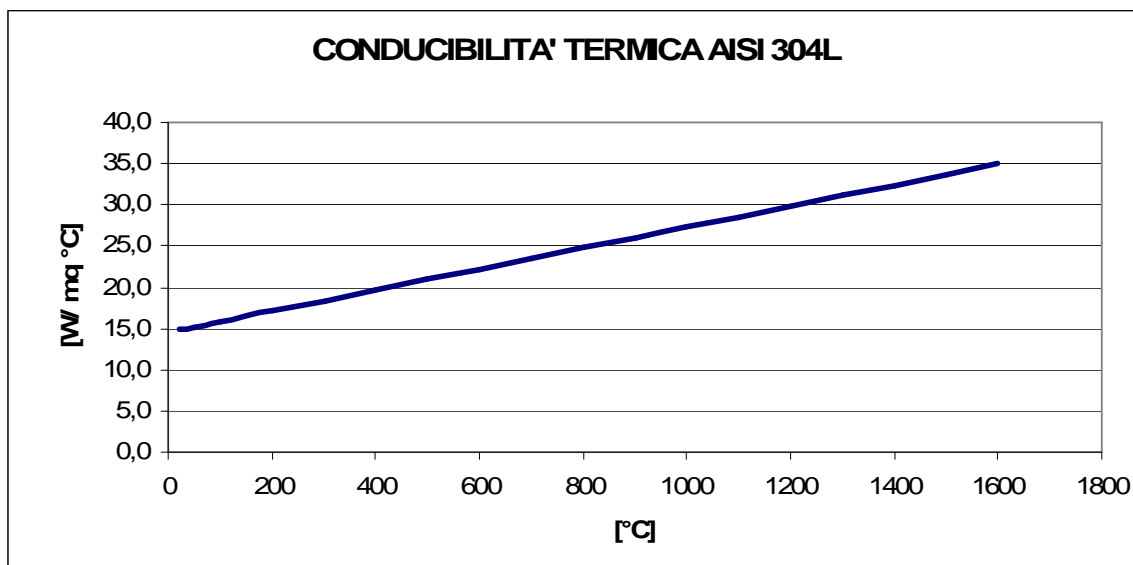


Figura 6.6: Andamento della conducibilità termica con la temperatura dell'AISI 304L

Il calore specifico ha un andamento leggermente crescente con la temperatura, ma per questo problema termico arrivati in prossimità dei 1430 °C (temperatura di fusione), bisognerebbe creare un modello del calore specifico in grado di tenere in considerazione il calore latente di fusione, cosa non fattibile in altre vie col software utilizzato.

Come si può vedere dalla *Figura 6.7*, l'energia latente specifica che l'oggetto in riscaldamento dovrebbe assorbire per arrivare alla completa fusione, potrebbe essere considerata sovrapponendo una gaussiana appropriata alla curva. Per essere vicini al reale fenomeno fisico, la base della gaussiana inserita dovrebbe essere molto stretta, in modo da ottenere quasi un impulso; malauguratamente questa modellizzazione del calore specifico non è attuabile, in quanto si andrebbero ad introdurre delle variazioni troppo repentine di questa grandezza, portando alla sicura non convergenza della soluzione o a tempi di calcolo estremamente lunghi.

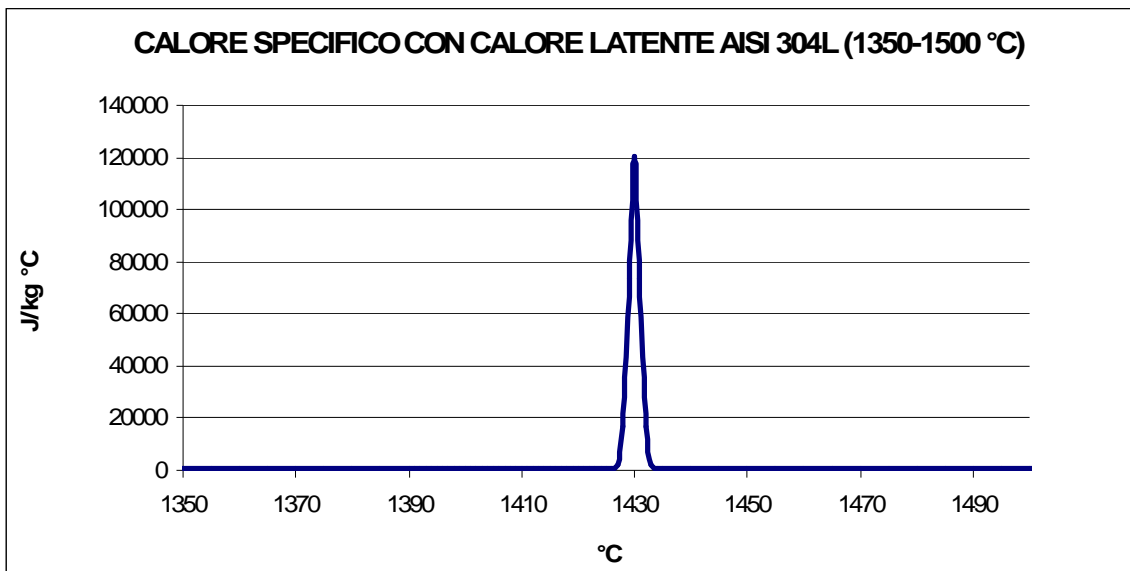


Figura 6.7: Andamento del calore specifico col calore latente (base gaussiana 3°C)

Un'alternativa sarebbe quella di assegnare alla gaussiana una base molto larga, indicativamente di circa 100 °C e centrata sui 1450 °C, in modo da non avere problemi nella fase di solving; in questa maniera però, si andrebbero a falsare i risultati di un ampio range di temperature, e per tale motivo si preferisce non considerare nel modello il calore latente di fusione (vedi *Figura 6.8*).

Si ha quindi che nei risultati delle simulazioni termiche, tutte le zone con temperatura superiore ai 1430 °C sono da considerarsi parzialmente fuse, dato che non è possibile sapere se sono arrivate a completa fusione.

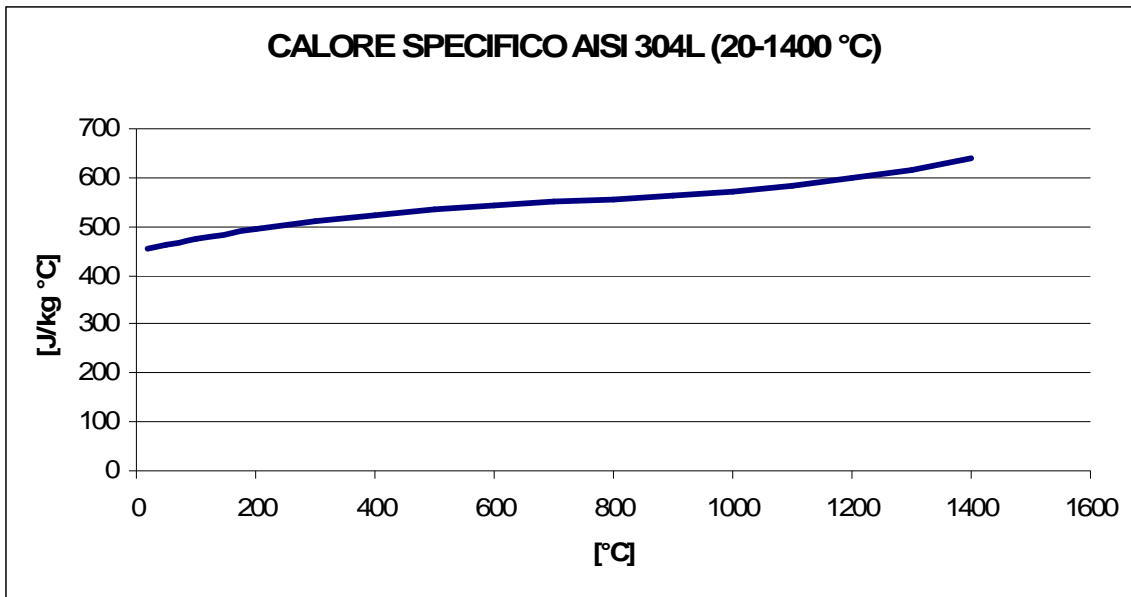


Figura 6.8: Andamento del calore specifico con la temperatura dell'AISI 304L

6.2.2 CARATTERISTICHE FISICHE DELLA FERRITE IPH TYPE

Questo è il materiale assegnato alla regione impeder, e da catalogo presenta le seguenti caratteristiche:

PERMEABILITA' INIZIALE	1800 ± 25%
SATURAZIONE (23 °C)	490 [mT] 1200 [A/m]
PERDITE (400 kHz, 200 mT)	10 [MW/m ³]
TEMPERATURA DI CURIE	~230 [°C]
DENSITA'	4800 [kg/m ³]
RESISTIVITA' REALE	3 [Ωm]
RESISTIVITA' NELLE SIMULAZIONI	∞ [Ωm]

È da osservare che i valori in cui si ha la saturazione dipendono fortemente dalla temperatura di lavoro (*Figura 6.9*), e quindi anche dalla qualità del sistema di raffreddamento dell'impeder.

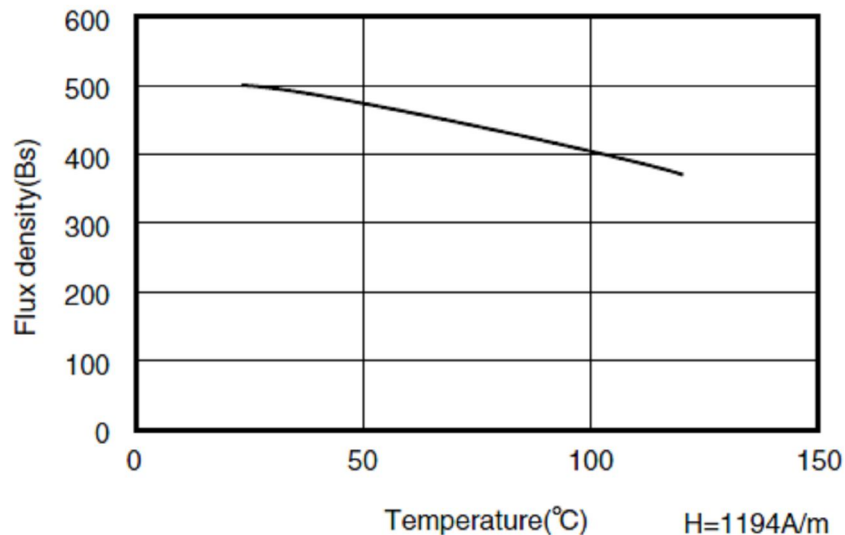


Figura 6.9: Andamento con la temperatura dell'induzione di saturazione

Anche il valore della permeabilità magnetica relativa iniziale è fortemente legato alla temperatura, ed oltre la temperatura di Curie (circa 230 °C) tale valore crolla ad uno.

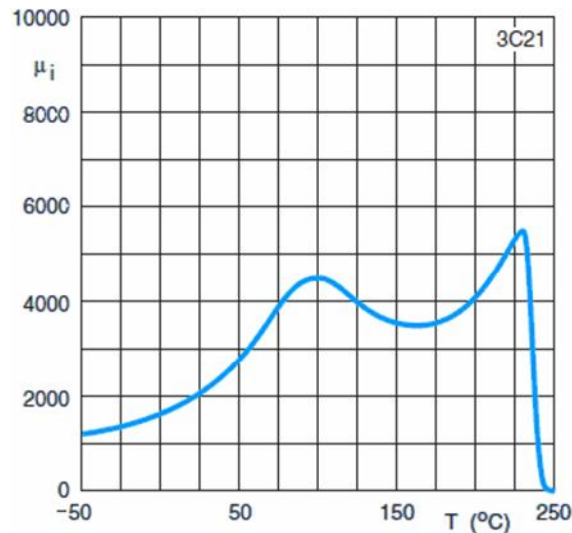


Figura 6.10: Andamento con la temperatura della permeabilità iniziale

Di tutte le caratteristiche fisiche esposte per realizzare i modelli, solo poche vengono considerate; infatti con un modello 3D, è molto difficile e computazionalmente oneroso risolvere un problema con correnti indotte in un materiale magnetico.

Questo significa che il modello del materiale viene realizzato considerandolo con conducibilità nulla (quindi no I eddy) e con una caratteristica magnetica ricavata dai valori di saturazione e permeabilità iniziale (vedi Figura 6.11 e 6.12); in realtà la caratteristica non lineare magnetica verrà utilizzata solo nei modelli 2D, dai quali si ricaverà un valore di permeabilità equivalente costante da assegnare nell'impeder dei modelli tridimensionali.

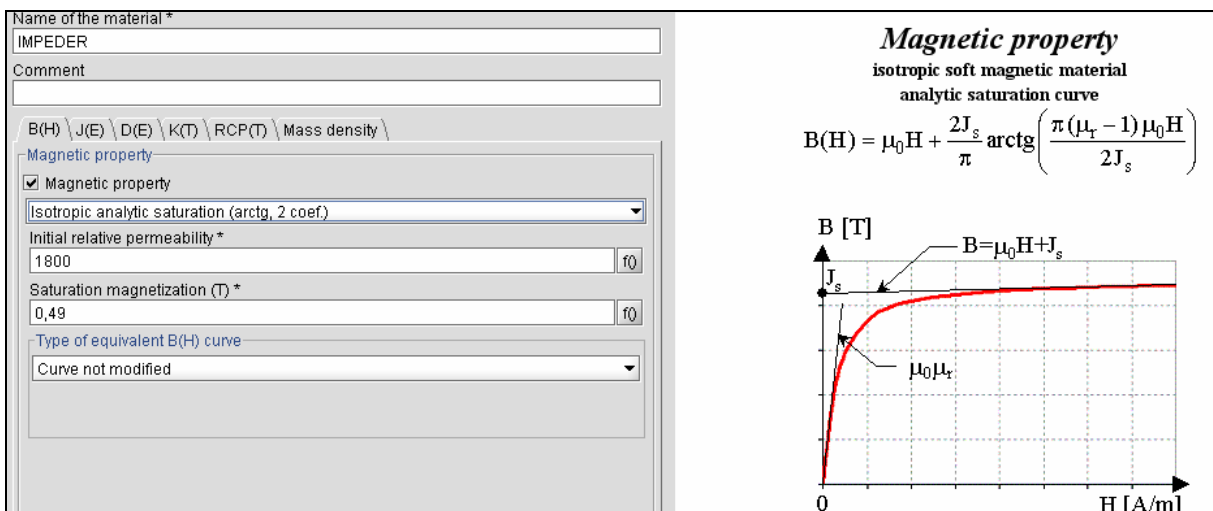


Figura 6.11: Modellizzazione della caratteristica magnetica della ferrite IPH type in Flux2D

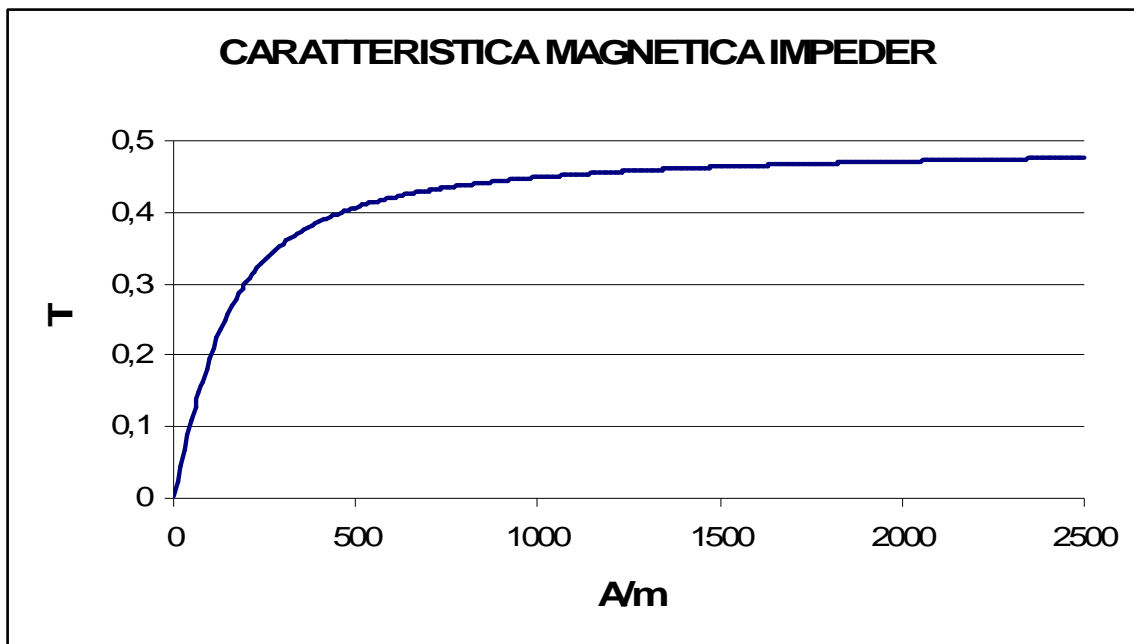


Figura 6.12: Caratteristica magnetica dell'impeder implementata nel modello

Capitolo 7

MODELLI ELETTROMAGNETICI 2D

7.1 INTRODUZIONE

Qualora sia possibile, la risoluzione di un problema mediante un modello 2D è sempre la migliore, sia per i ridotti tempi di calcolo e sia perché in tale maniera si evitano le grosse complicazioni legate ai modelli tridimensionali, quali possono essere la costruzione di una mesh 3D, l'assegnazione esatta delle formulazioni e non ultima la difficoltà di portare a convergenza problemi che presentano delle non linearità.

Purtroppo il problema affrontato in questa tesi non presenta delle caratteristiche tali da poter essere modellizzato in due dimensioni, ma qualche modello 2D pesantemente semplificato può essere allestito al fine di ricavare delle informazioni utili; nella fattispecie:

- 1) per prendere dimestichezza con l'ordine di grandezza delle potenze in gioco, è possibile realizzare un **primo modello assialsimmetrico con circuito accoppiato, raffigurante il tubo in configurazione "totalmente aperta"** (cioè con nessun contatto fisico tra i bordi del nastro) e **senza impedire**. Questo modello, potrà poi essere replicato facilmente in 3D, al fine di verificare mediante confronto quali sono le formulazioni più affidabili da utilizzare
- 2) **un secondo modello viene realizzato in maniera analoga ma con l'inserimento dell'impedire con la sua caratteristica magnetica non lineare**, cosa difficilmente fattibile in 3D; in realtà l'impedire non va a rispecchiare la situazione reale, dato che utilizzando l'assialsimmetria è possibile solo posizionarlo coassialmente al tubo aperto. Con la risoluzione di questo modello è possibile comunque stimare le perdite Joule nell'induttore ed osservare la distribuzione delle correnti nel tubo
- 3) a partire dal modello precedente, se ne crea **un terzo parametrizzando il valore del raggio dell'impedire**, in modo da ottenere i valori di permeabilità magnetica nelle diverse situazioni; questi dati saranno molto utili per alcune considerazioni nel *Capitolo 9* e per assegnare il valore della permeabilità relativa equivalente nel modello 3D reale

7.2 MODELLO GEOMETRICO

Il modello geometrico bidimensionale costruito, è il medesimo per le tre simulazioni, dato che la presenza o l'assenza dell'impeder può essere considerata assegnando alla relativa regione il materiale aria o il materiale ferrite IPH.

Le dimensioni dell'impeder, del tubo e dell'induttore sono come da specifica riportata nel *paragrafo 6.1*; l'induttore viene modellizzato come solid conductor (in 2D si considera la reale distribuzione della corrente senza problemi) attraverso due anelli percorsi entrambi dalla medesima corrente impressa di 1800 [A]. Considerando i valori di altezza e larghezza della bobina i due anelli vengono posizionati come da *Figura 7.1*.

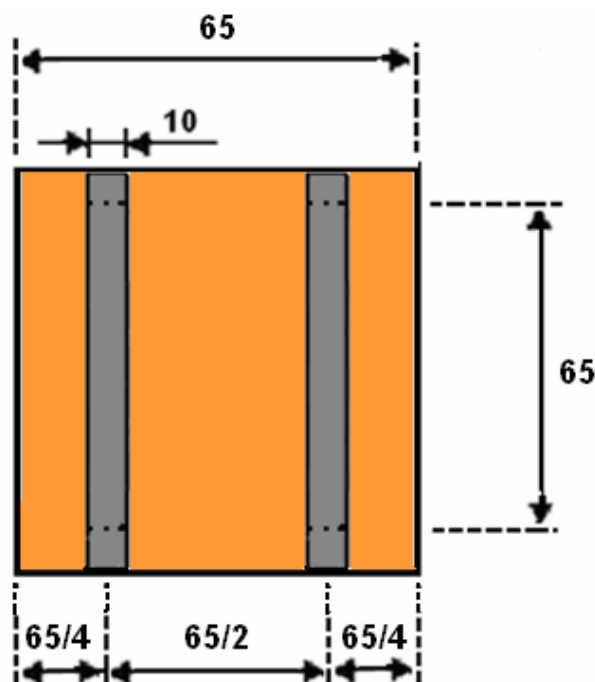
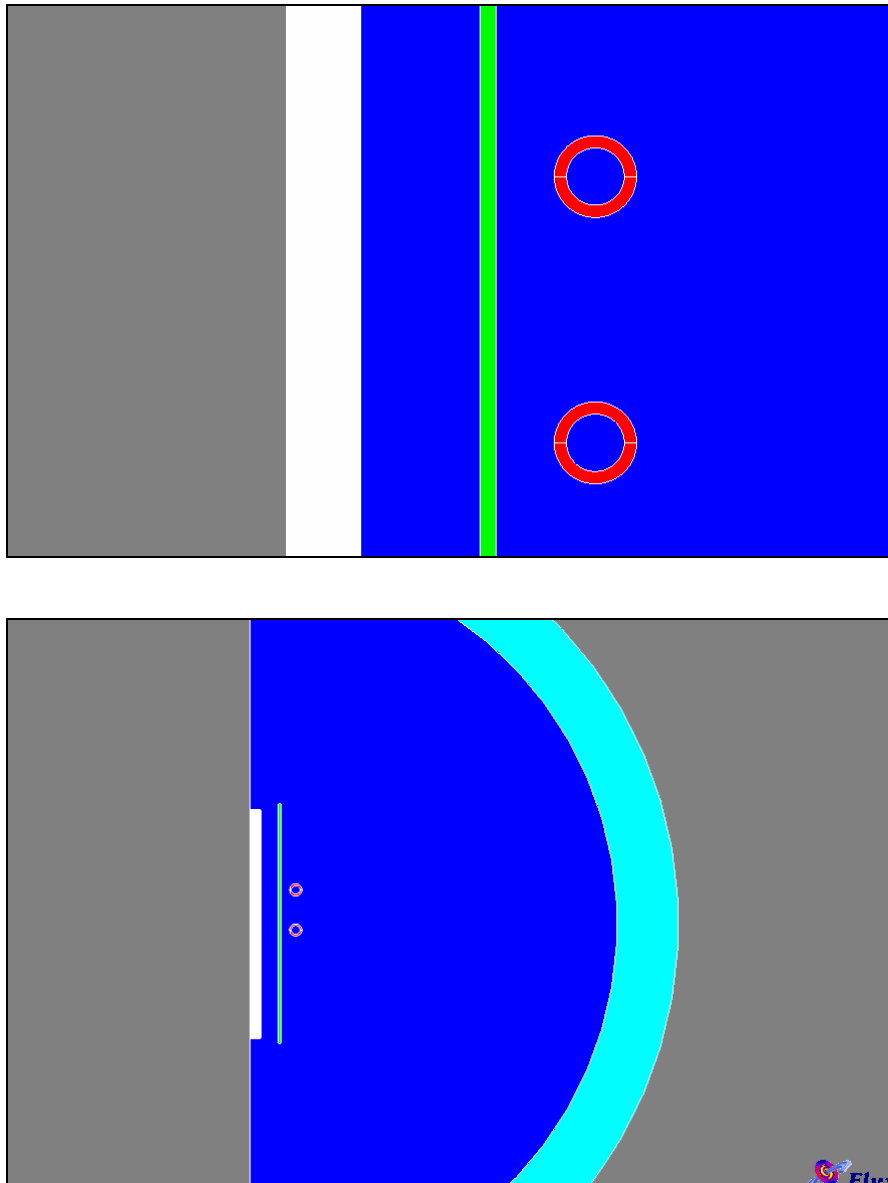


Figura 7.1: Rappresentazione dell'induttore nel modello

Per quanto riguarda il tubo, esso viene costruito con una lunghezza di poco superiore ai 200 [mm] dell'impeder, valore per il quale tutta la potenza indotta dall'induttore è considerata.

Infine, l'airbox in cui è contenuto il modello tubo – impeder – induttore, ha un diametro pari a circa tre volte la dimensione principale del modello stesso ed è circondato da una regione a forma di corona circolare, chiamata **infinite-box**, con la quale si riesce a simulare con un'approssimazione trascurabile la condizione di campo nullo all'infinito.

Nelle prossime immagini viene mostrato l'intero modello geometrico in simmetria assialsimmetrica, dove l'impeder è rappresentato in bianco, il tubo in verde, l'induttore in rosso e l'infinite-box in azzurro.



*Figura 7.2: (a) Particolare del modello geometrico
(b) Modello geometrico intero*

Come già accennato nel *paragrafo 7.1*, al modello viene associato un circuito elettrico esterno, in modo da rappresentare il tubo in configurazione aperta come da *Figura 7.3*.

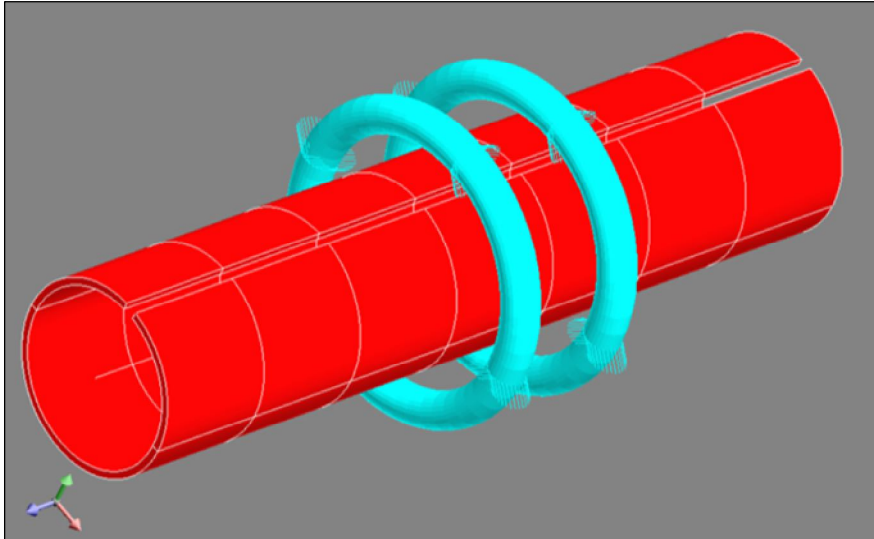


Figura 7.3: Rappresentazione 3D del modello bidimensionale costruito

Nel circuito elettrico, oltre ad impostare in corrente l'alimentazione delle due spire, viene collegata in serie ai bordi del tubo una resistenza di valore elevato atta a simulare la desiderata apertura del tubo.

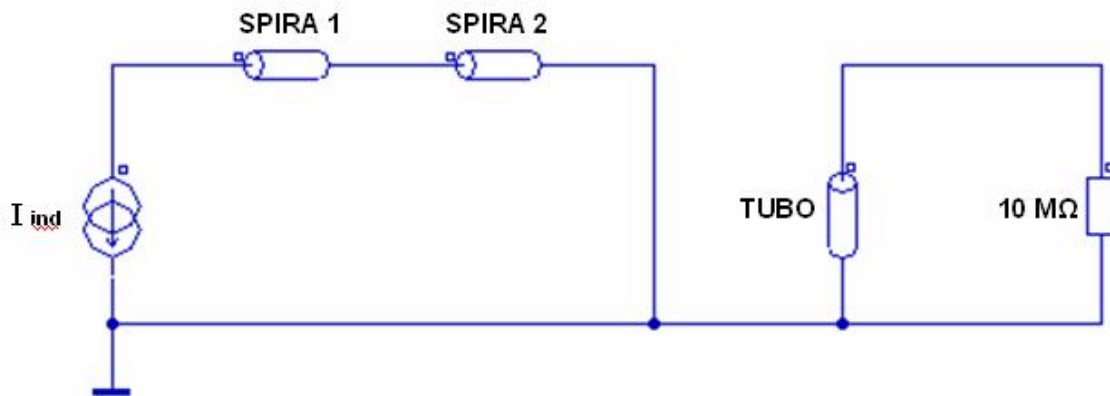


Figura 7.4: Circuito elettrico associato al modello

7.3 DISCRETIZZAZIONE DEL DOMINIO (MESH)

La discretizzazione del dominio è una delle fasi più importanti e delicate, dato che da essa dipendono fortemente i tempi di calcolo e la precisione della soluzione.

La scelta della dimensione degli elementi della mesh è legata alla frequenza di lavoro, al materiale della regione e al tipo di problema da risolvere; nel caso in questione si ha a che fare con un problema **Steady-state AC magnetic 2D** a 190 [kHz] con la presenza di materiali conduttori sedi di correnti indotte.

Una regola fondamentale in questo tipo di problemi, è quella di inserire almeno tre elementi di mesh (ne bastano due se sono del secondo ordine) nel primo spessore di penetrazione dei materiali con correnti indotte; la non osservanza di questa regola può portare a soluzioni con bassa precisione, se non addirittura alla non convergenza della soluzione.

Nelle simulazioni da risolvere si calcola lo spessore di penetrazione elettrico nel tubo prendendo la situazione peggiore, ovvero considerando la resistività elettrica dell'AISI 304L a temperatura ambiente:

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \sigma_{inox}}} = 0.98 [mm]$$

Ciò significa che nel tubo si andrà ad impostare una mesh con elementi aventi dimensione massima di 0.3 [mm] nel primo spessore di penetrazione; la mesh verrà inoltre impostata come mappata, al fine di avere un controllo ottimale su ogni elemento di discretizzazione.

Considerando inoltre il percorso di richiusura delle correnti indotte nel tubo, che le portano a circolare sia sulla superficie esterna e sia su quella interna (vedi *Figura 7.5*), e che gli elementi di mesh rettangolari che si ottengono devono avere un rapporto ottimale tra i lati pari circa a quattro, si imposta una mesh costituita da elementi 0.2x0.8 [mm].

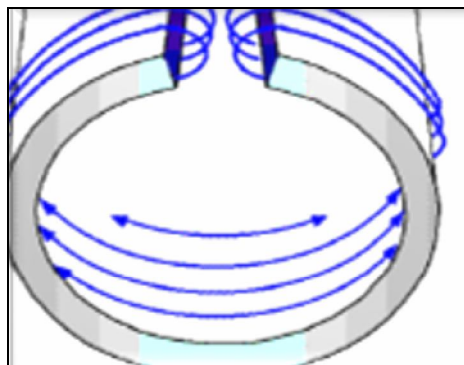


Figura 7.5: Percorso delle correnti nel tubo “aperto”

Si assegna quindi un mesh di 10 elementi nel senso dello spessore del tubo, e una meshline di 0.8 [mm] costanti nel senso della lunghezza del tubo.

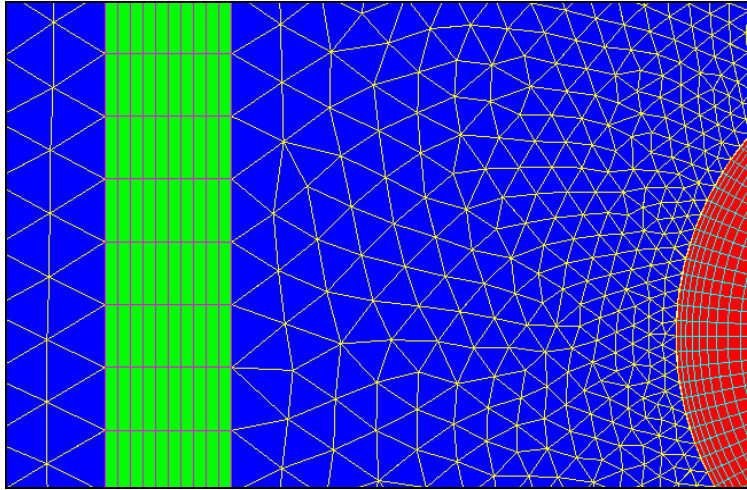


Figura 7.6: Mesh nel tubo (verde)

Anche nelle spire dell'induttore la corrente sarà distribuita disuniformemente a causa dell'effetto pelle e di prossimità; considerando che la corrente si addenserà nelle zone superficiali della spire e che lo spessore di penetrazione elettrico in questo caso vale:

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \sigma_{Cu}}} = 0.16 [\text{mm}]$$

si andrà a creare con le medesime considerazioni fatte per il tubo, una mesh mappata assegnando una meshline costante sulla circonferenza della spira di 0.2 [mm] ed una meshline geometrica da 0.05 a 0.2 [mm] lungo lo spessore della spira.

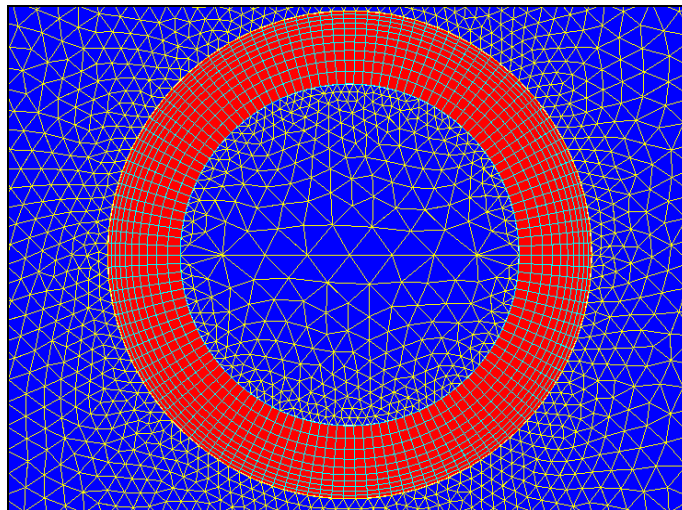


Figura 7.7: Mesh nelle spire

Per quanto riguarda l'impeder, si sa che non sarà sede di correnti indotte, ma al fine di apprezzare con buona precisione l'andamento della permeabilità magnetica relativa, s'impone una mesh mappata fitta costituita da elementi 0.4x1.6 [mm].

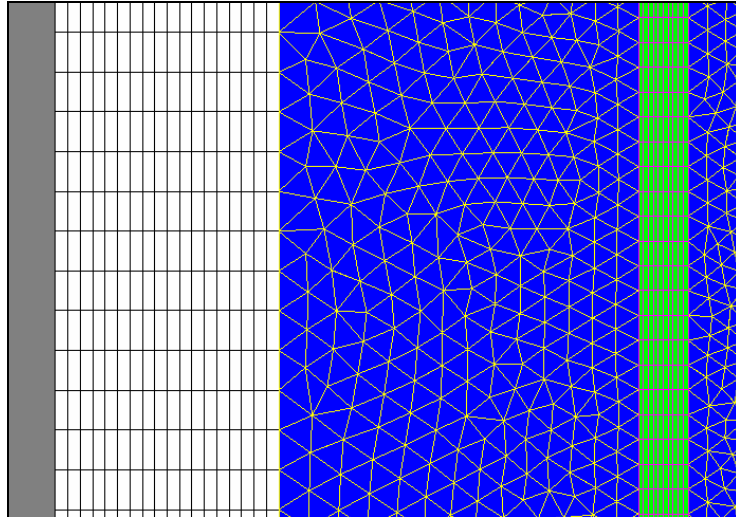


Figura 7.8: Mesh nell'impeder (bianco)

Infine si crea una mesh mappata anche nella regione infinite -box, mentre nelle restanti regioni viene lasciata libera.

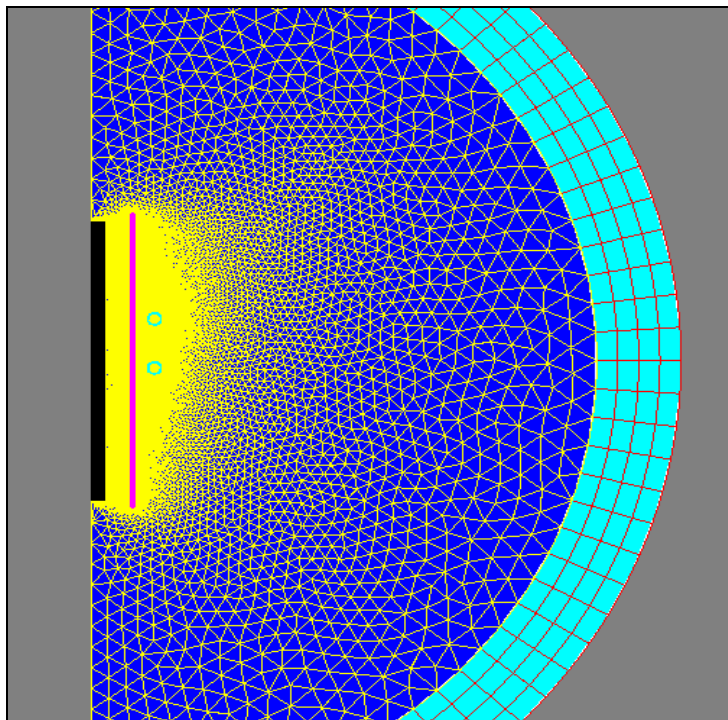


Figura 7.9: Mesh nell'intero modello

7.4 POST-PROCESSING

In questo paragrafo verranno analizzati i risultati ottenuti dalle due simulazioni 2D esposte in questo capitolo.

Per quanto riguarda la **prima simulazione (senza impedire)**, nei risultati ci si attende di trovare una distribuzione di corrente concentrata maggiormente sulle facce del tubo nella zona sottostante all'induttore; sull'induttore invece, la densità di corrente sarà molto elevata nella superficie rivolta verso il tubo a causa dell'effetto pelle e dell'effetto di prossimità.

Come si può vedere in seguito le attese vengono rispettate, dando conferma dell'esattezza della soluzione.

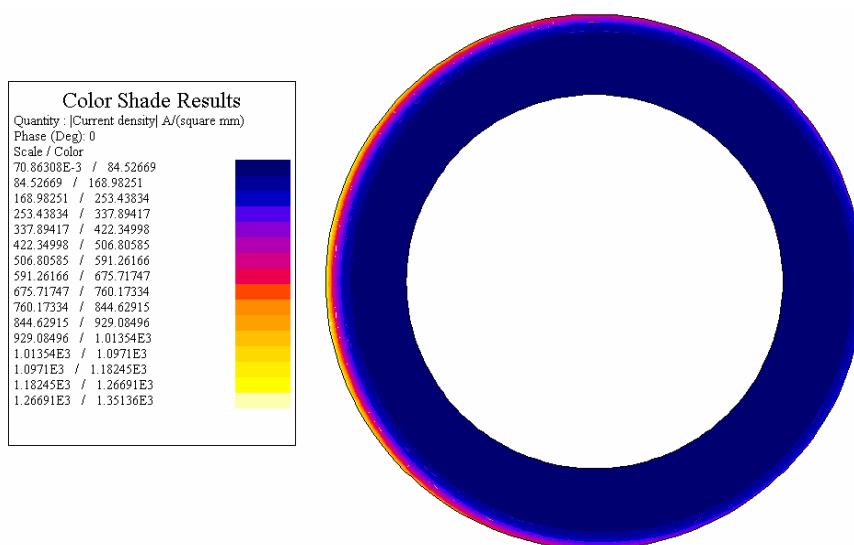


Figura 7.10: Distribuzione della corrente in una spira

Osservando la densità di corrente nel tubo nella successiva immagine, si vede che ha una distribuzione come da previsione, ma con la differenza di avere giustamente un valore più elevato nella superficie rivolta verso la bobina; ciò è ancora dovuto all'effetto di prossimità tra le correnti indotte e la corrente dell'induttore, che circolando in senso opposto tendono ad attrarsi.

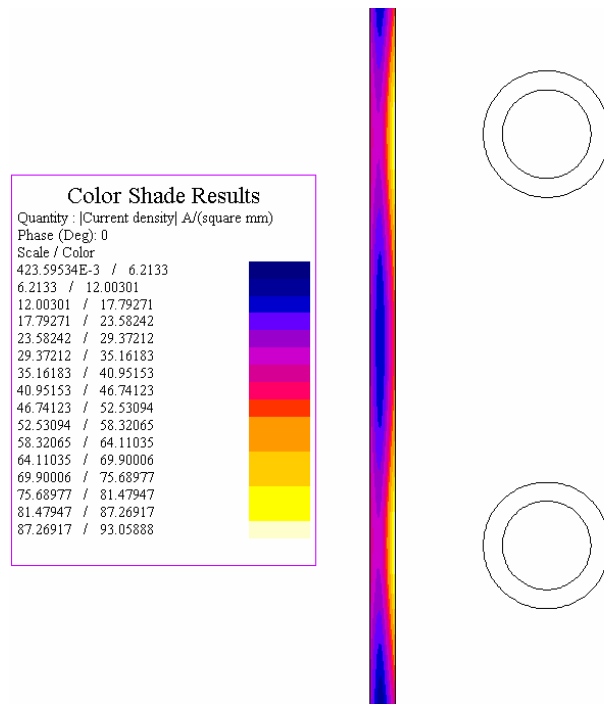


Figura 7.11: Particolare della distribuzione della corrente indotta nel tubo

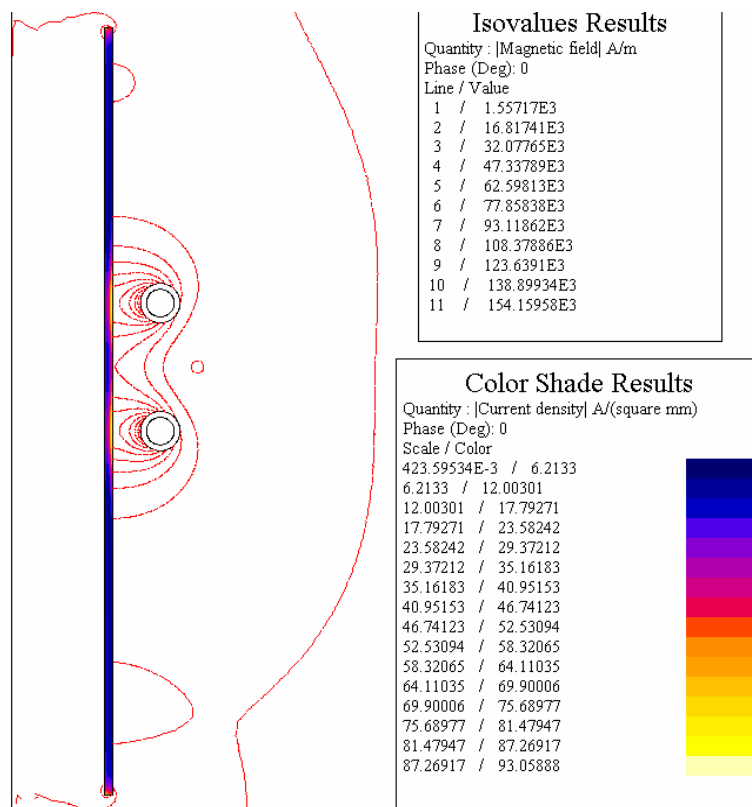


Figura 7.12: Distribuzione della corrente sull'intero tubo ed andamento del campo magnetico (isovalues rosse)

Un ultimo utile dato ottenibile da questa simulazione, è il valore della potenza attiva indotta nel tubo; questo valore verrà usato come parametro di confronto con l'analogo modello tridimensionale, al fine di comprenderne la bontà per semplificazioni geometriche attuate,

formulazioni assegnate e mesh costruita (molto più difficile da controllare rispetto al 2D). Si trova un valore di potenza attiva indotta nel tubo pari a **22000 [W]**.

Sempre allo scopo di realizzare un confronto col modello 3D, si va a mettere in un grafico l'andamento della J in un path posizionato in una zona sottostante ad una spira dell'induttore:

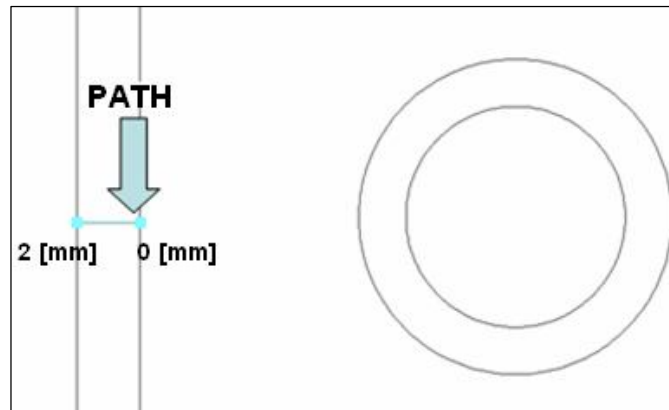


Figura 7.13: Posizione del path

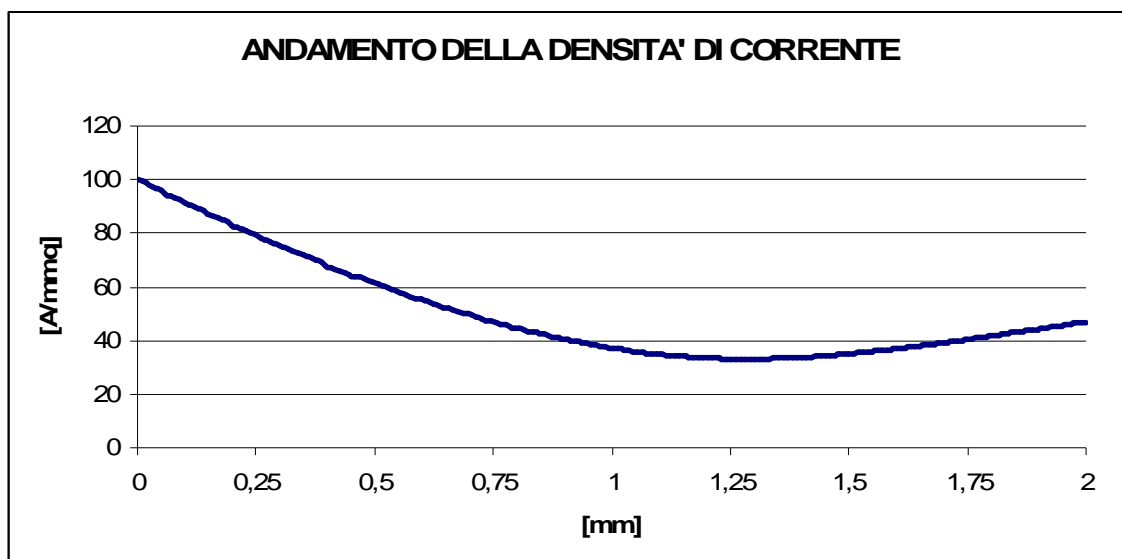


Figura 7.14: Densità di corrente lungo il path di Figura 58

Passando all'analisi della **seconda simulazione (con impeder)**, come primo effetto ci si aspetta di trovare valori di potenza indotta nel tubo superiori rispetto alla simulazione precedente, come conseguenza del minor valore di riluttanza del circuito magnetico che porta ad avere un flusso concatenato col tubo di valore maggiore; infatti il valore di potenza attiva indotta nel tubo è di **34000 [W]**.

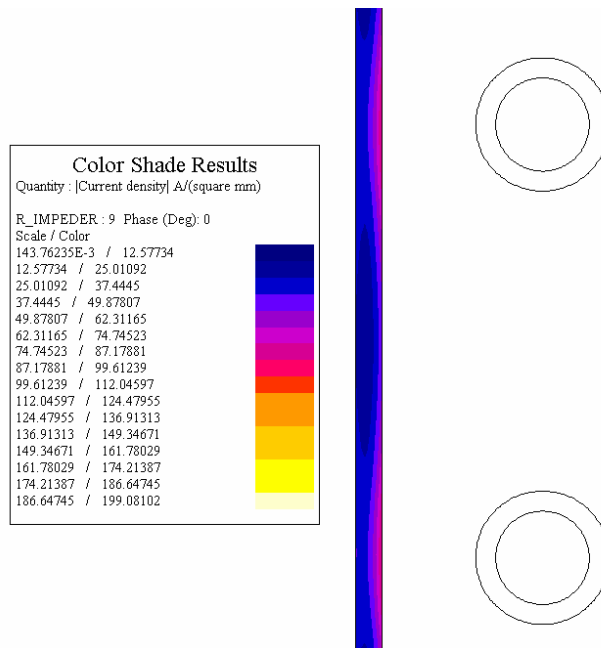


Figura 7.15: Distribuzione della corrente sul tubo nel caso con l'impeder

Altra differenza che ci aspetta di trovare, come spiegato nel *paragrafo 4.2*, risiede nella distribuzione della corrente nel tubo che dovrebbe essere meno addensata nella superficie interna per effetto dell'impeder, che tende a respingerla verso la superficie esterna.

Per verificarlo si è realizzata una variante della simulazione, assegnando all'impeder dei valori di permeabilità magnetica relativa costanti e crescenti da 1 a 1500, ed osservando poi l'andamento di J lungo il path di *Figura 7.13*.

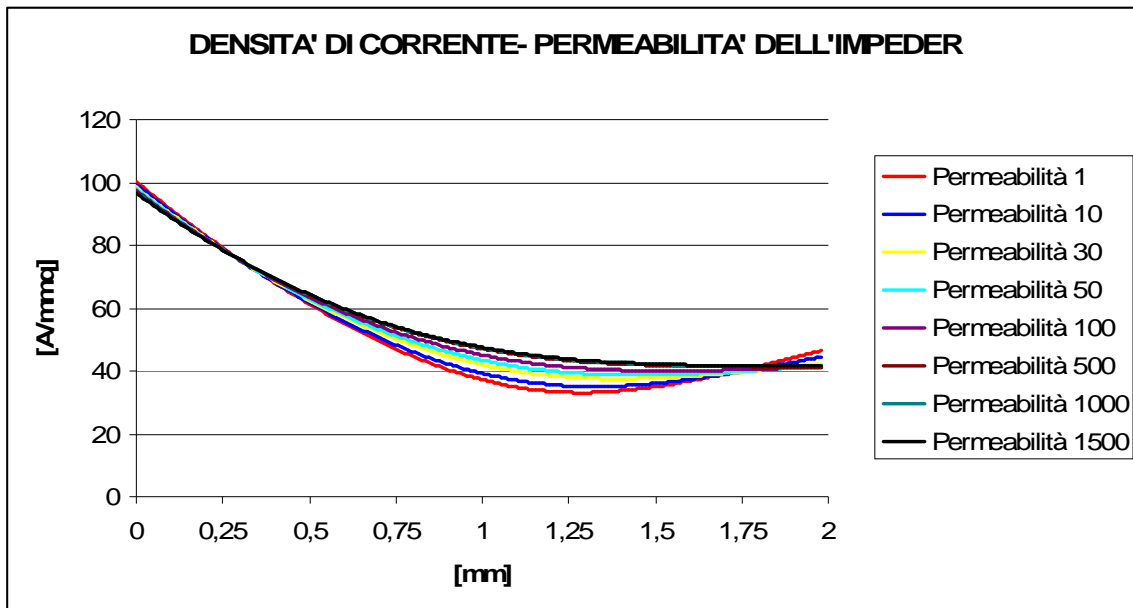


Figura 7.16: Densità di corrente sul path al variare della permeabilità dell'impeder

I risultati ottenuti confermano quanto atteso:

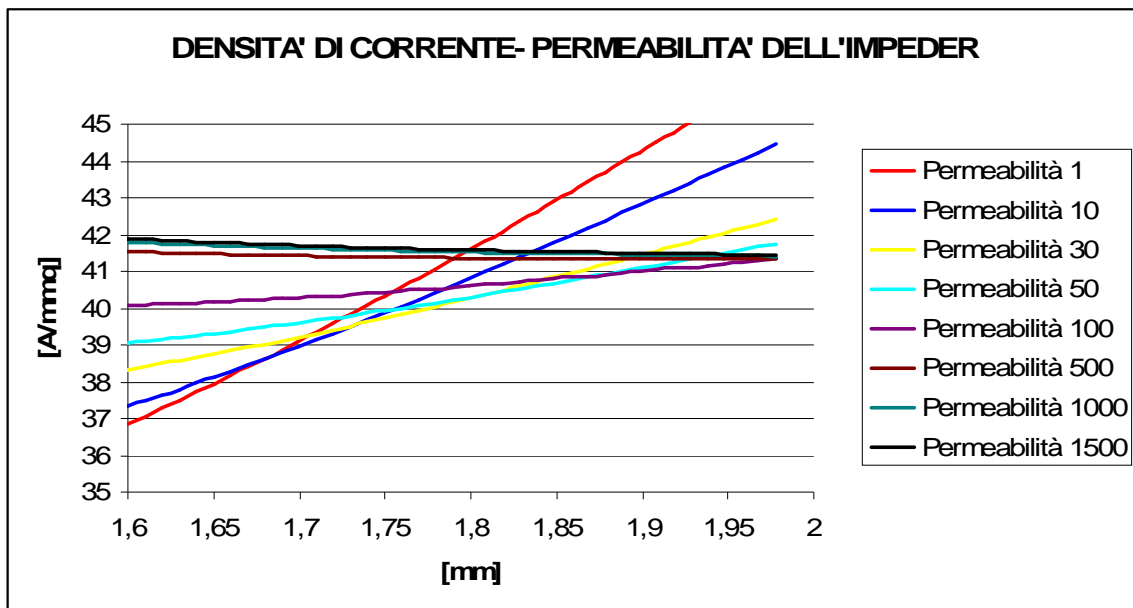


Figura 7.17: Densità di corrente vicino la superficie interna del tubo, al variare della permeabilità dell'impeder

Come si può osservare dalla *Figura 7.17* la corrente sulla superficie interna del tubo, ha valore tanto più basso quanto più alta è la permeabilità dell'impeder; man mano che ci si muove verso la superficie esterna, la densità di corrente aumenta al crescere della permeabilità dell'impeder per l'effetto "repulsivo" creato da quest' ultimo.

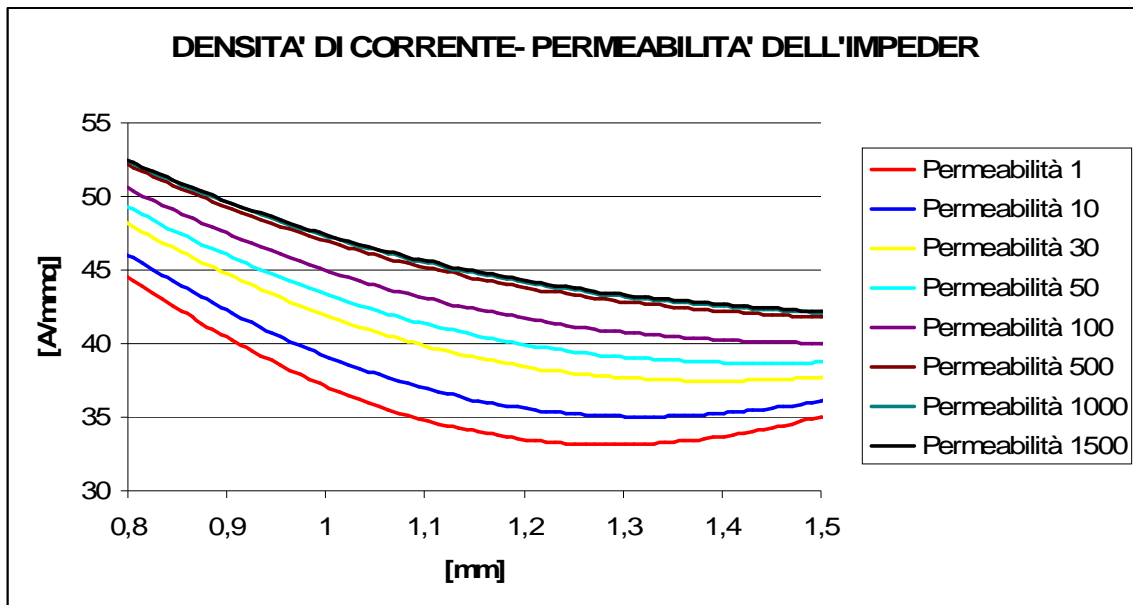


Figura 7.18: Densità di corrente nella zona centrale dello spessore del tubo, al variare della permeabilità dell'impeder

Altro dato è la potenza persa nell'induttore modellizzato nella simulazione, pari a circa **7200 [W]**.

Infine, molto utile è osservare dalla **terza simulazione** l'andamento della permeabilità magnetica relativa sulla lunghezza dell'impeder; con tali risultati si potrà poi andare ad assegnare un valore di permeabilità costante nell'impeder della simulazione 3D.

Per quanto riguarda l'impeder con diametro da 18 [mm] utilizzato nel reale processo, si nota che è in saturazione (a meno degli estremi) e che ha **un valore di permeabilità magnetica pari circa a 40**.

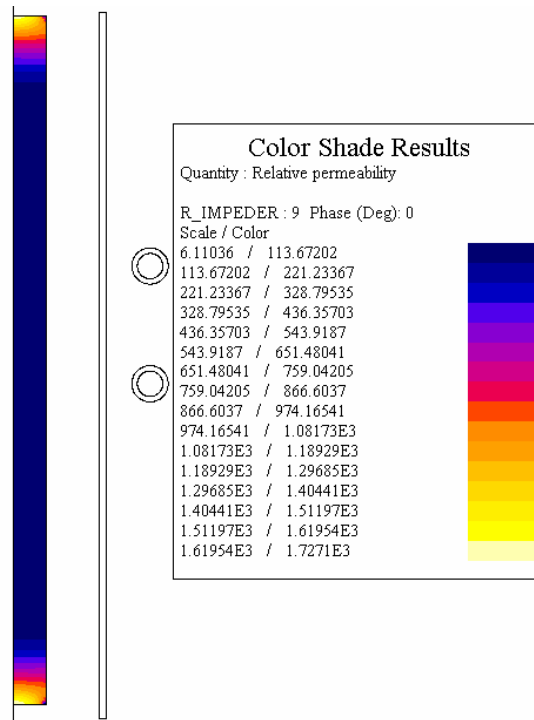


Figura 7.19: Distribuzione della permeabilità relativa nell'impeder

Con valori maggiori del diametro, ovviamente il livello di saturazione diminuisce e la permeabilità relativa assume valori sempre più alti; trascurando le estremità dell'impeder dove si hanno valori di permeabilità pari a quella iniziale, si trova:

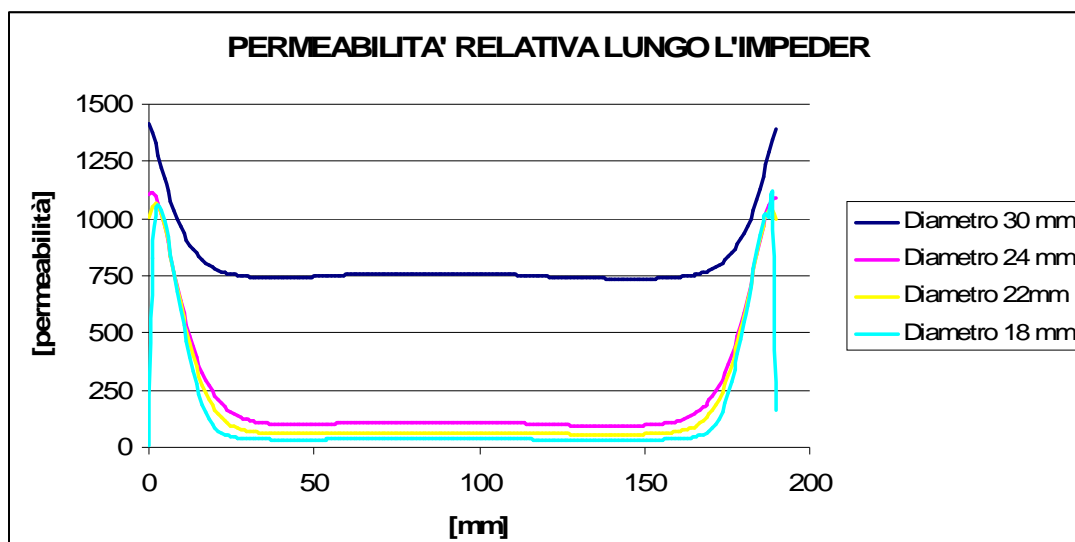


Figura 7.20: Andamento della permeabilità relativa nell'impeder al variare del diametro

Dal grafico:

DIAMETRO 22 [mm]	PERMEABILITA' RELATIVA 65
DIAMETRO 24 [mm]	PERMEABILITA' RELATIVA 110
DIAMETRO 30 [mm]	PERMEABILITA' RELATIVA 760

Capitolo 8

PRE-PROCESSING DEI MODELLI ELETTROMAGNETICI 3D

8.1 INTRODUZIONE

Le simulazioni 2D sviluppate sino ad ora, sono servite ad ottenere dati utili per le successive simulazioni 3D e per avere un modello di confronto per l'impostazione del problema tridimensionale; non sussistono infatti le condizioni per rappresentare fedelmente in due dimensioni il problema in questione, che quindi necessita di una modellazione 3D.

In 3D verranno creati tre diversi modelli, tutti **Steady-state AC magnetic**, rappresentanti con diversi gradi di semplificazione la realtà del problema della saldatura ad induzione di tubi:

- 1) *il primo modello* rappresenta il **tubo in configurazione “totalmente aperta” senza impeder**, ed è la replica in tre dimensioni del primo modello 2D descritto nel *Capitolo 7*.
Con questo modello si confronteranno i risultati di potenza e correnti indotte del modello 2D, al fine di capire la bontà della mesh e delle formulazioni utilizzate.
- 2) *il secondo modello* rappresenta il **tubo in configurazione “chiusa con bordi del Vee tra loro paralleli” e con impeder**. Questa simulazione verrà risolta parametrizzando la distanza tra i bordi del Vee e fissando un valore di permeabilità equivalente costante dell'impeder.
Il modello così risolto è molto vicino alla realtà e permette di fornire indicazioni sulle vere potenze in gioco, di osservare l'influenza della distanza tra i bordi (simili all'angolo del Vee) e di ottenere dei risultati che verranno poi utilizzati nelle simulazioni termiche.
- 3) *il terzo modello* rappresenta il **tubo con impeder e in configurazione “reale”**, anche se delle semplificazioni di natura geometrica e non (vedi permeabilità impeder) devono essere accettate per permetterne la costruzione.
Con questo modello si otterranno i dati relativi al reale processo e le informazioni relative alle sorgenti di calore per lo sviluppo del modello termico.

8.2 MODELLI GEOMETRICI

Il tubo del **primo modello** viene costruito dall'estrusione di una faccia avente la forma di *Figura 8.2* ed un valore dell'angolo α di 6° .

Il volume del tubo viene costruito in sette estrusioni di lunghezza $L_1/2$, rispettando ovviamente i valori di diametro e spessore presentati nelle specifiche; si ricorda che il valore L_1 è un importante parametro del processo (in questo caso pari a 65 mm), coincidente con la lunghezza del Vee e col diametro interno dell'induttore.

L' induttore, come del resto il tubo, viene costruito in modo da ottenere delle facce esterne delimitate da quattro nodi, con lo scopo di permettere in seguito l'assegnazione di una mesh mappata per averne un maggior controllo, anche se trattandosi di stranded coil non si ha la necessità di discretizzazioni particolari.

All'interno del tubo viene inserita una linea avente la funzione di creare una base per la costruzione della mesh volumetrica nella porzione d'aria in quella zona.

Il modello finale così ottenuto, è mostrato nell'immagine seguente:

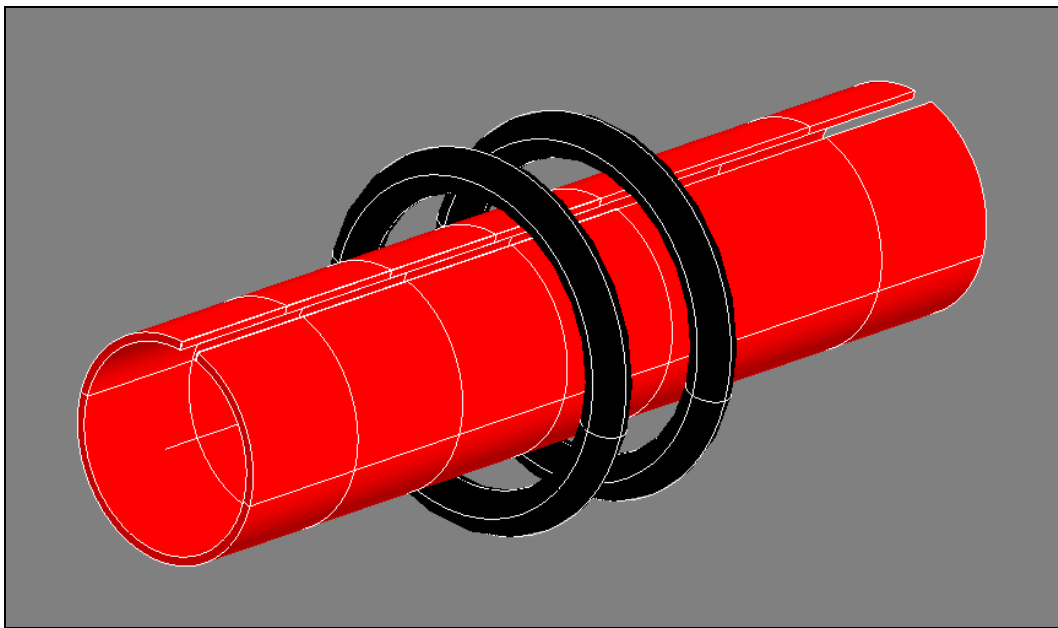


Figura 8.1: Modello geometrico della simulazione 1

Il tubo del **secondo modello** viene costruito in due parti distinte; una prima parte di lunghezza $L_1/2$ avente la struttura di tubo chiuso ed una seconda parte, contigua alla precedente, di lunghezza $3L_1$ ed avente la struttura di tubo aperto con distanza tra i bordi parametrizzata in funzione di un angolo al centro α come da *Figura 8.2*.

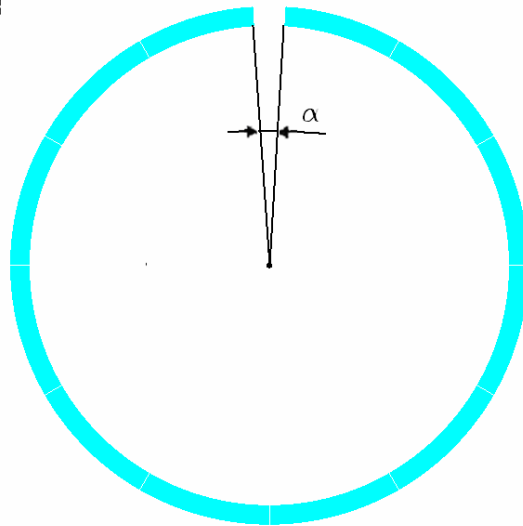


Figura 8.2: Parametrizzazione della distanza tra i bordi

L'induttore e l'impeder vengono costruiti e posizionati come da dati fornite nelle specifiche (Capitolo 6);

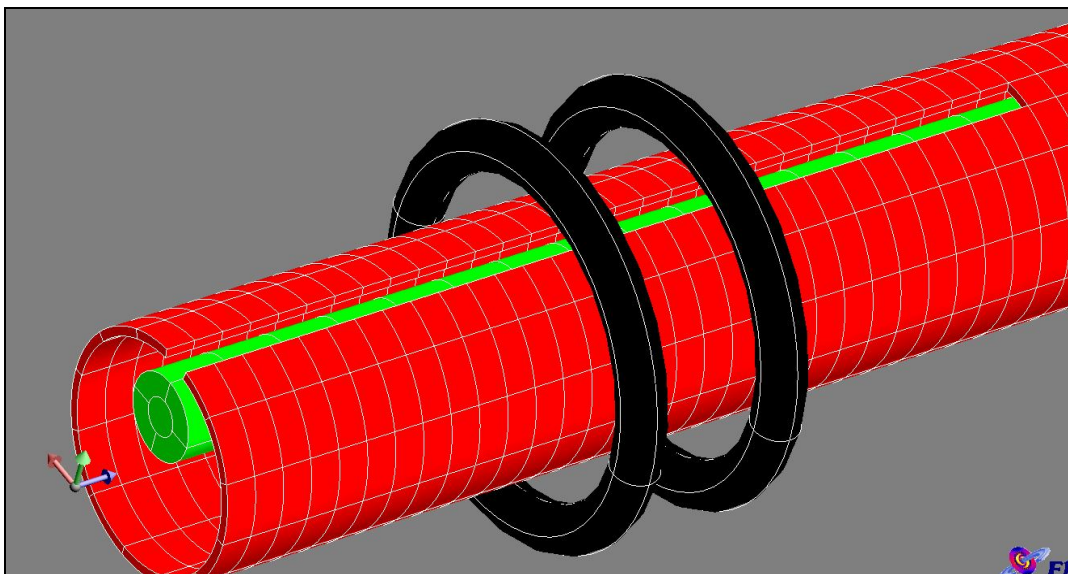


Figura 8.3: Modello geometrico della simulazione 2

L'induttore viene modellizzato come spiegato nel *paragrafo 7.2* con l'unica differenza che ora verrà considerato uno stranded coil, per non avere problemi nella convergenza della soluzione.

Come si può osservare dalla precedente figura, il tubo viene costruito per piccole successive estrusioni di lunghezza $L_1/10$ di una faccia di partenza avente la forma della sezione del tubo aperto suddivisa in vari settori; questo espediente, adottato in maniera

più leggera anche nel *primo modello*, permette di ottenere la costruzione del tubo mediante la somma di un certo numero di piccoli volumi, grazie ai quali è possibile controllare la mesh di volume in maniera molto efficace; inoltre la suddivisione del tubo in una serie di piccole fette (in totale trenta), è resa necessaria dalla modalità con la quale si andrà a realizzare la simulazione termica.

Accorgimenti simili sono stati presi anche per la realizzazione dell'impeder; infatti, nonostante la sua forma cilindrica, non è stato ottenuto dall'estrusione di una semplice faccia circolare, bensì (Figura 8.4) da una serie di estrusioni di una sezione di forma più complessa. Infine, l'induttore viene modellato in maniera analoga al primo modello.

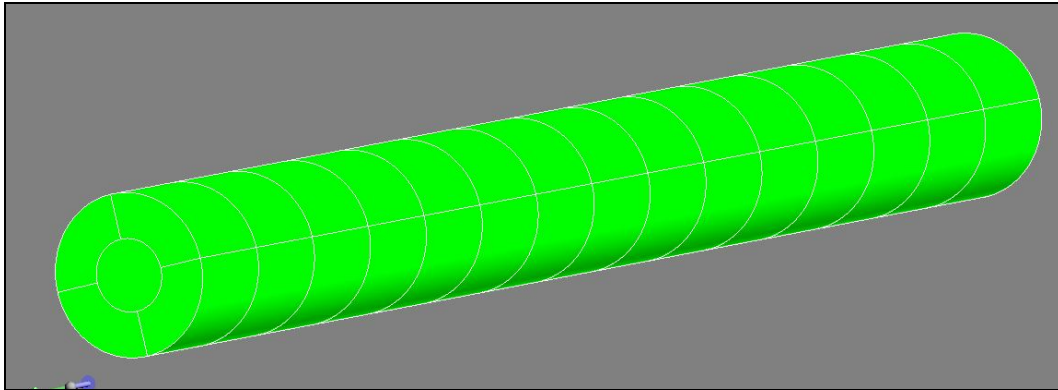


Figura 8.4: Modello geometrico dell'impeder

Il tubo del **terzo modello** viene costruito in modo da risultare il più possibile simile alla situazione reale; l'angolo del Vee è di 4° come da specifica, e il tubo ha un'estensione totale pari a $3.5L_1$:

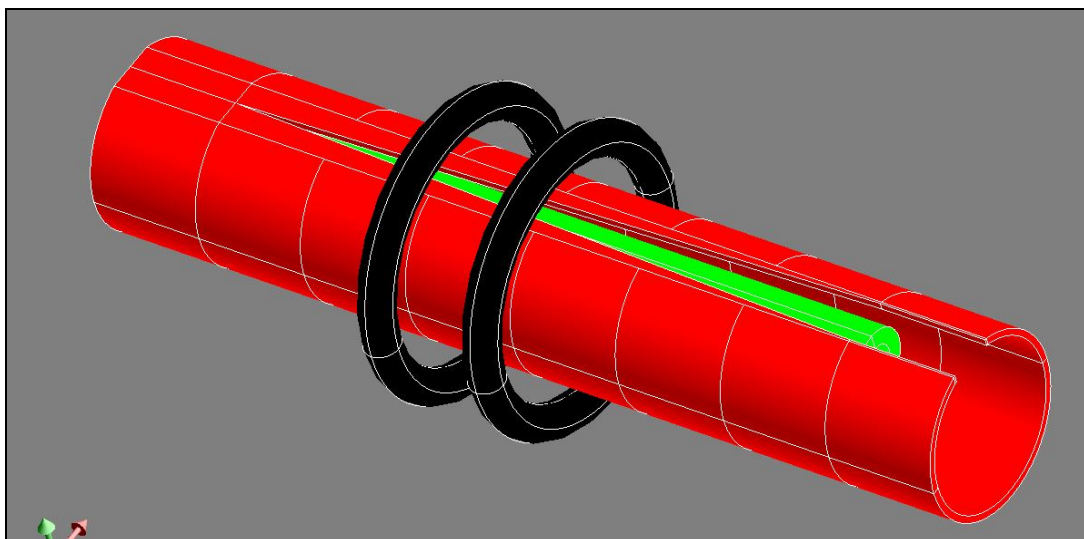


Figura 8.5: Modello geometrico della simulazione 3

Purtroppo per riuscire a costruire il Vee come mostrato nell'immagine precedente, bisogna accettare la semplificazione geometrica di Figura 8.6.

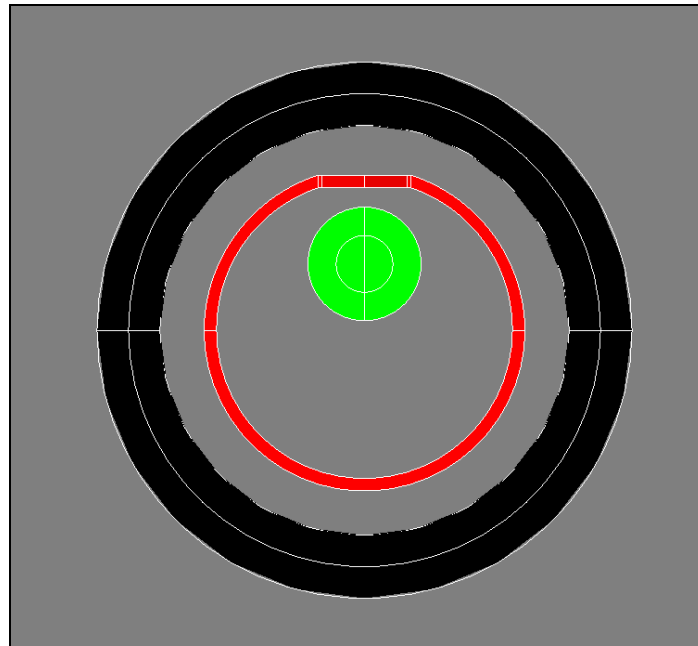


Figura 8.6: Vista sul piano xy del modello della simulazione 3

Come si nota, la zona del Vee è costruita in un piano, per non avere l'intersezione di linee (bordi del Vee) con superfici curve (tubo), cosa non accettata dal software.

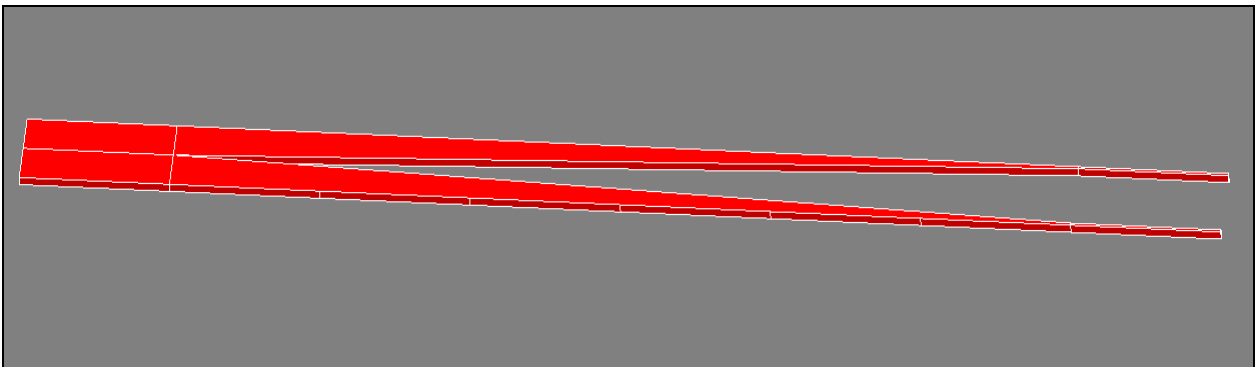


Figura 8.7: Piano di costruzione del Vee

Tale piano ha una larghezza leggermente superiore al necessario al fine di evitare di avere geometrie con angoli molto acuti, che danno grossissimi problemi in fase di discretizzazione (vedi *Figura 8.8*).

Impeder ed induttore vengono realizzati come spiegato nei due modelli precedenti.

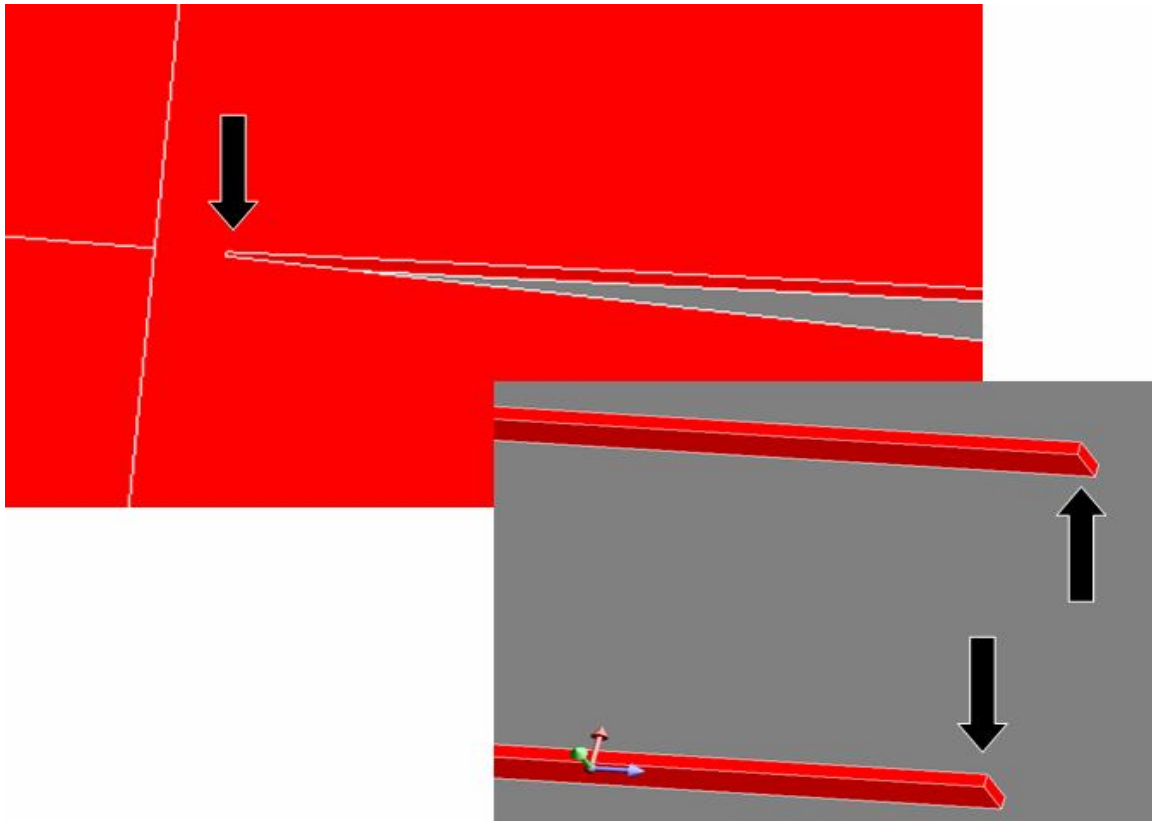


Figura 8.8: Aggiustamenti della geometria del piano

In tutti e tre i modelli, l'intera geometria descritta viene inglobata in un infinite-box di forma cilindrica ed avente altezza e raggio pari a circa 2-3 volte le dimensioni principali del modello interno. Come già detto nel capitolo precedente, l'infinite-box serve a simulare con precisione la condizione di campo nullo all'infinito.

Name of the Infinite Box *	
InfiniteBoxCylinderZ	
Comment	
Type of the Infinite Box	
Z Cylinder	
Cylinders sizes	Formula or Value
Inner Radius	$3.5 * DTUBO$ <input type="text" value="f0"/>
Outer Radius	$3.5 * DTUBO + 50$ <input type="text" value="f0"/>
Inner Size, Half Height	$1.3 * LTUBO$ <input type="text" value="f0"/>
Outer Size, Half Height	$1.3 * LTUBO + 50$ <input type="text" value="f0"/>

Geometric symmetry versus ZX plan

Figura 8.9: Dimensioni dell'infinite-box

Nella seguente immagine si può vedere a titolo d'esempio il terzo modello completo, all'interno dell'infinite.

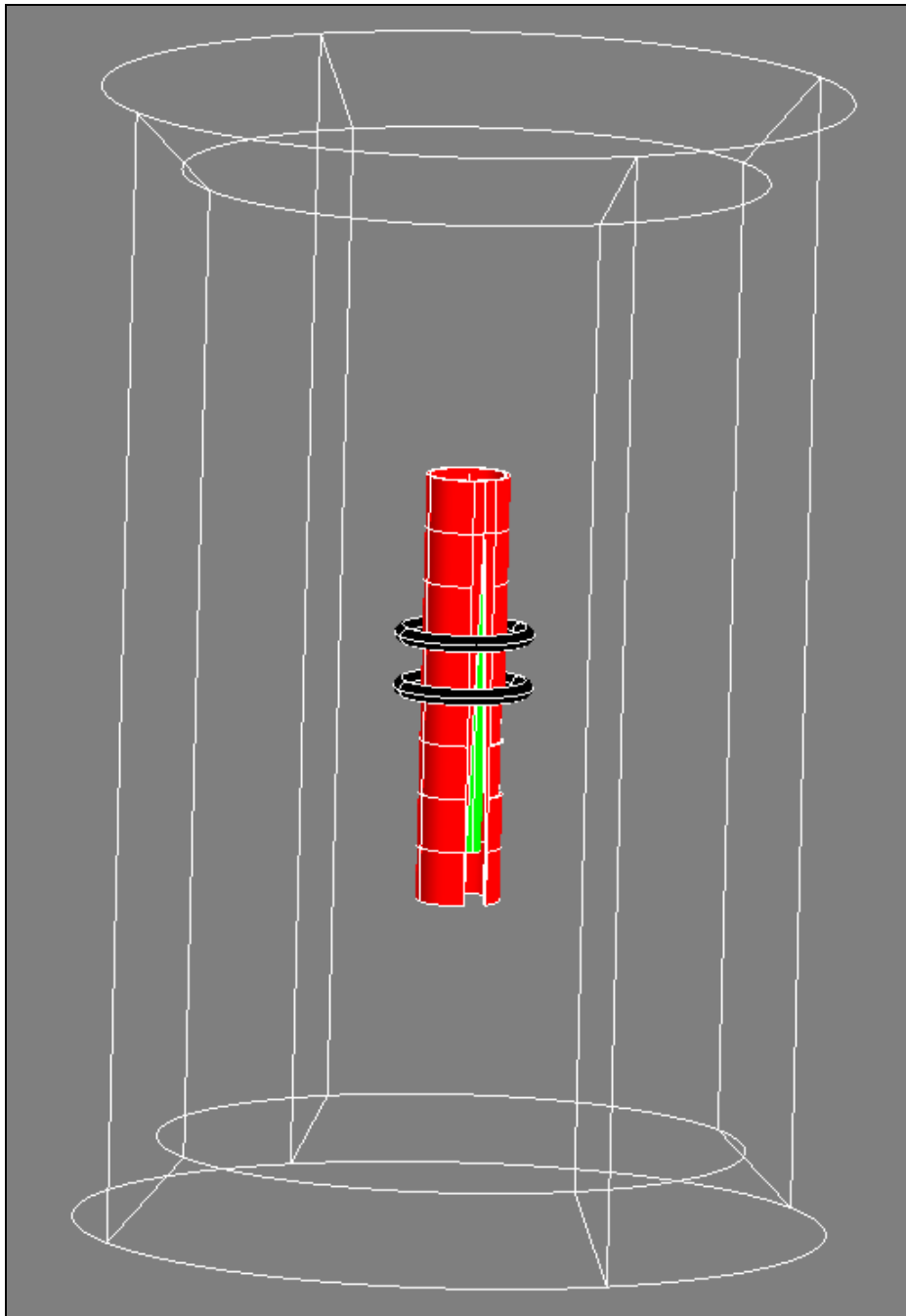


Figura 8.10: Terzo modello completo

8.3 DISCRETIZZAZIONE DEL DOMINIO (MESH)

Come spiegato nel *paragrafo 7.3*, la scelta delle dimensioni degli elementi è legata al tipo di problema, alle sorgenti e ai materiali in gioco nel modello, ed è molto importante per la precisione della soluzione, per i tempi di calcolo e per la convergenza del problema.

Con riferimento al **primo modello 3D in configurazione “totalmente aperta”** (dato che è uno sviluppo del primo modello 2D), si fanno le medesime considerazioni fatte sulla discretizzazione del tubo; l'unica differenza risiede ora nel fatto che avendo a che fare con un problema tridimensionale ci sono degli effetti di bordo non visibili in 2D, da considerare. Infatti, tenendo conto che le correnti indotte circoleranno tra la superficie esterna e quella interna del tubo come mostrato in *Figura 7.5*, probabilmente si avrà un maggiore addensamento di corrente lungo il bordo del tubo aperto sotto l'induttore.

Ciò significa che la mesh del tubo deve essere costruita in funzione dello spessore di penetrazione (valore 0.98 [mm]) e dell'effetto di bordo appena descritto, che come conseguenza porterà ad avere una discretizzazione più fitta nel bordo stesso.

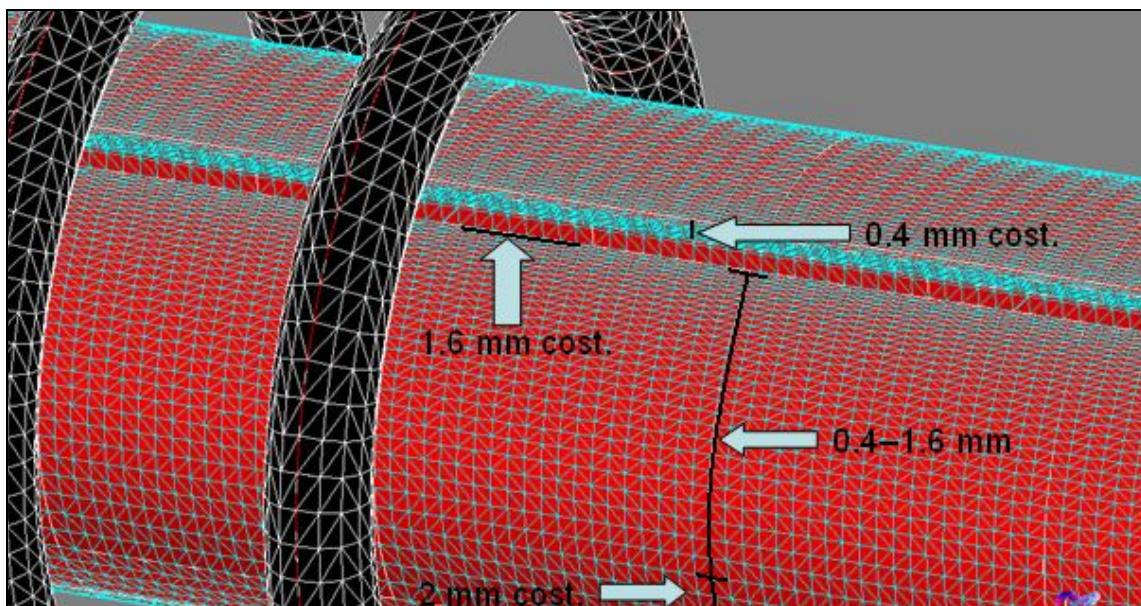


Figura 8.11: Mesh nel tubo del primo modello

Si assegna quindi una meshline di 0.4 [mm] costanti sullo spessore del tubo ed una di 1.6 [mm] costanti sul bordo del tubo, in modo da ottenere elementi rettangolari col rapporto ottimale tra i lati di 4:1 (vedi *paragrafo 7.3*).

Per avere una discretizzazione più fitta lungo il bordo si assegna lungo l'arco di circonferenza che va dall'apertura a metà tubo, una meshline geometrica da 0.4 a 2 [mm],

mentre nella semicirconferenza inferiore si ha una meshline costante di 2 [mm] (vedi *Figura 8.11*).

Particolari della mesh nel tubo sono riportati nella *Figura 8.12*:

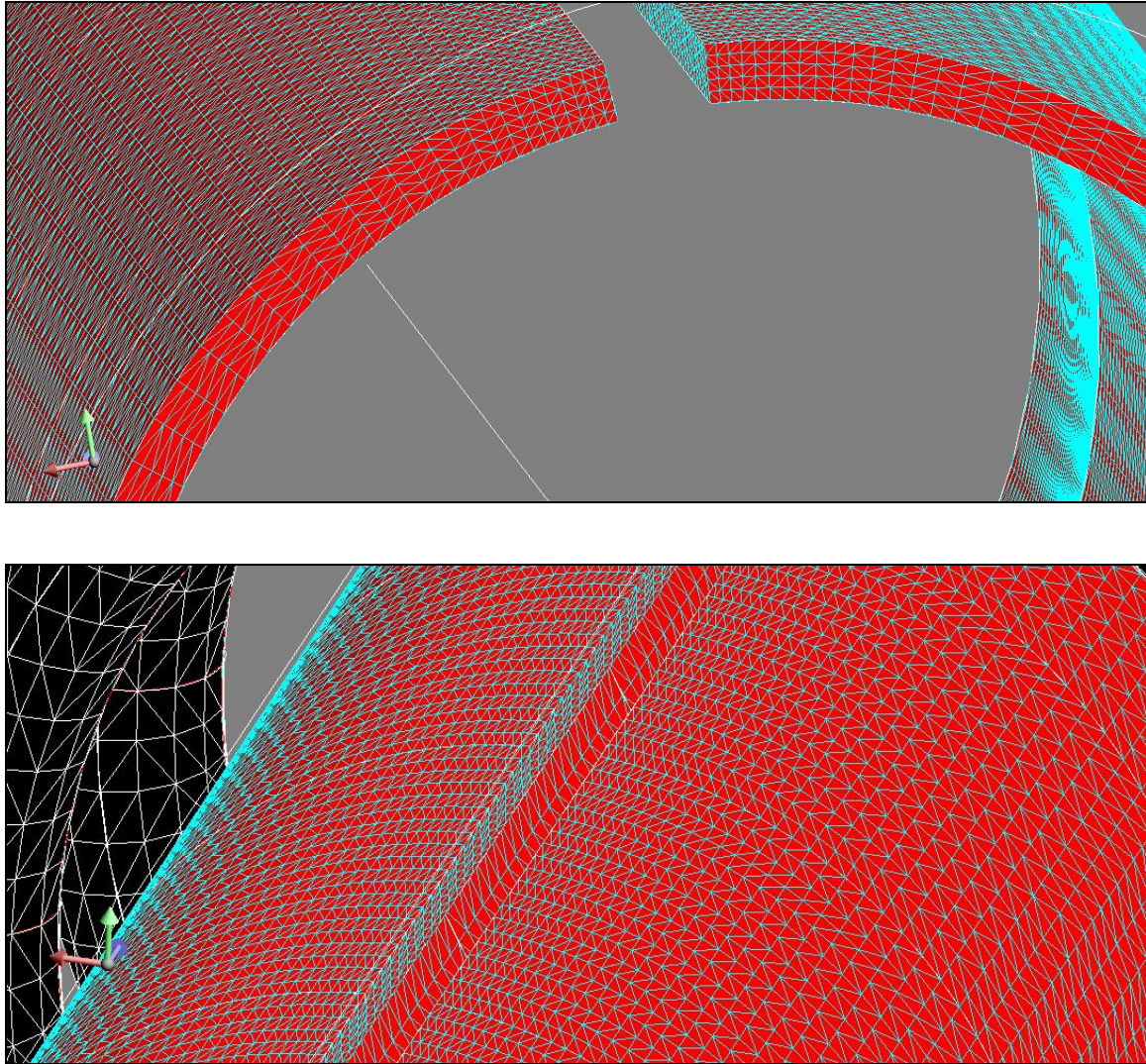


Figura 8.12: Particolari della mesh nel tubo del primo modello

Si noti infine, che grazie alla costruzione geometrica realizzata, è stato possibile assegnare una mesh mappata a tutte le facce componenti il tubo, cosa che come più volte ribadito permette un perfetto controllo della mesh superficiale.

Passando al **secondo modello “tubo chiuso con bordi tra loro paralleli”**, si ha una differenza nella discretizzazione del tubo; ora le correnti indotte, trovando un percorso di richiusura, fluiranno anche lungo i bordi di saldatura richiudendosi nel fondo del tubo, dove si avrà un’elevata densità di corrente.

Per tenere conto di ciò s’infittisce la mesh nella zona dell’apice del Vee, utilizzando una meshline geometrica da 0.2 (nell’apice) a 1 [mm] alla fine del tubo; nell’altro lato di questo volume che funge da chiusura del tubo, si è impostata una meshline costante di 0.1 [mm], che porta ad avere una discretizzazione molto fitta (vedi *Figura 8.13*).

Le restanti zone presentano una mesh come quella descritta per il primo modello.

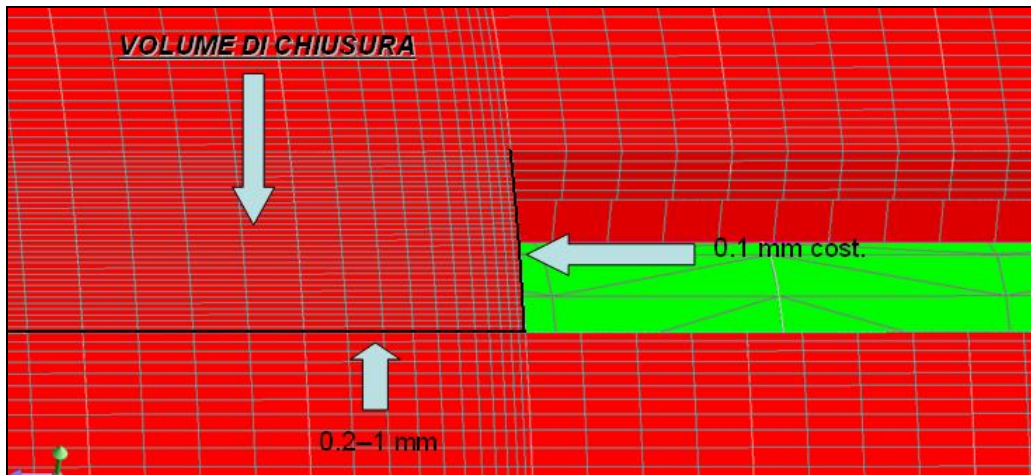


Figura 8.13: Mesh nel volume di chiusura del tubo (secondo modello)

La costruzione geometrica del tubo come somma di piccoli volumi, permette di avere un numero più alto di facce ed una minore distanza tra di esse; la mesh mappata su queste facce è molto utile perché funge da base per la costruzione della mesh di volume interna al tubo, che conseguentemente sarà molto prossima alla mesh desiderata; allo scopo, molto utili sono le facce interne al tubo. Lo stesso accorgimento, anche se in forma più ridotta, è stato adottato anche negli altri due modelli.

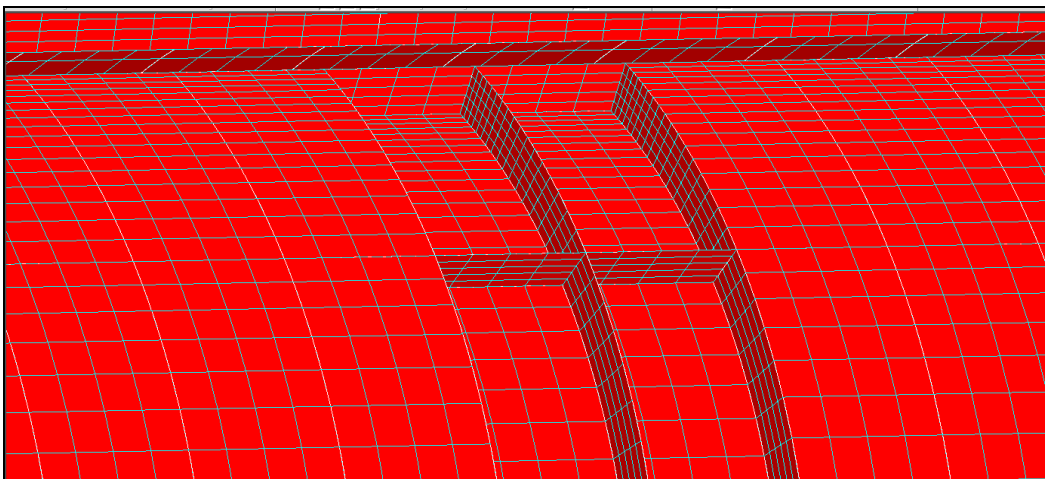


Figura 8.14: Mesh nelle facce interne la tubo (secondo modello)

Infine si passa alla descrizione della mesh del **terzo modello in configurazione “reale”**.

Una grossa differenza nella discretizzazione del tubo rispetto al secondo modello, risiede nel volume aggiuntivo di *Figura 8.7*, che serve a descrivere il reale andamento del Vee; per la forma che ha questo volume, le sue facce non possono avere una mesh mappata e ciò è un problema da risolvere, dato che in questa zona si ha quasi la totalità della potenza indotta e la mesh non può essere controllata con accuratezza.

Questo problema viene risolto assegnando delle meshline molto più fitte rispetto al caso in cui ci fossero state superfici mappate; il risultato è una buona mesh nella zona del Vee, ma per evitare problemi di memoria e lunghi tempi di calcolo, si è necessariamente dovuto allargare le dimensioni degli elementi di discretizzazione nelle altre zone del tubo.

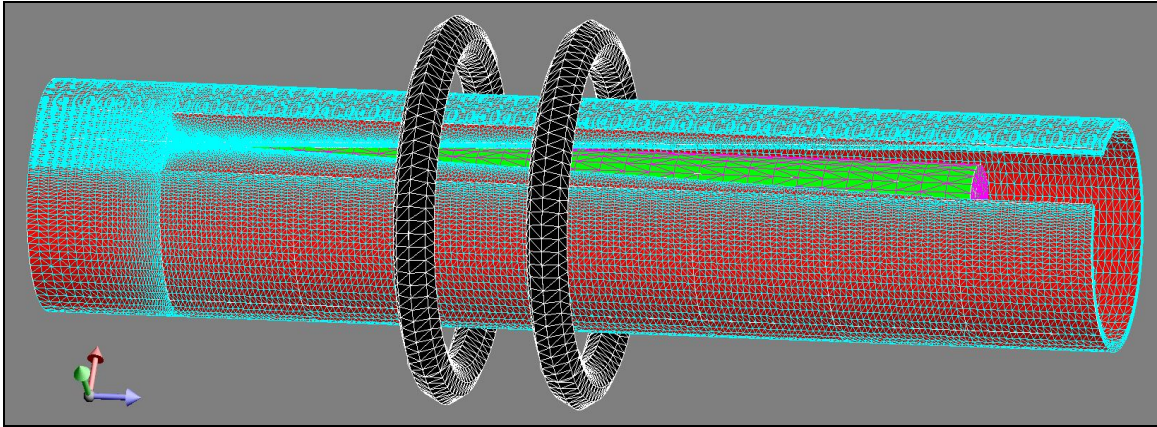


Figura 8.15: Mesh nell'intero terzo modello

Ora infatti la meshline assegnata alla semicirconferenza inferiore del tubo è di 3 [mm] costanti, mentre la meshline geometrica sull'arco di circonferenza che va dal volume del Vee a metà tubo è 0.4-2.7 [mm]; come mostra la *Figura 8.16*, anche le dimensioni degli elementi della parte finale chiusa del tubo sono maggiori rispetto al secondo modello.

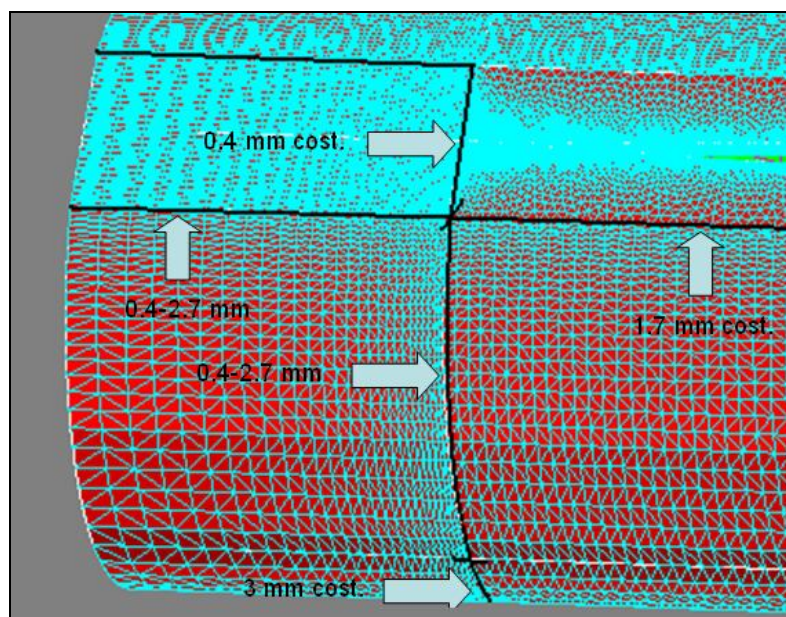


Figura 8.16: Meshlines assegnate sul terzo modello

Per ottenere una mesh adeguata lungo il profilo di saldatura, si è assegnata una meshline progressiva da 0.15 a 0.6 [mm], con l'elemento iniziale più piccolo in corrispondenza dell'apice del Vee e l'elemento di 0.6 [mm] nella parte finale aperta del tubo.

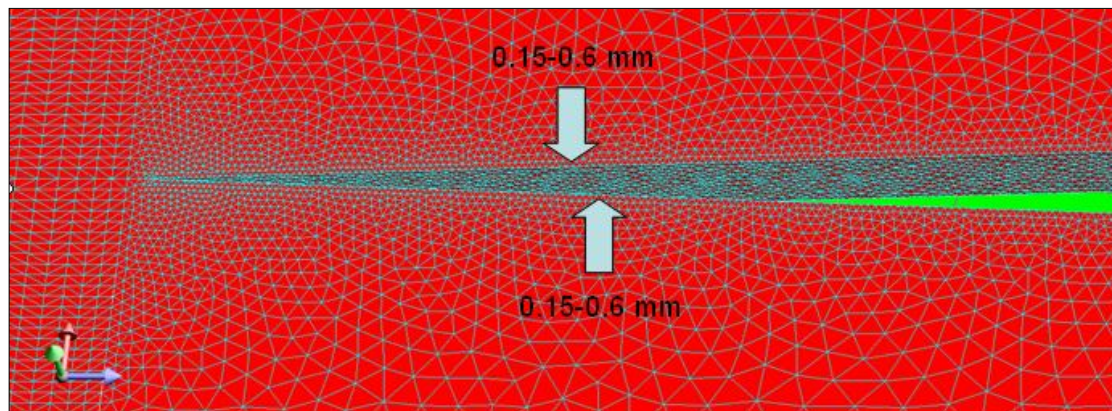


Figura 8.17: Mesh lungo il Vee del terzo modello

Si noti come la discretizzazione risulta particolarmente fitta specialmente nella zona dell'apice del Vee e lungo lo spessore del tubo.

Viene trattata per ultima la mesh sull'induttore perché comune a tutti e tre i modelli, oltre alla mesh sull'imper dato che anch'essa è comune al secondo e al terzo modello.

Come già detto la corrente nell'induttore è uniformemente distribuita, non portando quindi ad avere vincoli stringenti di mesh; si assegna quindi una meshline costante di 3

[mm] lungo la circonferenza esterna ed una meshline di 8 elementi sulla sezione circolare della spira.

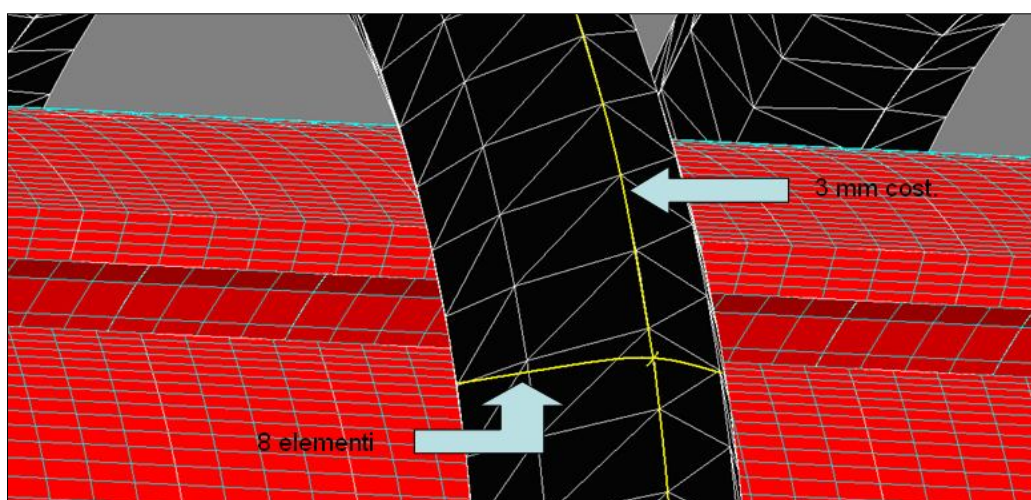


Figura 8.18: Mesh nell'induttore

Tutte le mesh di superficie della bobina sono mappate.

Ci si occupa infine della discretizzazione dell'imper; sull'intera lunghezza viene assegnata una meshline di 6 [mm] costante, mentre sulle due circonferenze che ne compongono la sezione si ha una meshline di 26 elementi.

Dove possibile le facce vengono mappate, e come visto per il tubo precedentemente, si cerca di avere un certo numero di facce interne per avere un buon controllo della mesh volumetrica.

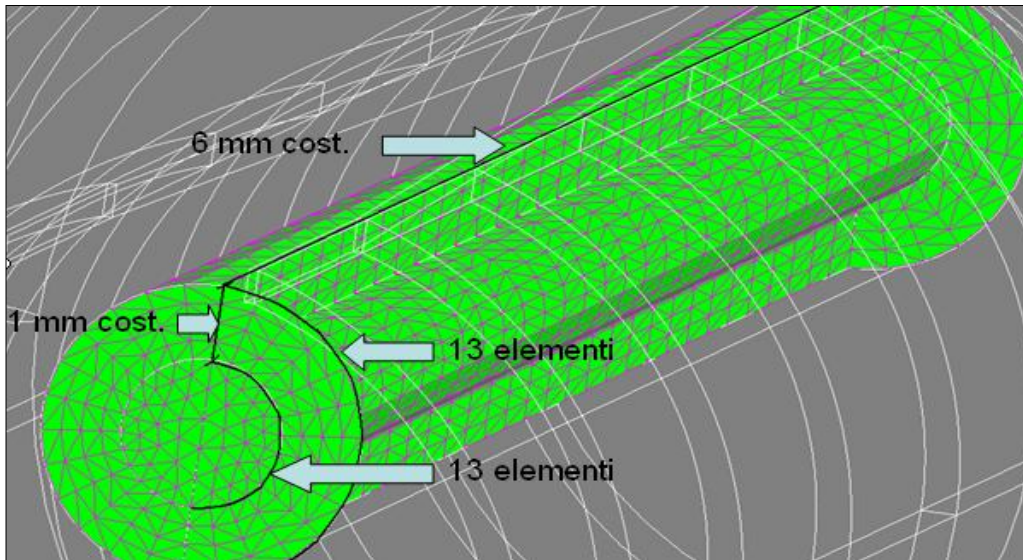


Figura 8.19: Mesh nell'impeder

8.4 FORMULAZIONI E MATERIALI

Rimangono ancora da assegnare le formulazioni e il valore di permeabilità magnetica costante dell'impeder, mentre le restanti caratteristiche elettriche e magnetiche della ferrite IPH e dell'AISI 304L sono assegnate come descritto nel *Capitolo 6*.

Il discorso formulazioni viene rimandato al prossimo capitolo, dato che dal post-processing del primo modello 3D si possono trarre delle conclusioni importanti; **per quanto riguarda invece la permeabilità relativa dell'impeder, s'impone un valore di 40** come visto nel *paragrafo 7.4*

Capitolo 9

POST-PROCESSING DEI MODELLI ELETTROMAGNETICI 3D

9.1 PRIMO MODELLO ELETTROMAGNETICO 3D

Per prima cosa si calcola la **totale potenza attiva indotta sul tubo**, che risulta essere di circa **25400 [W]**, valore compatibile con quanto ricavato dalla medesima simulazione in 2D; un valore di potenza leggermente superiore è plausibile in considerazione degli effetti di bordo nel modello 2D non vengono valutati, mentre come si può vedere dall' addensamento nei bordi delle correnti indotte in *Figura 9.1*, in 3D hanno sicuramente un loro peso.

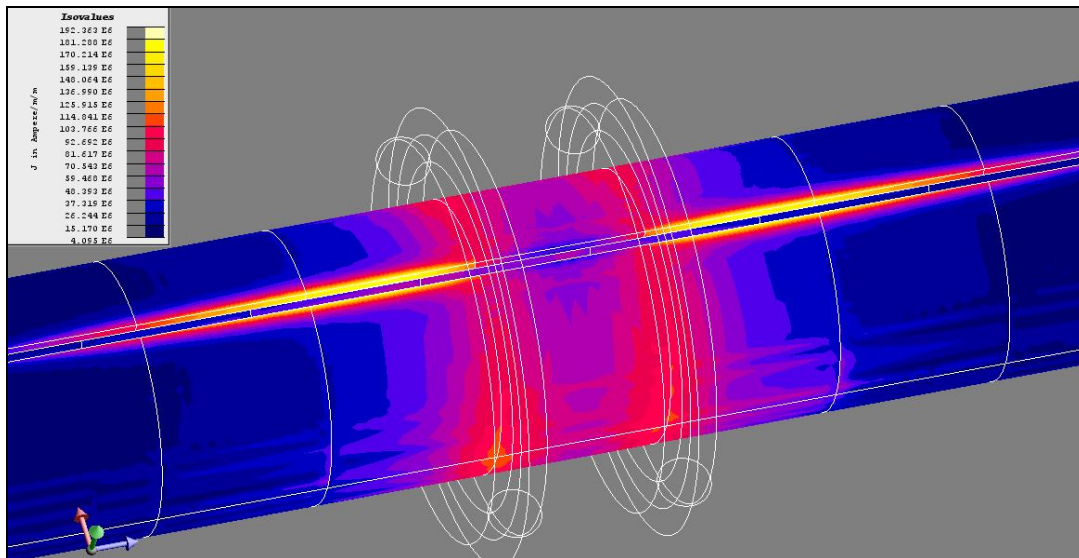


Figura 9.1: Distribuzione della densità di corrente nel tubo

Per meglio valutare la distribuzione della \vec{J} si realizzano due cut-planes, uno a metà tubo in senso longitudinale ed un in senso trasversale all'altezza della mezzeria di una spira.

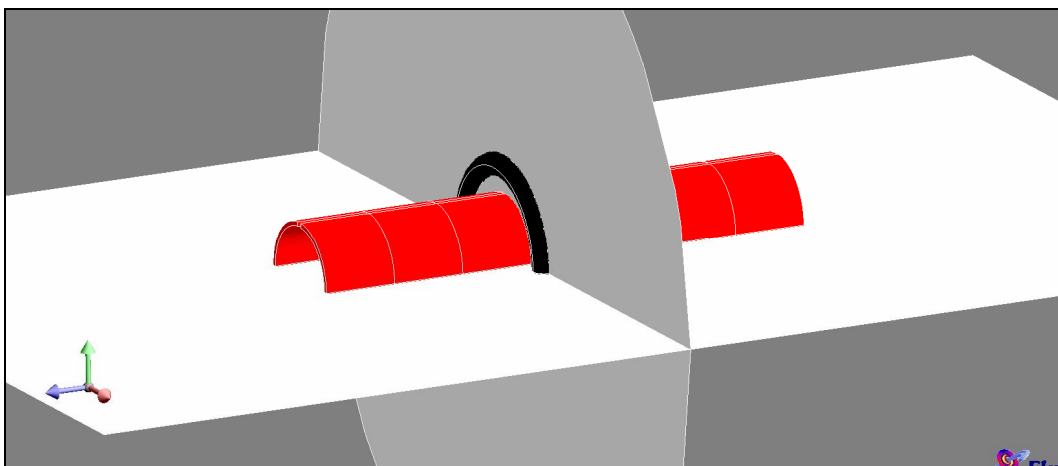


Figura 9.2: Cut-planes

Su entrambi i cut-planes viene visualizzata la densità di corrente indotta, che come atteso ha un andamento molto vicino a quello riscontrato nel modello bidimensionale.

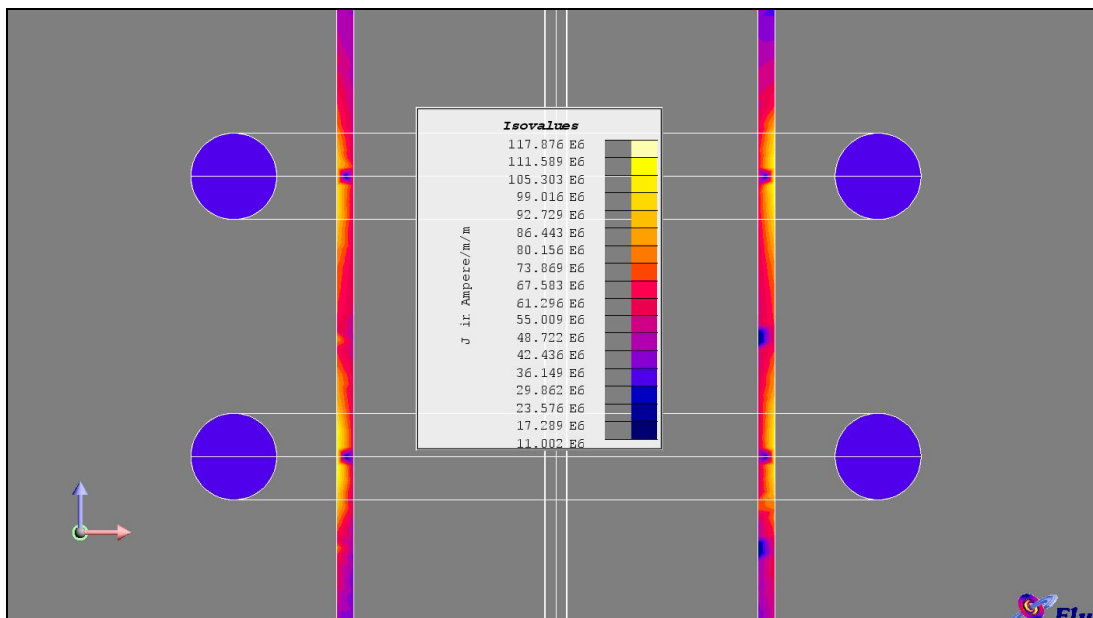
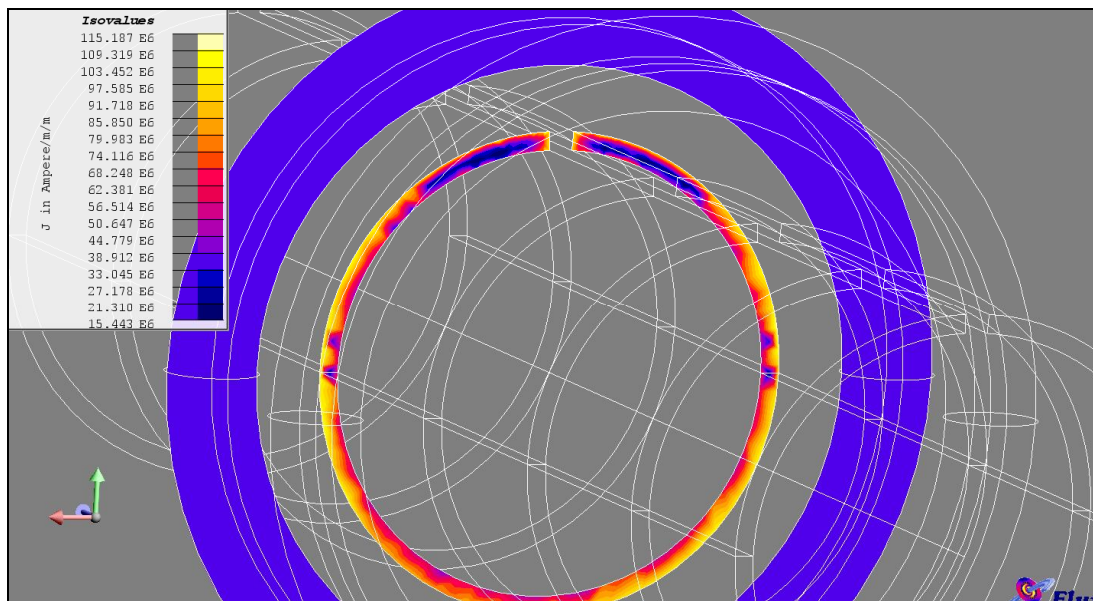


Figura 9.3: (a) \vec{J} lungo il cut-plane trasversale
 (b) \vec{J} lungo il cut-plane longitudinale

Nella sezione del tubo visualizzata in *Figura 9.3(a)*, per meglio comprendere il verso di circolazione delle correnti indotte, si sovrappongono delle frecce arrecanti indicazione dell'intensità e del verso della corrente:

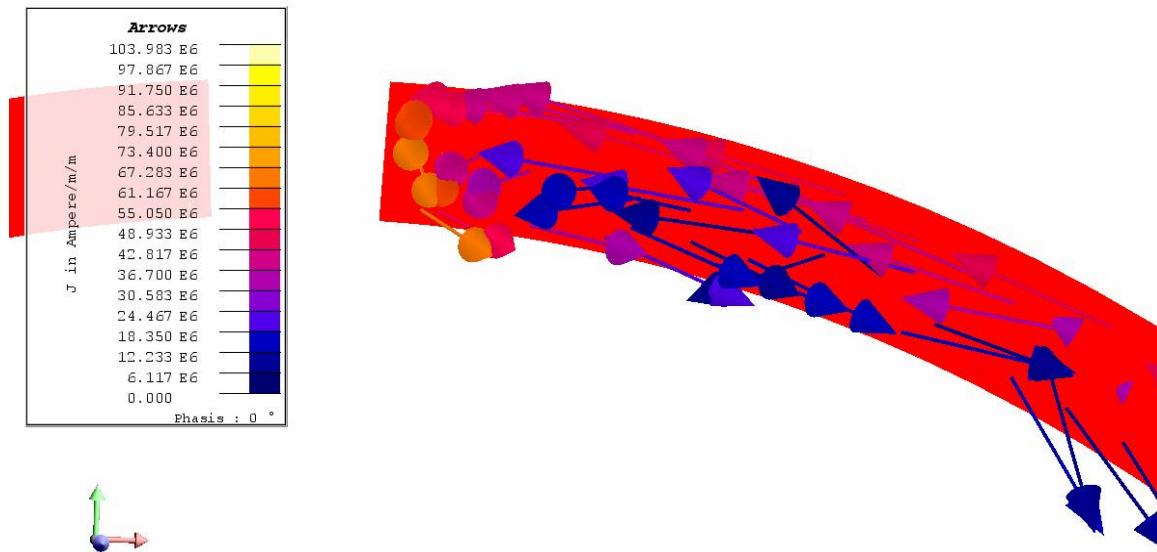


Figura 9.4: Indicazione mediante frecce del verso delle correnti indotte

Un ultimo confronto col modello 2D, viene realizzato mediante un grafico di $|\vec{J}|$ su un path posizionato lungo tutto lo spessore del tubo sotto ad una spira.



Figura 9.4: Posizione del path

Il grafico così ottenuto viene confrontato con l'omologo ottenuto nella simulazione bidimensionale (lungo la stessa posizione del path).

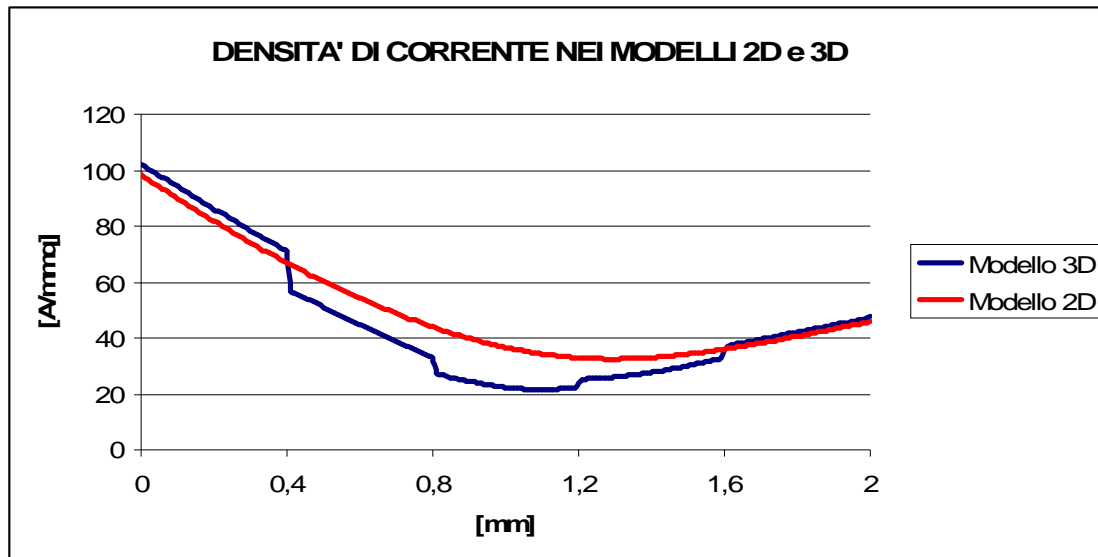


Figura 9.5: Confronto della J tra il modello 2D e il modello 3D in un path comune

Come si può osservare, risulta che i valori della densità di corrente nei due modelli sono prossimi tra loro, permettendo così di arrivare alla conclusione che le scelte attuate per i modelli elettromagnetici 3D sono buone.

L'andamento a tratti della curva relativa al modello tridimensionale, è legato al passaggio sulla frontiera tra diversi elementi della mesh volumetrica, ed è un fenomeno molto comune nelle simulazioni 3D.

Per ultima cosa si riportano anche i valori del campo magnetico sul cut-plane longitudinale:

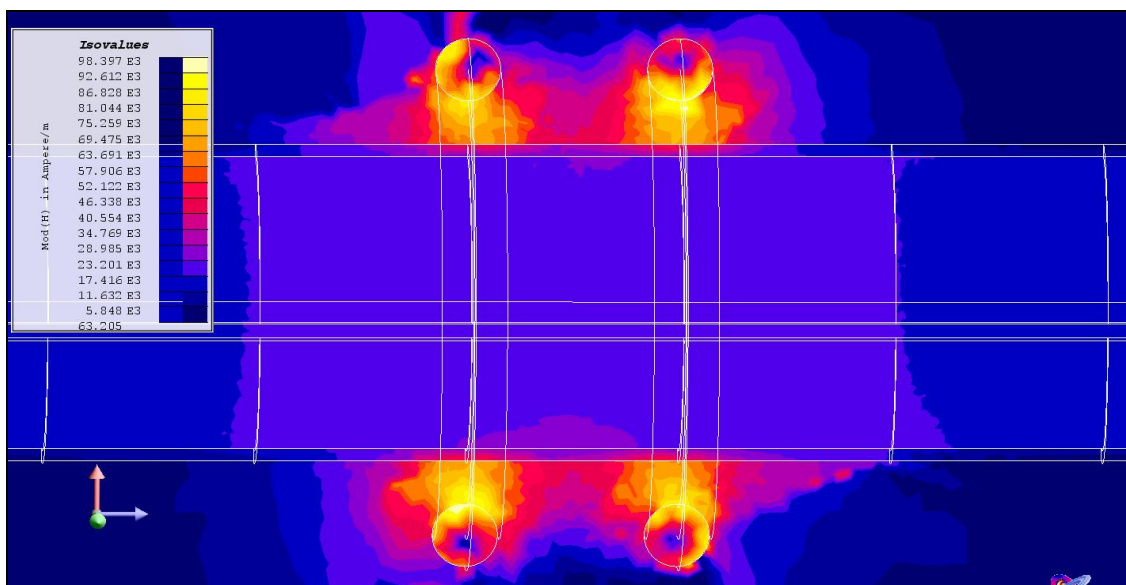


Figura 9.6: Valore del modulo del campo magnetico nel problema

9.1.1 CONCLUSIONI DEL CONFONTO 2D - 3D

Questo confronto tra modelli è stato fondamentale per la corretta impostazione delle simulazioni; infatti si è riusciti a scovare dei malfunzionamenti di alcuni nuovi tools del programma e ad impostare le formulazioni più adeguate, dato che i risultati cambiano notevolmente a seconda della scelta effettuata.

Nelle prime simulazioni, come sorgenti di campo si sono usati i non-meshed coils (vedi *paragrafo 2.3*), vista la semplicità del loro impiego e i minori tempi di calcolo richiesti.

Il post-processing delle soluzioni così ottenute, in prima analisi sembrava fornire dati concordi con la soluzione 2D, ma il confronto con i dati di potenza attiva indotta e con la curva di \vec{J} lungo lo spessore forniva dati totalmente diversi.

Bisogna aggiungere che l'impiego dei non-meshed coils è consentito solo se sono immersi in una regione con associata una formulazione scalare, e per verificare l'origine dell'errore nella soluzione sono state allestite altre simulazioni nelle quali sono stati assegnati diversi mix di formulazioni.

Nella più rappresentativa di queste simulazioni di prova, è stata creata una regione volumetrica di forma cilindrica che ingloba il solo tubo; in tale modo, come mostrato dalla seguente immagine, è stato possibile assegnare le formulazioni vettoriali all'interno di questo cilindro, mantenendo nel resto del dominio le formulazioni scalari.

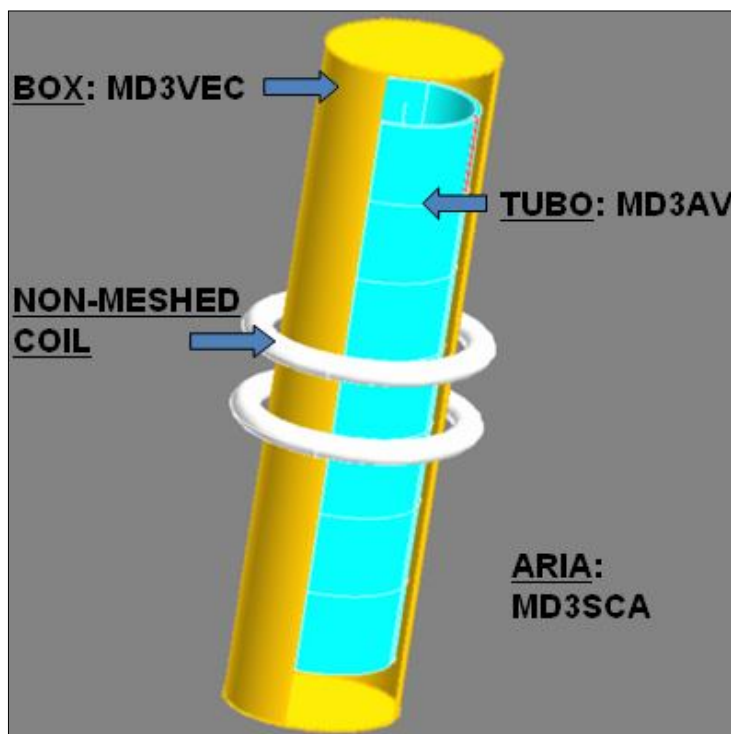


Figura 9.7: Formulazioni nel modello di prova

Anche questa volta, il post-processing ha portato a risultati completamente diversi rispetto a quelli attesi; dato che sia nella prima simulazione con formulazione scalare su tutto il dominio, e sia su questa simulazione con formulazioni vettoriali dove consentito, i risultati non trovano riscontro con quelli della simulazione 2D: è evidente che il nuovo tool dei non-meshed coils non funziona in maniera corretta.

Come controprova si sono usati in un altro modello i normali stranded coils, portando ad avere una buona congruenza dei risultati; riguardo alle formulazioni si è deciso di usare il modello di formulazioni vettoriali, che consente di avere la migliore precisione nel calcolo della densità delle correnti indotte nelle varie regioni, anche se con tempi non brevi.

Alla luce di tutti i risultati ottenuti da queste simulazioni di prova, **si è arrivati alle seguenti conclusioni:**

- **discretizzazione del dominio adeguata**
- **utilizzo degli stranded coils in tutti i successivi modelli**
- **impiego delle formulazioni vettoriali in tutti i successivi modelli** (vedi *Figura 9.8*)

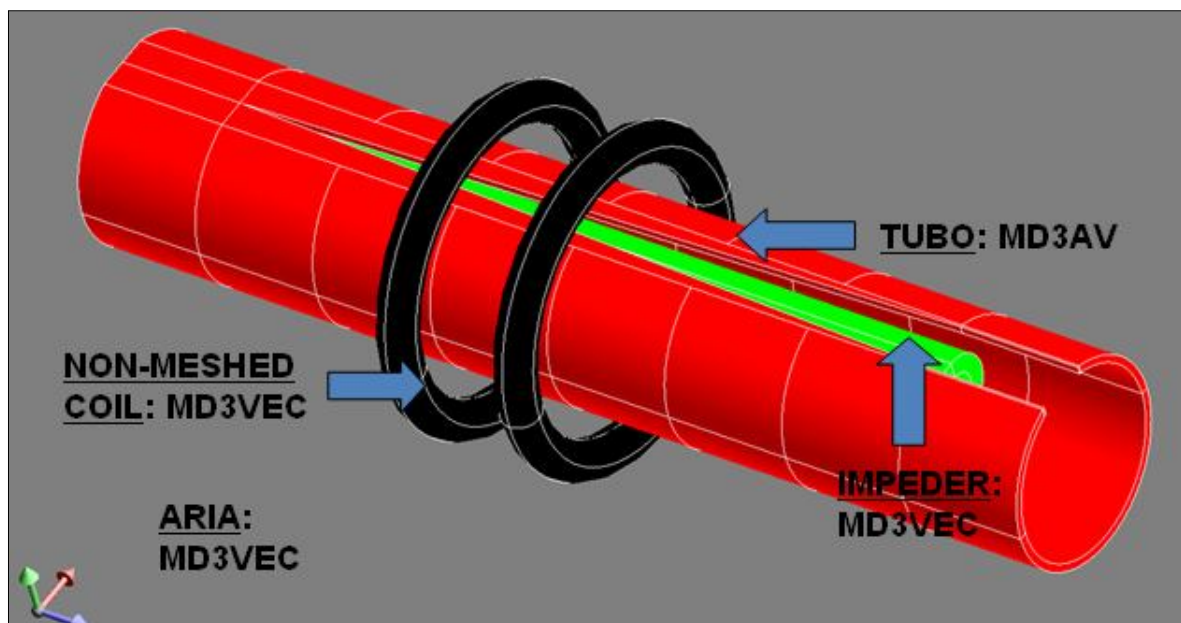


Figura 9.8: Formulazioni utilizzate nei modelli elettromagnetici

9.2 SECONDO MODELLO ELETTROMAGNETICO 3D

Nei risultati ottenuti ci si aspetta di trovare una distribuzione delle correnti indotte molto concentrata lungo i bordi del Vee dopo l'induttore, e le successive immagini riferite ad un angolo α di 6° (vedi *Figura 8.2*), confermano le attese:

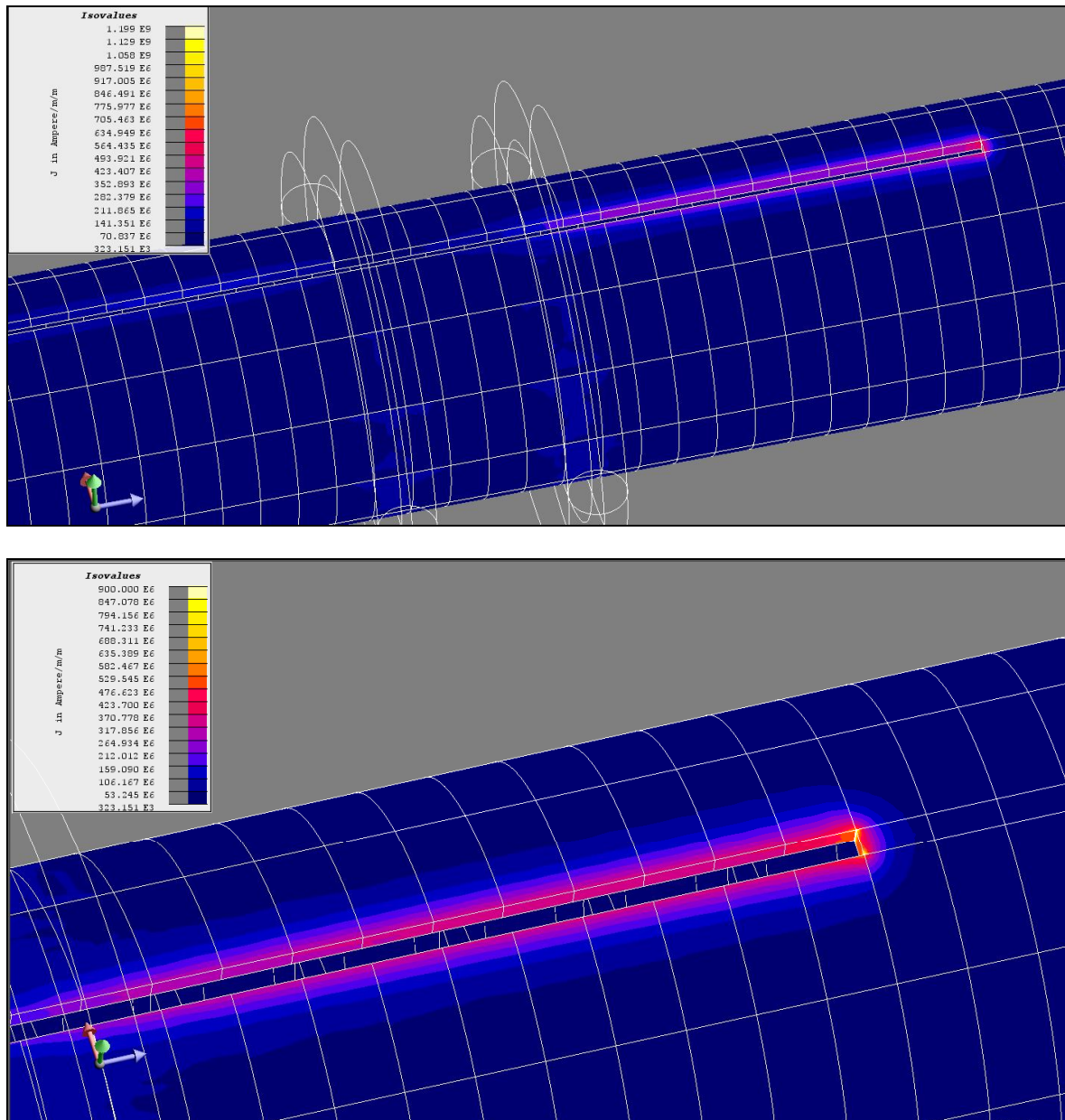


Figura 9.9: Densità di corrente sul tubo con $\alpha = 6^\circ$

Il campo magnetico in questo modello risulta essere quello riportato in *Figura 9.10*:

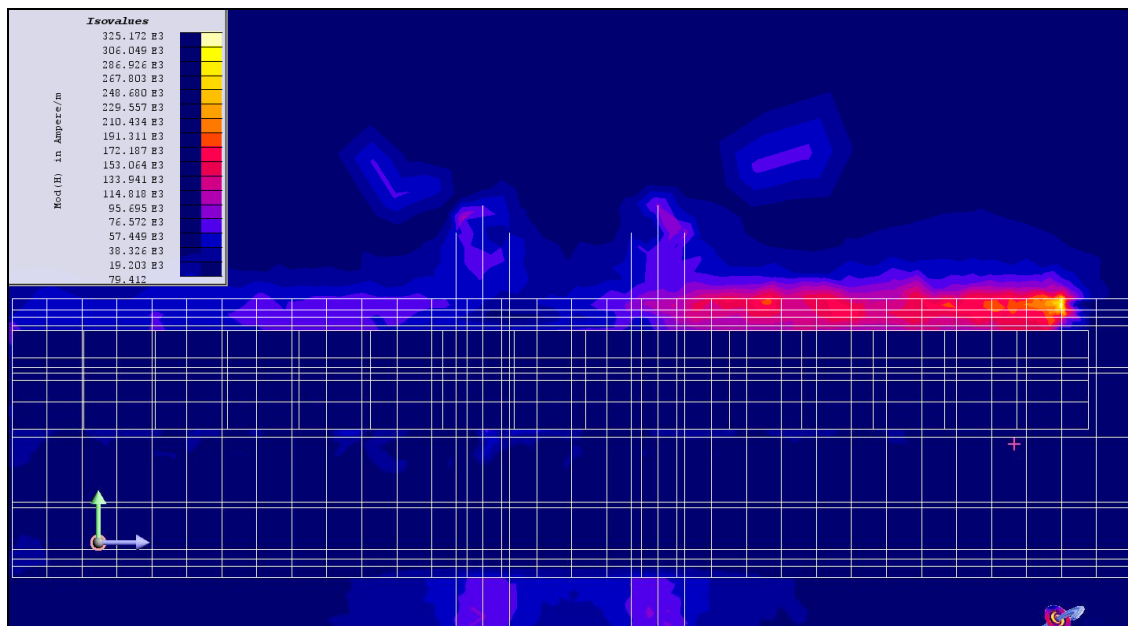


Figura 9.10: Campo magnetico sul cut-plane nella mezzeria longitudinale (perpendicolare al Vee)

Come già accennato, la principale funzione di questa simulazione è quella di ottenere un campo di potenze specifiche da poter poi utilizzare come sorgenti di calore nel modello termico, ma interessante è anche vedere come variano le cose con la distanza tra i bordi.

Osservare i risultati trovati parametrizzando l'angolo al centro α , è un po' come trovare la soluzione elettromagnetica del modello avente il tubo con diversi valori dell'angolo del Vee.

Le grosse differenze tra i vari casi, sono principalmente dovute all'effetto di prossimità che attraendo le correnti che circolano in verso opposto sui bordi del Vee, portano ad avere una densità di corrente diversa sul profilo di saldatura.

Ovviamente, più vicini sono i bordi e maggiore sarà la densità di corrente indotta; per verificarlo si è realizzato un cut-plane trasversale in una posizione comune a tutti i casi, e si è poi analizzato l'andamento della J così ricavato.

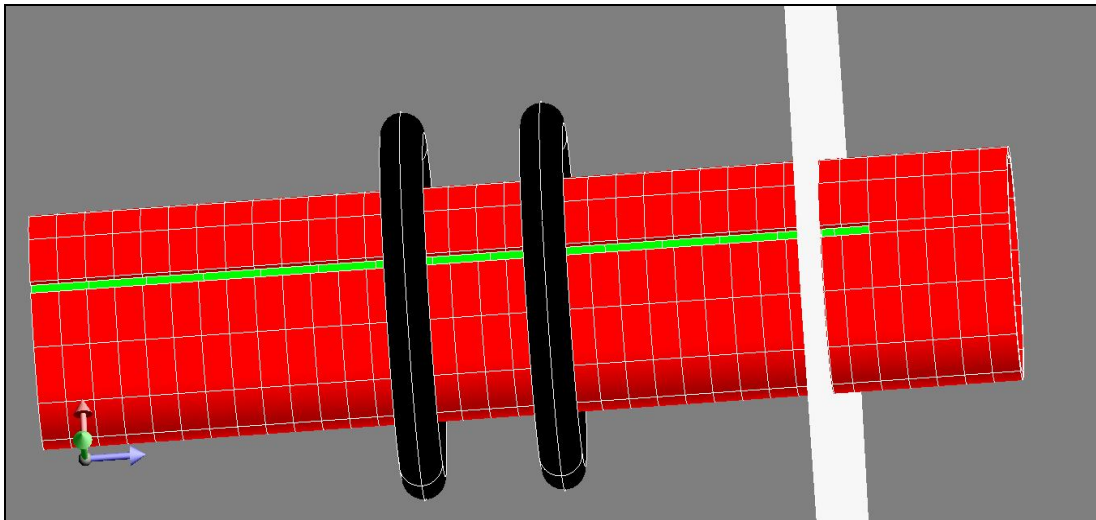


Figura 9.11: Posizione del cut-plane

Le immagini della densità di corrente sul piano di taglio sono state elaborate con la stessa scala colori al fine di avere un parametro di confronto:

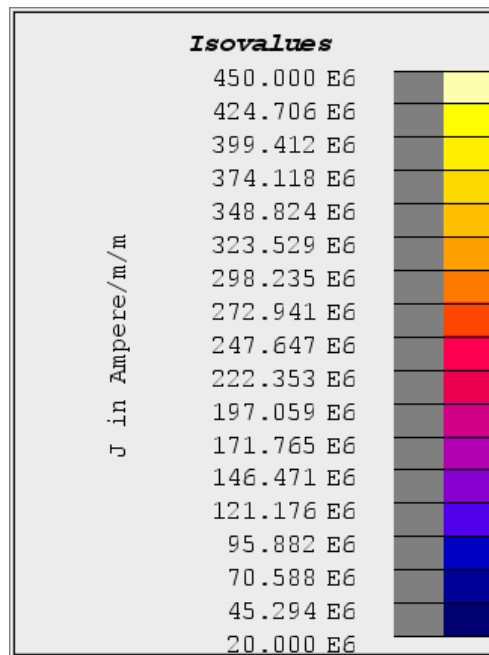
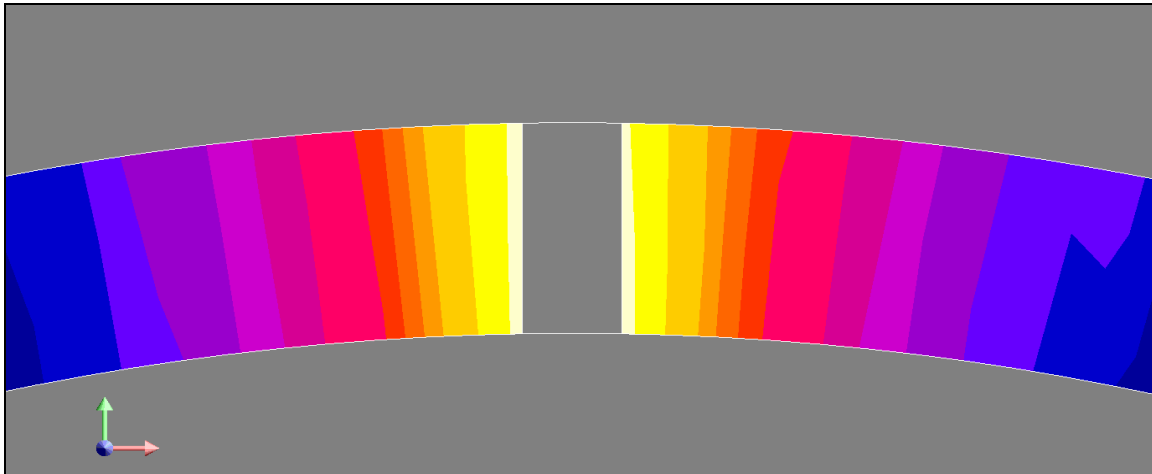


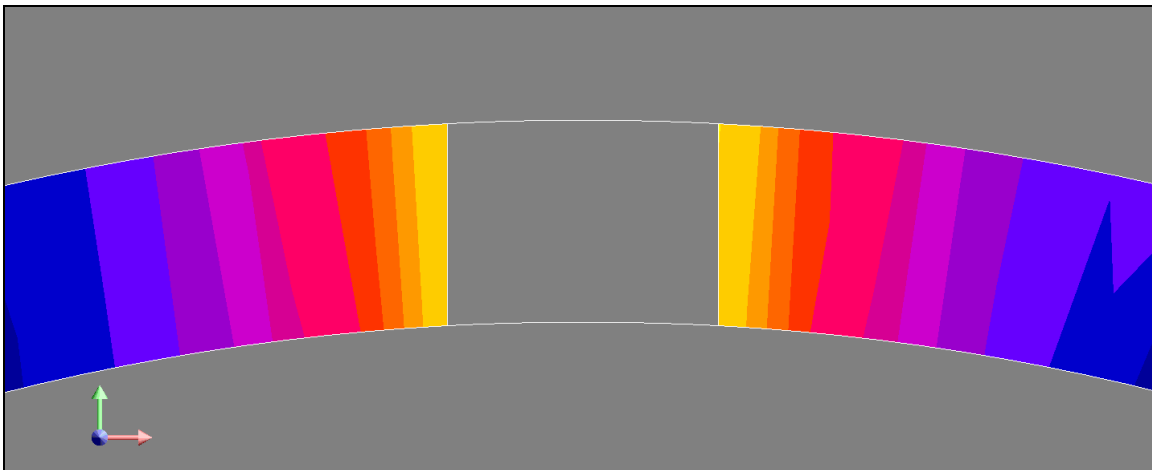
Figura 9.12: Scala colori settata

Le immagini ottenute mostrano come detto, che si ha una maggiore densità di corrente nei casi con i bordi più vicini:

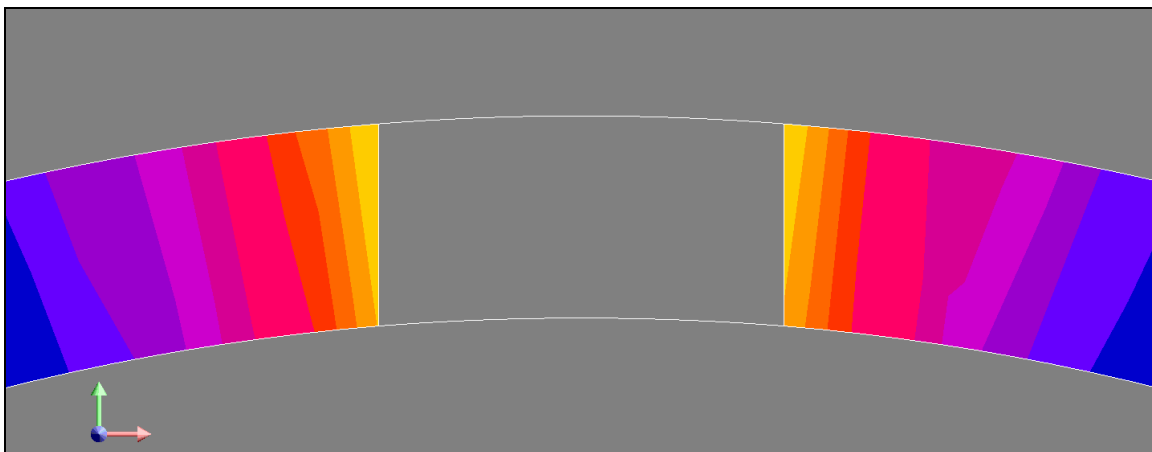
ANGOLO $\alpha = 2^\circ$



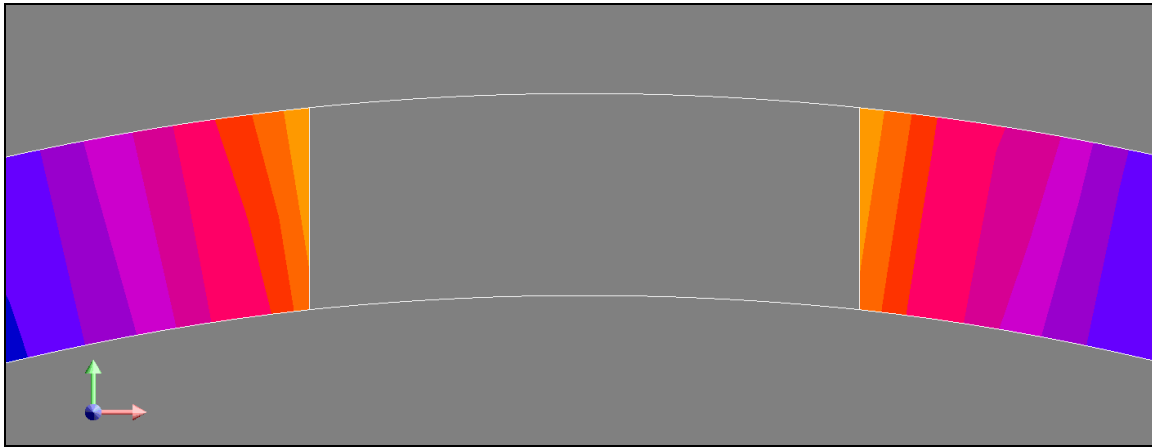
ANGOLO $\alpha = 6^\circ$



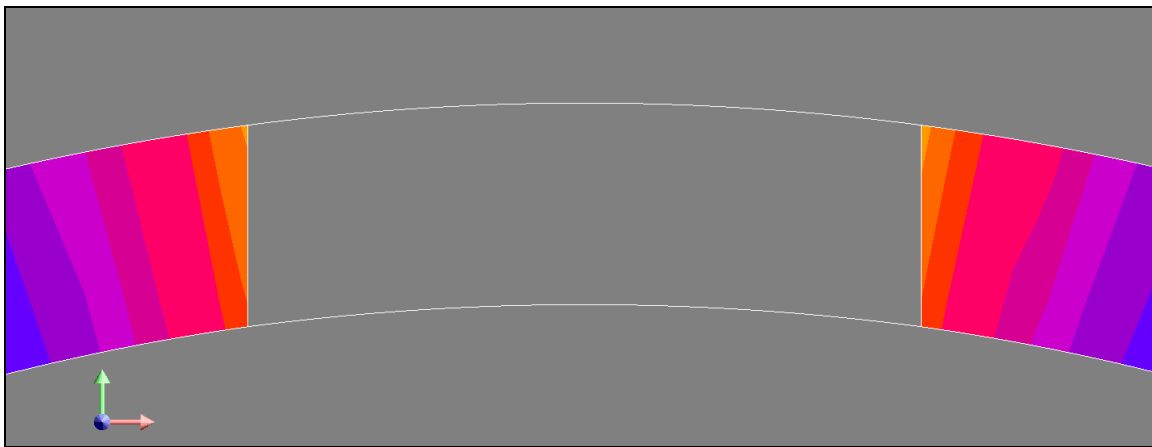
ANGOLO $\alpha = 9^\circ$



ANGOLO $\alpha = 12^\circ$



ANGOLO $\alpha = 15^\circ$



In ultima battuta, si può dire che la distanza tra i bordi va a cambiare in maniera pesante le caratteristiche del carico dal punto di vista magnetico, ed infatti la potenza specifica indotta nel tubo (a parità di sorgenti di campo) subisce brusche variazioni a seconda dell'angolo α impostato.

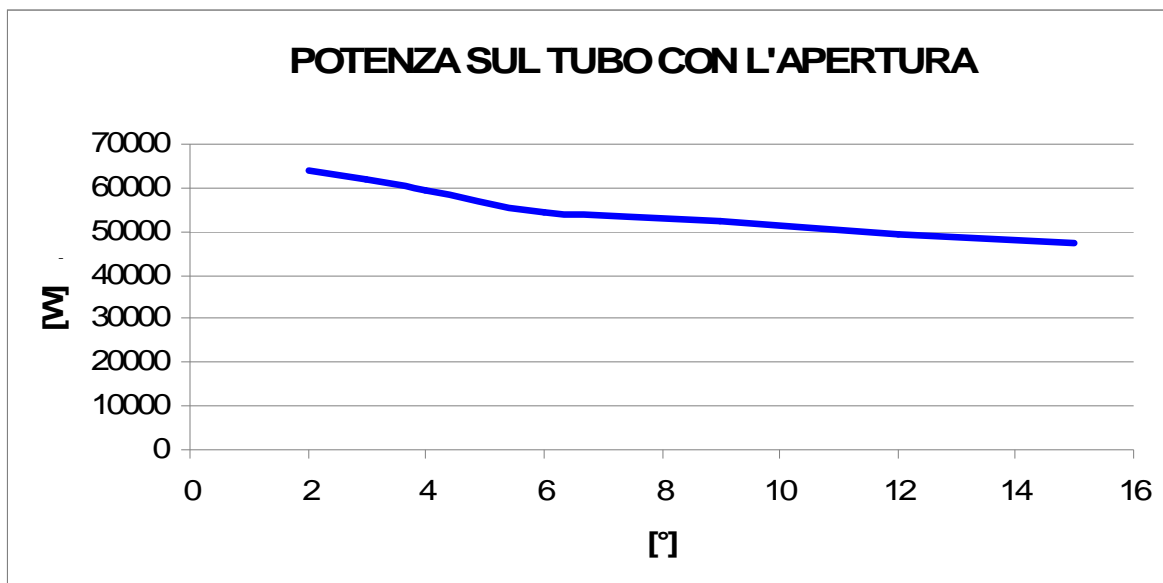


Figura 9.13: Potenza indotta nel tubo al variare dell'angolo α

9.3 TERZO MODELLO ELETTROMAGNETICO 3D

Da questa soluzione, come dalla precedente, ci si attende una distribuzione delle correnti indotte fortemente addensata lungo i bordi del Vee, e come si può vedere il tutto è confermato dalle seguenti immagini:

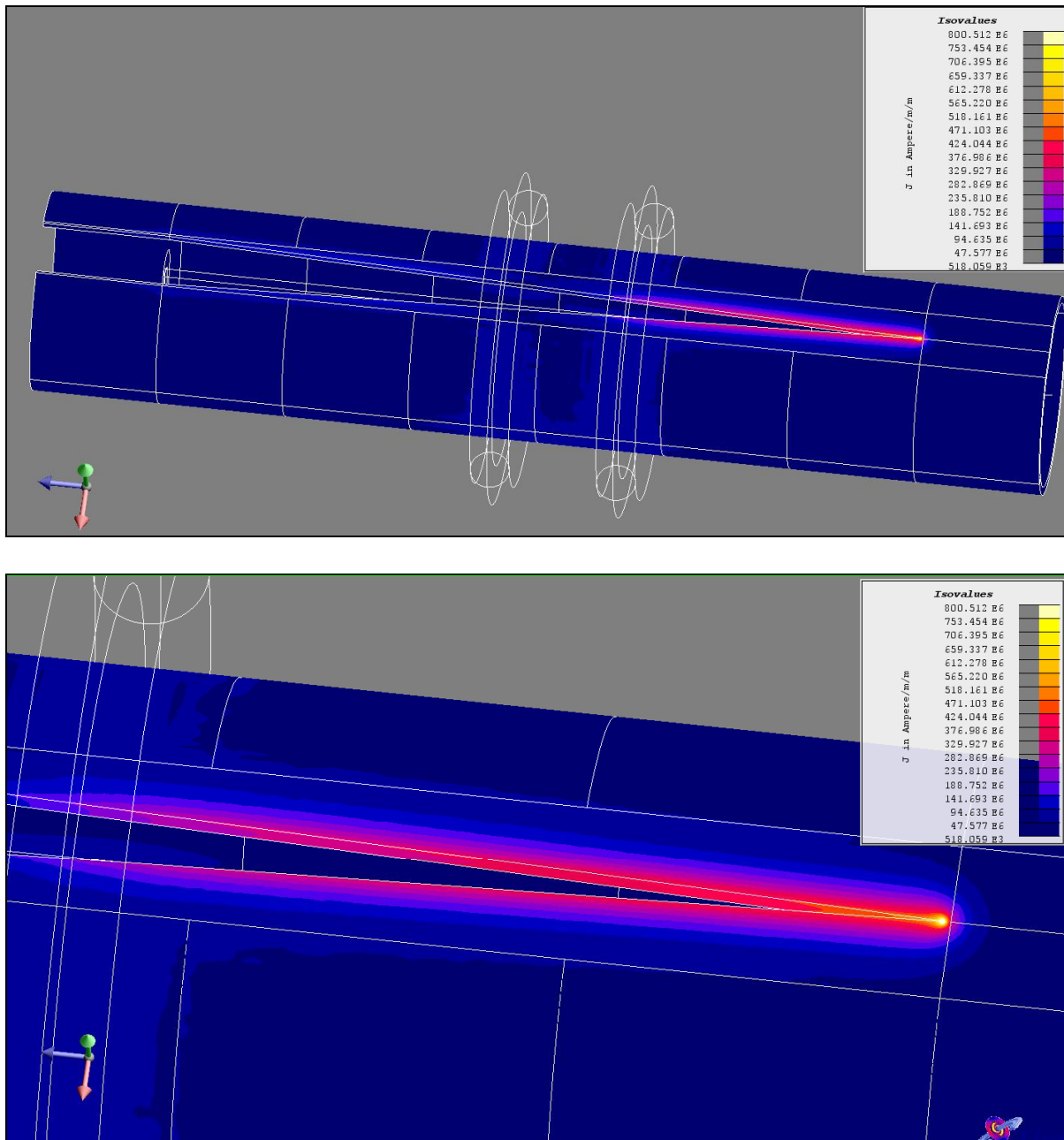


Figura 9.14: Distribuzione della densità di corrente nel tubo

In queste immagini, il valore massimo della scala colori di \vec{J} visualizzato è minore di quello reale, al solo fine di permettere un miglior apprezzamento della distribuzione della corrente sul Vee. Se invece si lascia impostato il valore massimo della densità di corrente nella scala colori, si ottiene:

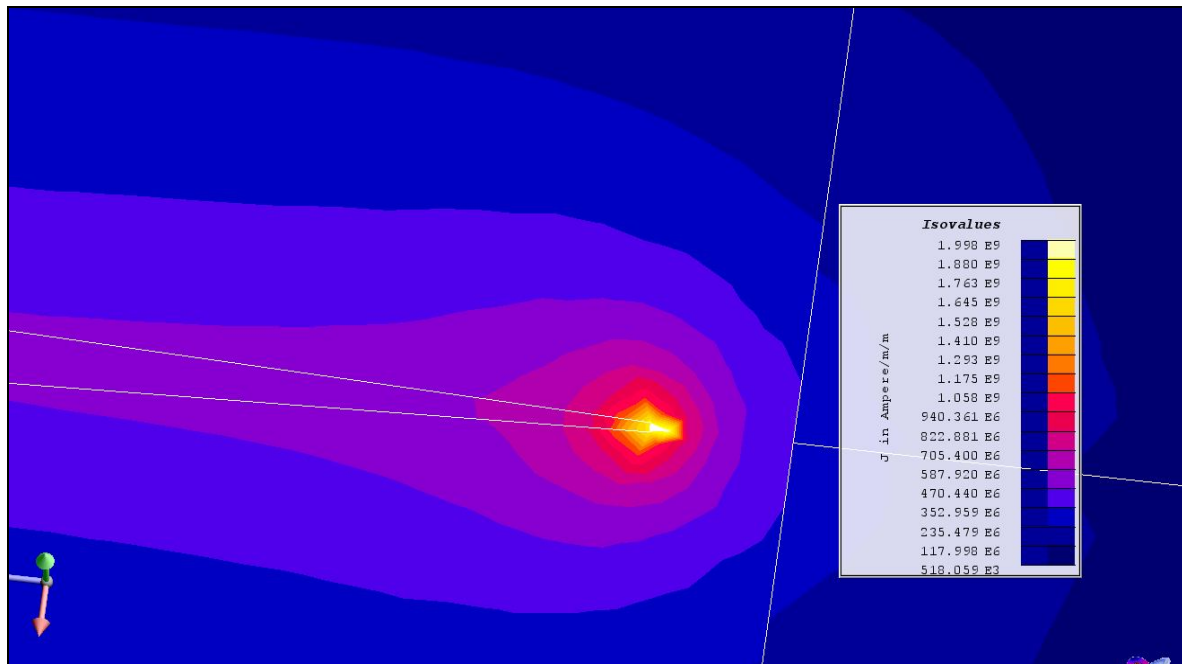


Figura 9.15: Distribuzione della densità di corrente nell'apice del Vee

Naturalmente i valori massimi di \vec{J} sono tutti concentrati in un piccolo spot attorno al punto di chiusura del Vee.

La simulazione fornisce un valore di potenza attiva nel tubo di circa 53900 [W], dato questo molto plausibile e che conferma la bontà della simulazione eseguita; infatti, tra i vari dati forniti, il costruttore indica come potenza totale in uscita dal convertitore un valore approssimativo di 70000 [W], che con la considerazione di avere un rendimento elettrico totale del sistema del 70-75 % porta a confermare l'esattezza della potenza indotta calcolata nel tubo.

Anche le relazioni introdotte da Scott (vedi *Capitolo 5*) per il calcolo della potenza nel Vee ci vengono in aiuto; utilizzando dei dati di processo medi (rispetto alla temperatura), con tali formule si ottengono i risultati indicati nella seguente tabella:

DATI DI PROCESSO

VELOCITA'	0,47	[m/s]
FREQUENZA	190000	[Hz]
LUNGHEZZA VEE	0,065	[m]
SPESSORE	0,002	[m]
CONDUCIBILITA' TERMICA	28	[W/m K]
CAPACITA' TERMICA	5,0	10^6 [J/m ³ K]
PERMEABILITA'	12,660	10^{-7} [H/m]
RESISTIVITA' ELT	1,20	[$\mu\Omega$ m]

TEMPERATURA	1400	[°C]
DIFFUSIVITA' TERMICA	5,60	10 ⁻⁶ [mq/s]
SPESSORE DI PENETRAZ.	1,260	[mm]

RISULTATI

POTENZA VEE	16,94	[kW]
FREQUENZA CRITICA	124,13	[kHz]
VELOCITA' CRITICA	0,86	[m/s]

Tra i risultati salta subito all'occhio il valore della frequenza critica, che essendo minore della frequenza di lavoro, sta ad indicare il fatto che **nel processo si opera nel conveniente dominio del *Thermal mode***; il dato di potenza necessaria nel Vee per l'operazione di saldatura è dell'ordine dei 17 [kW], e considerando che Scott indica un range del 25-35 % per il rapporto tra potenza nel Vee e la potenza totale indotta nel tubo, è facile dedurre che il risultato della simulazione elettromagnetica ottenuto è corretto.

Il dato di potenza indotta sopra citato è stato ricavato, come noto, assegnando all'imperder un valore di permeabilità relativa pari a 40; questa terza simulazione elettromagnetica è stata rilanciata parametrizzando il valore di permeabilità dell'imperder, in modo da poter poi analizzare gli effetti che questo ha nei valori e nella distribuzione di potenza e delle correnti indotte nel tubo.

Naturalmente la potenza indotta aumenta all'aumentare della permeabilità dell'imperder, dato che diminuendo la riluttanza del circuito magnetico aumenta il flusso concatenato e con esso le forze elettro motrici indotte nel tubo.

L'andamento crescente della potenza indotta arriverà a saturazione al crescere della permeabilità; assieme a questa curva viene riportato anche l'andamento della potenza sul Vee, sempre in funzione della permeabilità, ma questi valori non sono da confrontarsi con quelli ottenuti dalle formule di Scott.

Infatti, la potenza riportata sui seguenti grafici è stata ottenuta eseguendo l'integrale di volume sul volume di *Figura 8.7* cosa non in totale accordo con le ipotesi con le quali Scott ha ricavato l'equazione relativa alla potenza indotta nel solo Vee (vedi *paragrafo 4.1*).

Al di là del valore assoluto della potenza sui bordi di saldatura ottenuto dalle simulazioni, è interessante osservare l'andamento del rapporto tra la potenza sul Vee e la potenza totale sul tubo in percentuale, dal quale si nota l'ininfluenza del valore della permeabilità relativa nell'imperder oltre un certo valore di questo ultimo (*Figura 9.16b*).

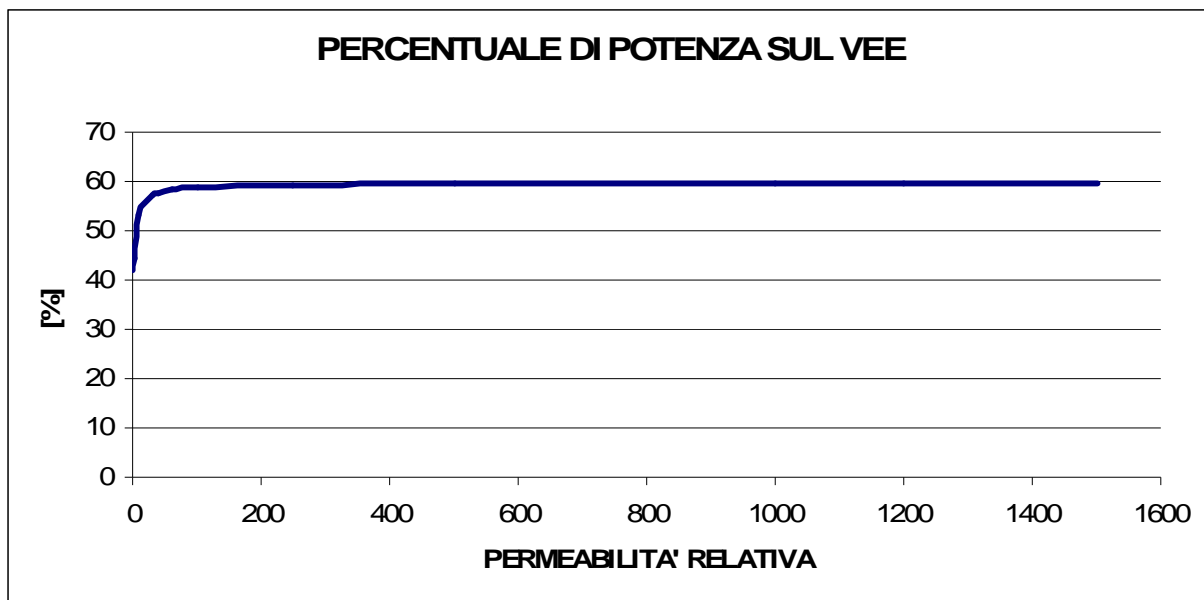
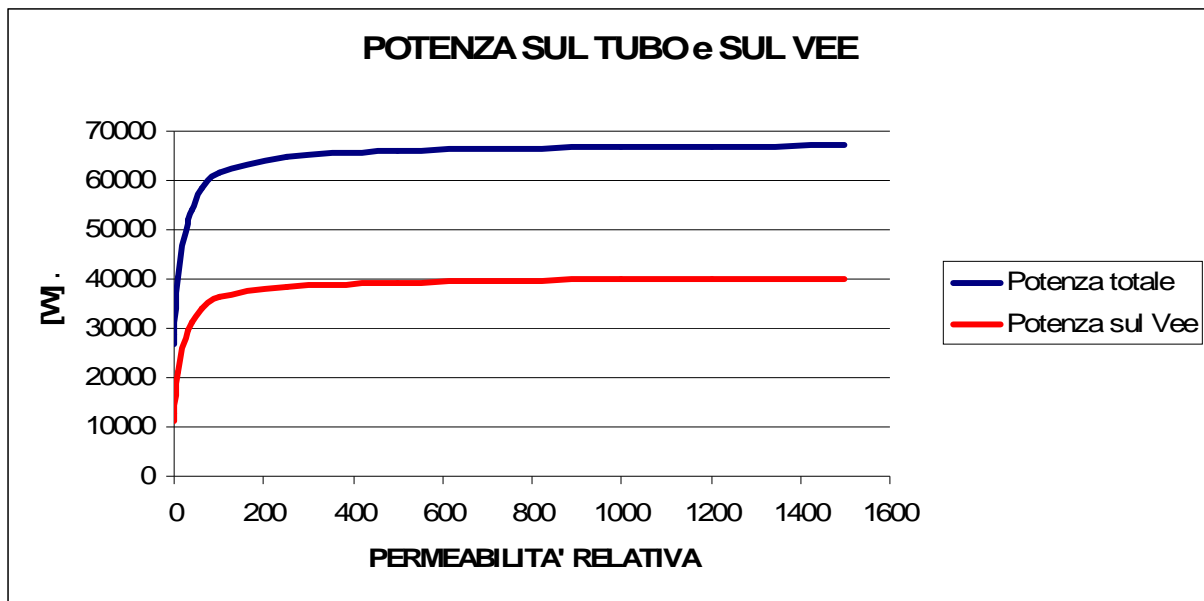


Figura 9.16: (a) Potenza sul tubo e sul Vee
(b) Percentuale di potenza sul Vee

Dai grafici si ha la conferma che **l'impeder utilizzato nel processo è stato sottodimensionato**; la curva del secondo grafico sopra riportato, mostra un asintoto orizzontale di valore circa 59.8%, mentre si ha una percentuale solo del 57.7% per un valore di permeabilità pari a 40. Se si usasse un impeder di sezione superiore, in modo da arrivare fino ad un valore di permeabilità di circa 100, si arriverebbe ad un valore del 59%, molto vicino al valore massimo ottenibile.

Osservando i risultati delle simulazioni 2D nel *paragrafo 7.4*, si vede che utilizzando un'impeder di diametro 24 [mm] si arriva ad avere una permeabilità magnetica relativa pari circa a 110; per ottimizzare il processo bisogna quindi utilizzare un impeder *IPH 200x24*.

Interessante è osservare come man mano che ci si avvicina al punto di saldatura, le correnti indotte siano sempre più concentrate; per verificarlo si creano dei cut-planes in vari sezioni del tubo, come mostrato nella seguente immagine.

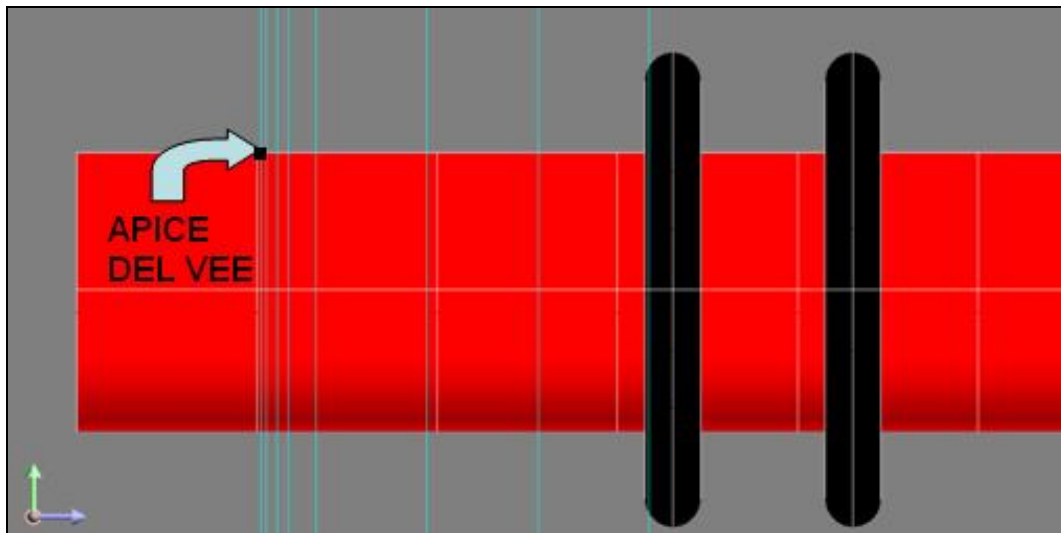


Figura 9.17 : Cut-planes

Per avere un parametro di confronto nelle varie sezioni, si è impostata la stessa scala colori, tranne nell'ultima immagine relativa alla sezione all'altezza del Vee.

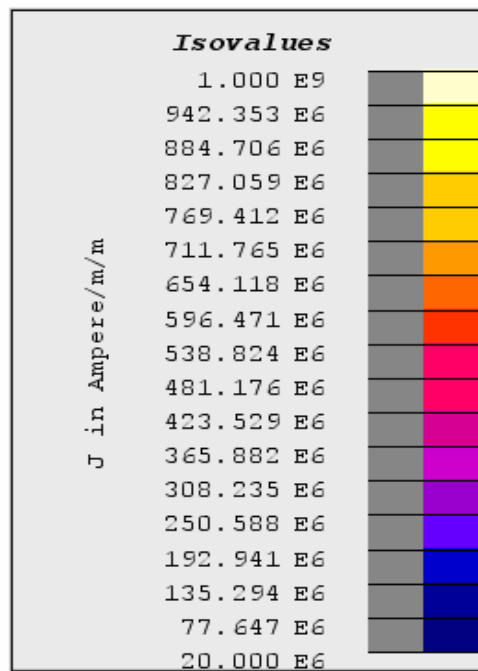
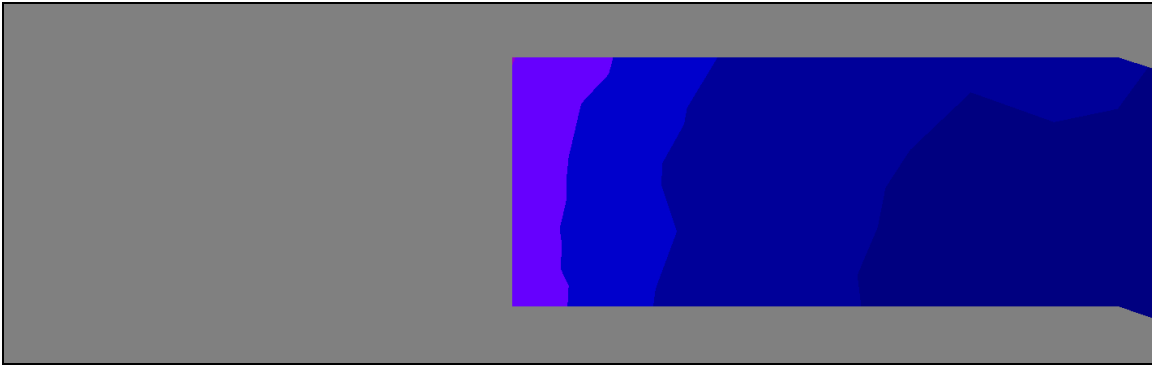
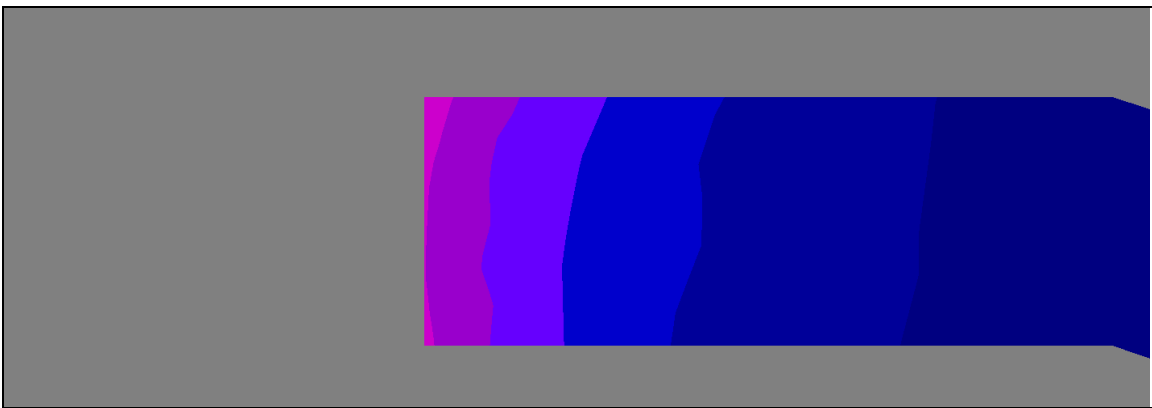


Figura 9.18: Scala colori settata

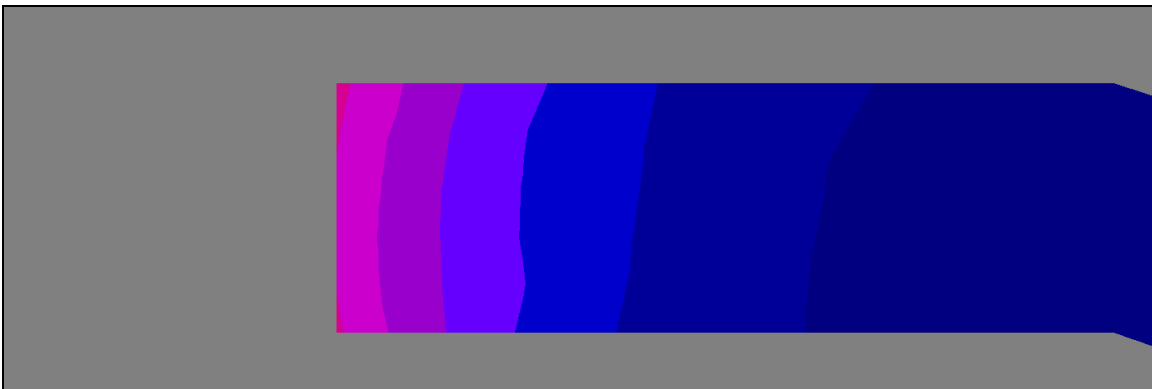
SEZIONE 70 mm PRIMA DELL'APICE



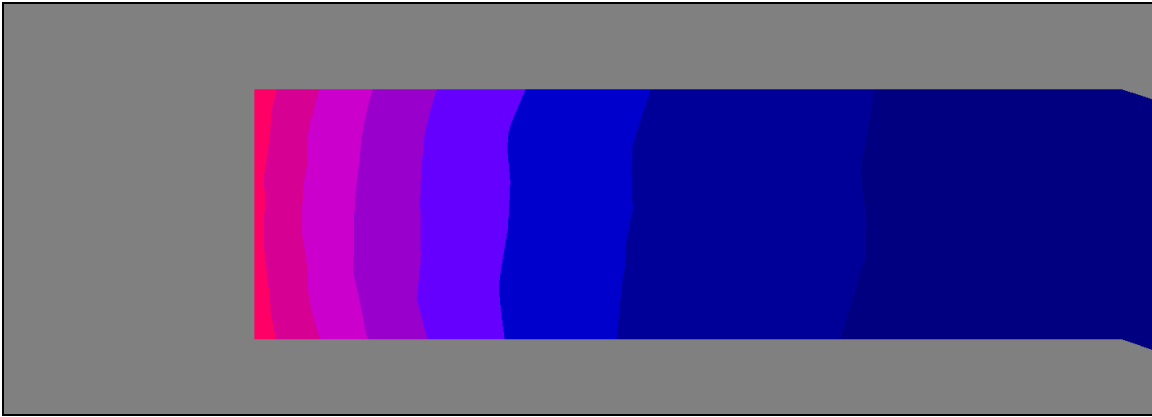
SEZIONE 50 mm PRIMA DELL'APICE



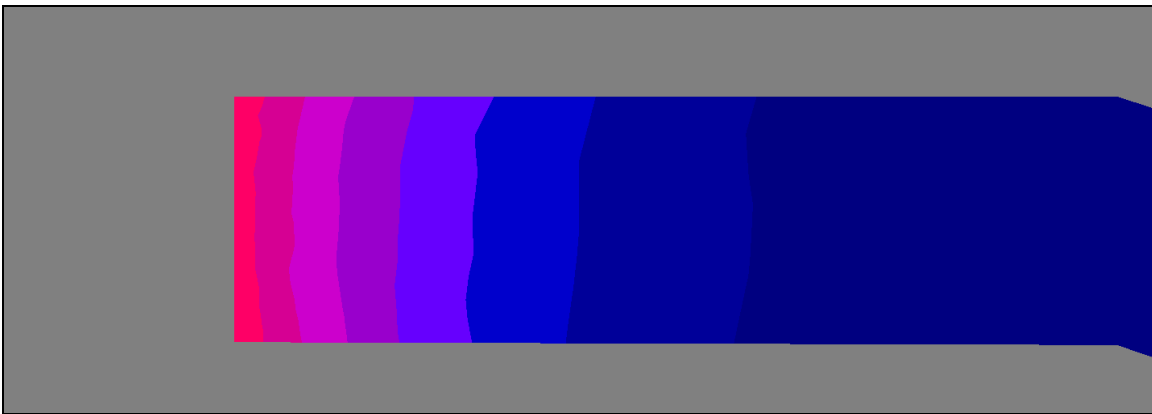
SEZIONE 30 mm PRIMA DELL'APICE



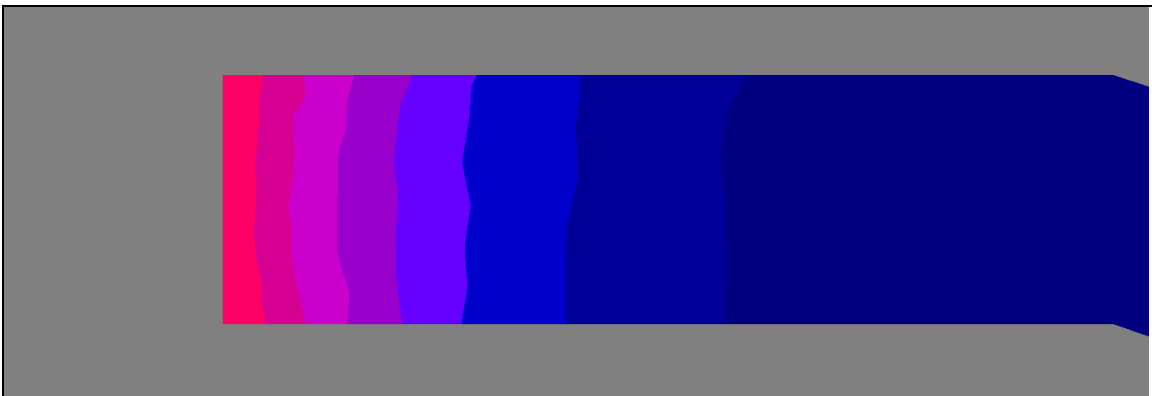
SEZIONE 10 mm PRIMA DELL'APICE



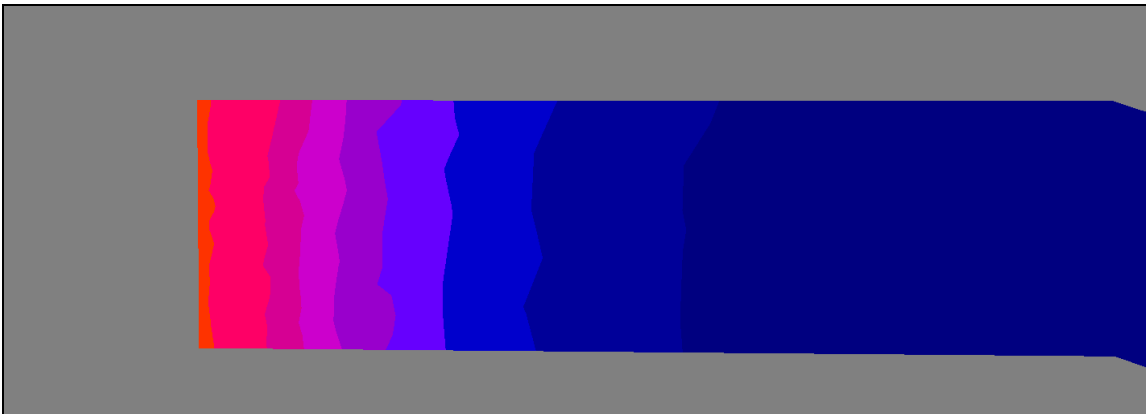
SEZIONE 5 mm PRIMA DELL'APICE



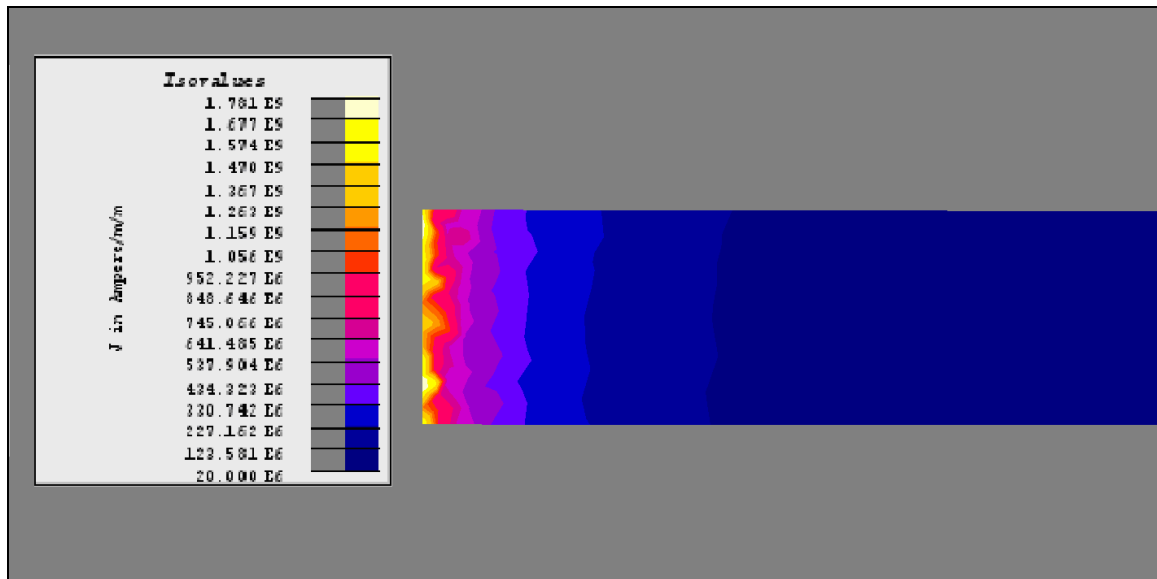
SEZIONE 3 mm PRIMA DELL'APICE



SEZIONE 1 mm PRIMA DELL'APICE



SEZIONE SULL'APICE



Anche per questa simulazione si riporta per ultimo il modulo del campo magnetico sulla sezione mediana longitudinale (parallela al piano del Vee), dalla quale si può notare come i valori di campo nella zona dell'impeder siano ben al di sopra dei 1200 [A/m], valore questo indicato come campo di saturazione per la ferrite IPH.

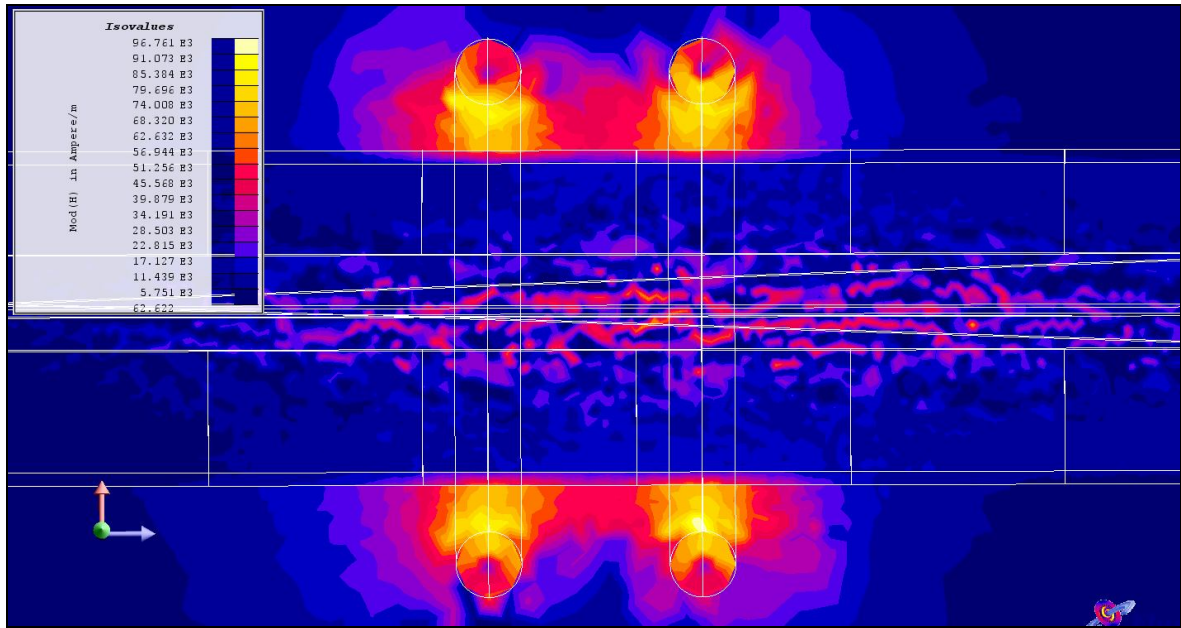


Figura 9.19: Campo magnetico

Capitolo 10

MODELLO TERMICO

10.1 PROCEDURA PER LA REALIZZAZIONE DEL MODELLO TERMICO

In questo ultimo capitolo verranno esposte le soluzioni adottate per risolvere il problema termico e le fasi di pre e post-processing relative al modello.

Il software *CEDRAT Flux*, permette anche di risolvere problemi magnetici e termici accoppiati con movimento, cosa questa che permetterebbe di ottenere una soluzione ottimale del problema, anche se con tempi di calcolo lunghissimi.

Purtroppo per la natura intrinseca del problema, questo metodo non è adottabile in quanto non è possibile simulare il movimento del nastro in saldatura con una semplice traslazione della regione volumetrica tubo del terzo modello.

Analizzando la questione con l'aiuto di *Figura 10.1*, si capisce che nella realtà il nastro in saldatura trasla con una certa velocità di processo, fino ad arrivare al punto di saldatura da dove poi diventa tubo e continua il movimento.

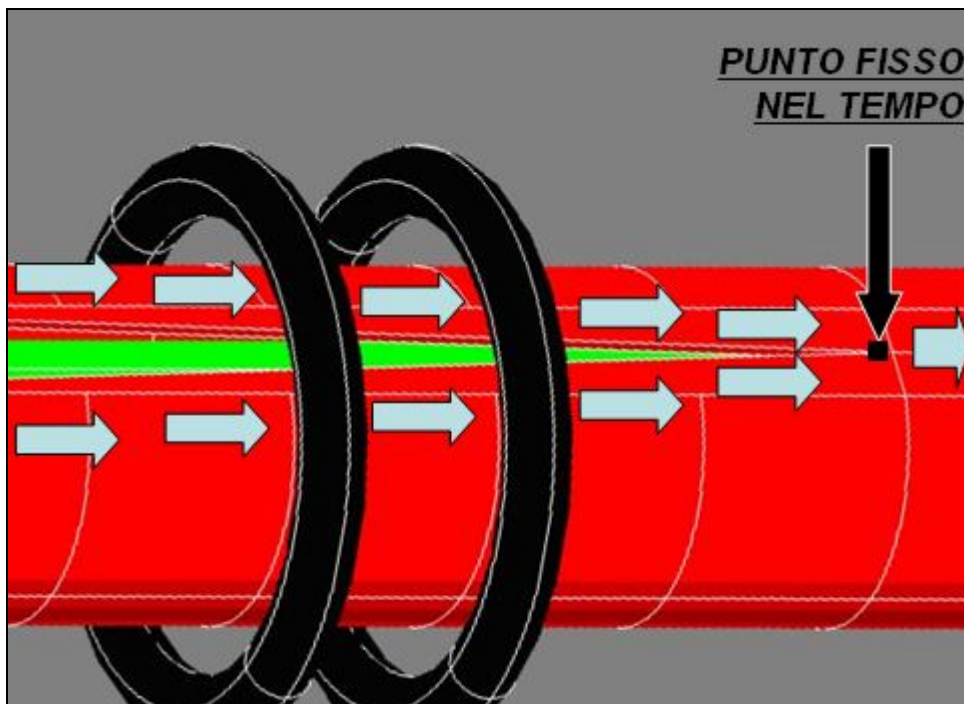


Figura 10.1: Osservazioni sul movimento del nastro in saldatura

Col *Flux* invece, sarebbe solo possibile far muovere rigidamente nel verso del processo l'intero modello del tubo, con annesso movimento del punto di saldatura; la traslazione di tale punto porterebbe ad ottenere dei risultati totalmente sballati, in quanto si andrebbe a

calcolare la potenza indotta con valori della lunghezza del Vee diversi dalla realtà e continuamente crescenti col passare del tempo.

*Alla luce di ciò, il problema termico può essere risolto solo in un altro modello di tipo **Transient Thermal**, nel quale s'importano le sorgenti di calore.*

Il modello termico che ne scaturisce deve essere ben pensato, per permettere di simulare gli effetti del movimento; *la chiave è considerare che l'avanzamento di una sezione del nastro, può essere visto come se tale sezione fosse ferma nello spazio, ma con una distribuzione delle potenze specifiche variabile nel tempo (dipendente dalla reale posizione in cui si dovrebbe trovare).*

Dato che il secondo modello elettromagnetico presenta lungo i bordi di saldatura una sezione sempre costante, lo si prende come fonte per l'esportazione delle sorgenti di calore; ovviamente bisognerà andare a scegliere il modello con un angolo di apertura α tale da avere valori di distribuzione di potenza il più possibile simile al terzo modello reale.

L'idea sarebbe quindi quella di creare un modello *Transient Thermal 2D* come segue:

- 1) si costruisce una geometria 2D avente la forma di una sezione del tubo del secondo modello e vi si assegna il materiale AISI 304L con le caratteristiche termiche descritte nel *Capitolo 6*
- 2) nel modello elettromagnetico si creano delle 2D-grid distanziate tra loro da una certa distanza x , in varie posizioni d'interesse lungo il tubo; in queste griglie bidimensionali si potrà andare a calcolare il valore della potenza specifica che servirà per l'esportazione dati
- 3) nella prima simulazione termica si settano le condizioni di scambio termico con l'esterno, le condizioni iniziali (ovvero la temperatura ambiente) e si importano le sorgenti di calore relative alla sezione iniziale del tubo
- 4) si esegue la simulazione per un tempo t ricavato dal rapporto tra x e la velocità di produzione V_0
- 5) trovata questa prima soluzione termica, si continua con la seconda; per farlo si importano le sorgenti di calore relative alla seconda 2D-grid e si imposta come condizione iniziale il campo di temperature ottenuto dalla soluzione della simulazione precedente
- 6) si prosegue con le simulazioni come da punto precedente, finché si arriva a considerare la sezione finale all'altezza del punto di saldatura

La procedura appena descritta però non è applicabile, in quanto il software permette l'esportazione dati solo da file 3D a 3D (o da file 2D a 2D).

Alla luce di ciò si potrebbe pensare di applicare una metodologia simile allestendo una simulazione termica 3D, ma ancora una volta non è fattibile, dato che nei modelli tridimensionali le condizioni iniziali possono essere assegnate solo come uniformi su tutto il dominio.

La soluzione alternativa alla precedente, utilizzata per trovare il campo delle temperature nel tubo, si basa sul concetto di energia e si articola nei seguenti punti:

- 1) realizzando un path sul modello elettromagnetico reale 3D, si va ad ottenere l'andamento della potenza specifica lungo il profilo di saldatura. Naturalmente, la linea lungo la quale si va a computare tale grafico, si deve trovare in una posizione nota per poi essere replicata anche negli altri modelli elettromagnetici tridimensionali.

Il path utilizzato si trova nella posizione mostrata nella seguente immagine:

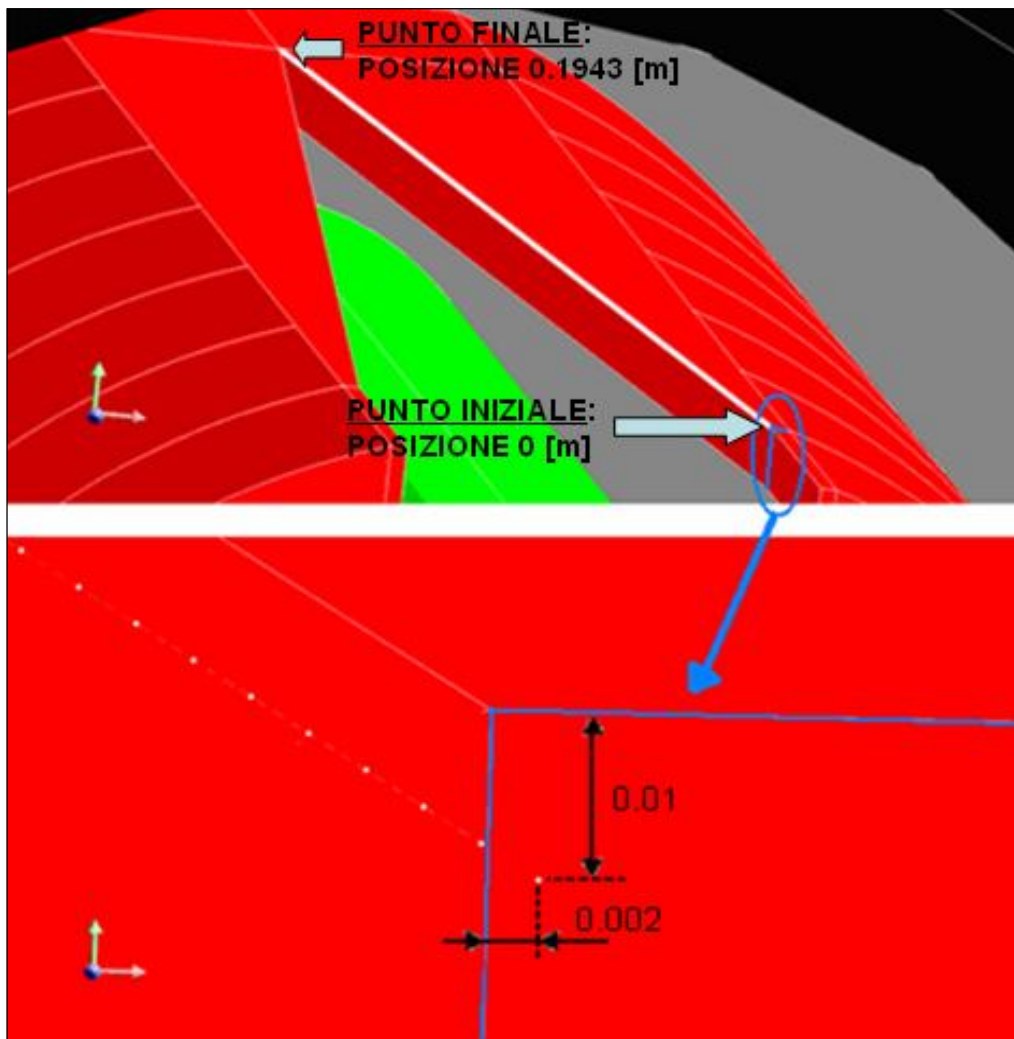


Figura 10.2: Posizione del path nel modello reale

Il path si estende lungo il tubo per una lunghezza di 194.3 [mm] e come si può vedere non va ad interessare la prima parte del modello, in quanto in questa zona la potenza indotta è di valore modesto e quindi trascurabile.

- 2) con il grafico ottenuto è possibile calcolare per ogni punto dell'ascissa il valore medio della potenza specifica indotta (vedi *Figura 10.3*)

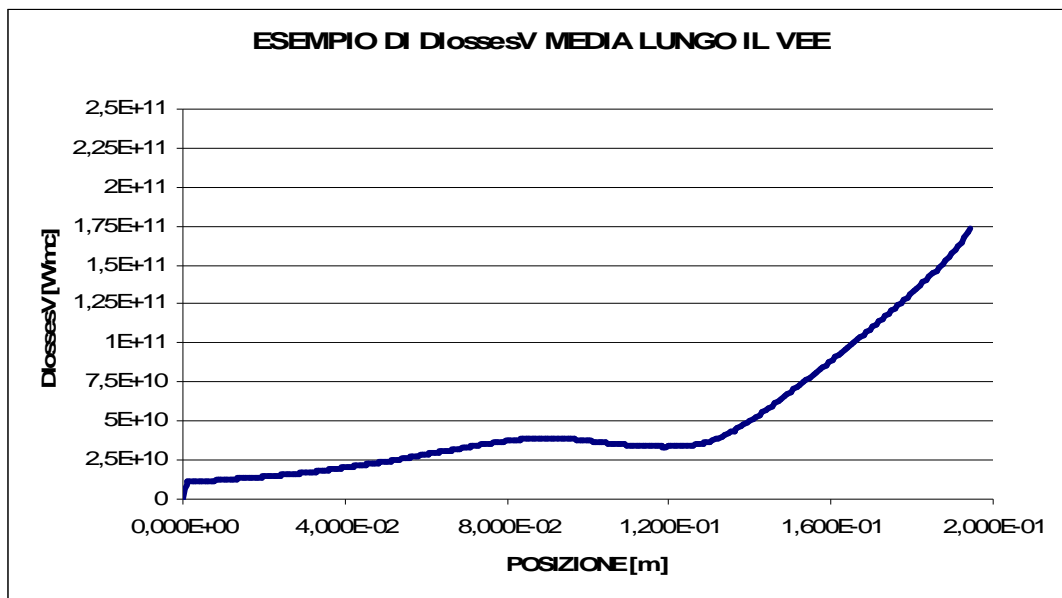
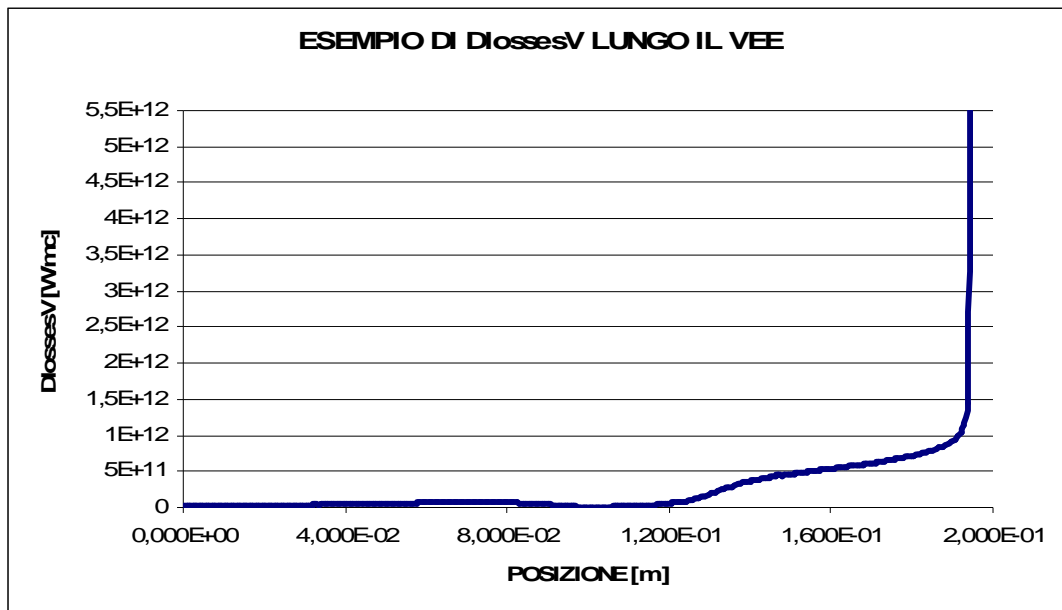
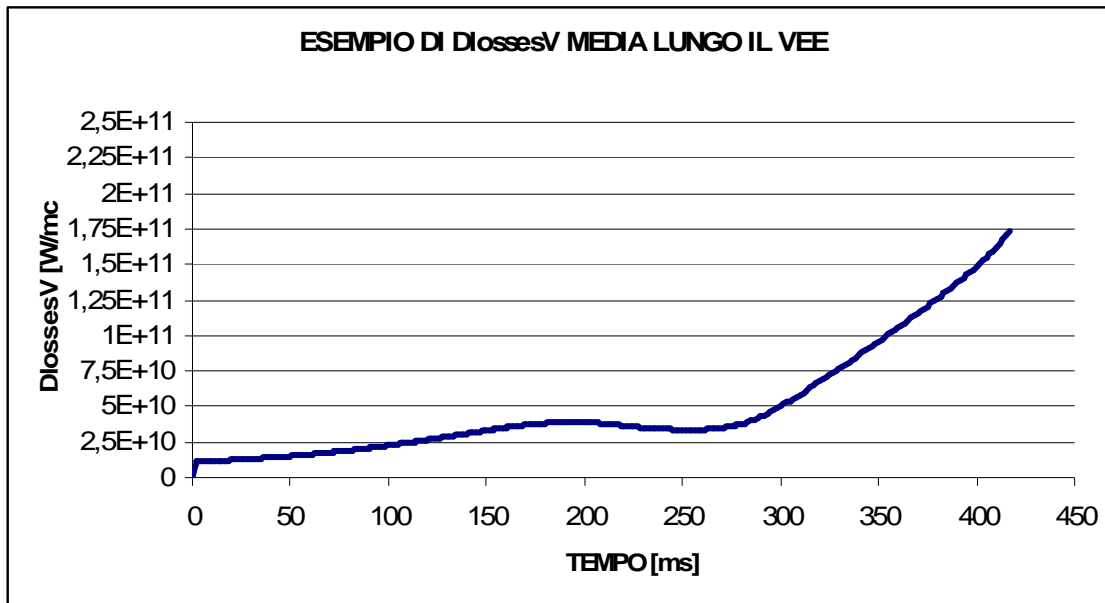


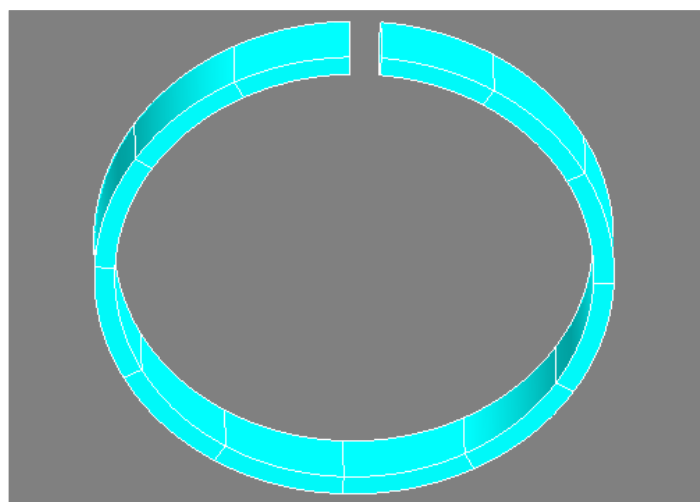
Figura 10.3: (a) Esempio dell'andamento della potenza specifica lungo il Vee
 (b) Esempio dell'andamento della potenza specifica media lungo il Vee

Con il grafico 10.3(a) si può vedere a quali valori di potenza specifica è soggetta una sezione del tubo nel suo moto di avanzamento, mentre nel grafico 10.3(b) si ha per ogni posizione il valore della potenza specifica media alla quale è stata sottoposta sino a quel punto la sezione del tubo in questione

- 3) Ragionando in questi termini, **il valore dell'ascissa posizione può essere visto come un tempo se nota la velocità di processo, che nel nostro caso è pari a 28 [m/min]**. Il grafico della potenza media dell'esempio, con la nuova ascissa temporale diventa:



- 4) Se ad esempio si vuole trovare il campo di temperature della sezione del tubo arrivata alla posizione 0.120 [m] (equivalente a 258 [ms]), con i tre grafici realizzati si osserva che in questo punto la potenza specifica media è di $3.37 \text{ E}+10 \text{ [W / m}^3\text{]}$; la soluzione può essere quindi ottenuta importando una distribuzione di potenza specifica pari al valore medio ricavato e simulando per un tempo di 258 [ms]. In questa maniera si va fornire alla sezione in movimento tutta l'energia che avrebbe assorbito nel moto dalla posizione 0 alla posizione 0.120 [m]
- 5) Dato che l'esportazione dati può essere eseguita solo tra file 3D, si realizza un modello termico tridimensionale avente la forma di una delle piccole "fette" nelle quali è stato suddiviso il modello elettromagnetico 3D in configurazione chiusa "con bordi paralleli tra loro"



- 6) Si realizza un path nel secondo modello elettromagnetico, posizionato come visto per il modello reale:

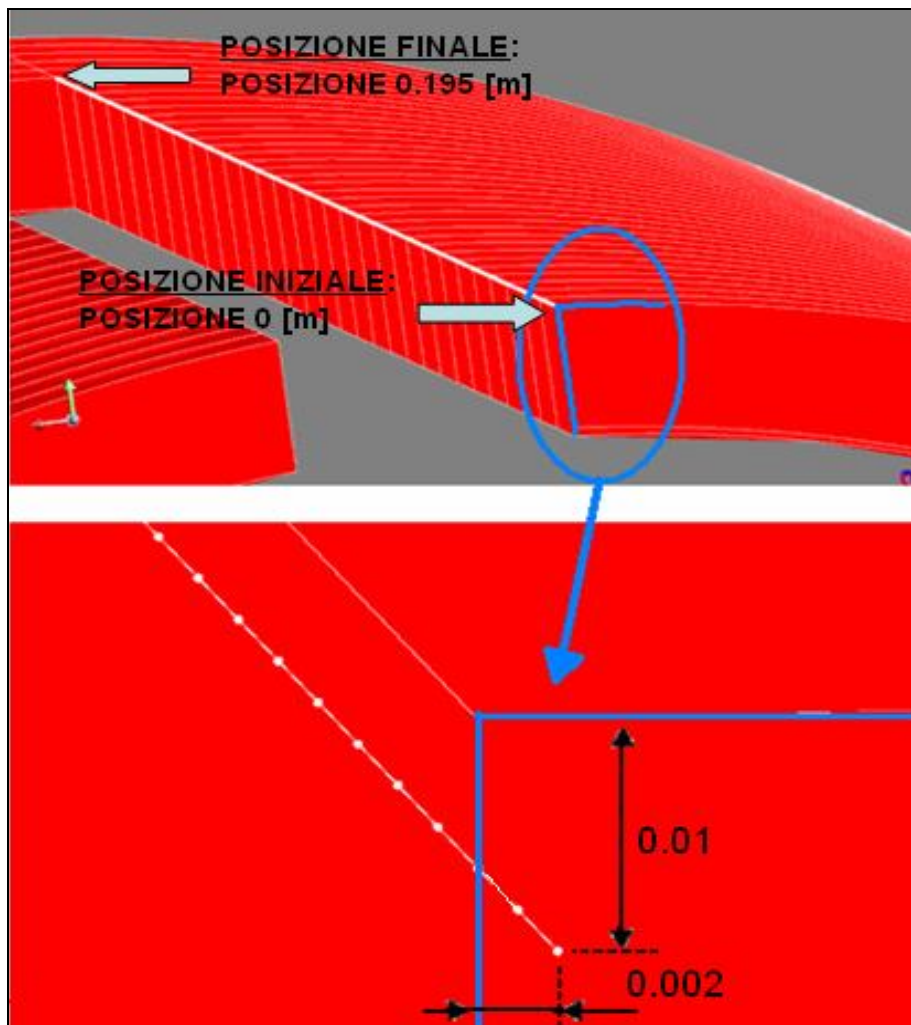
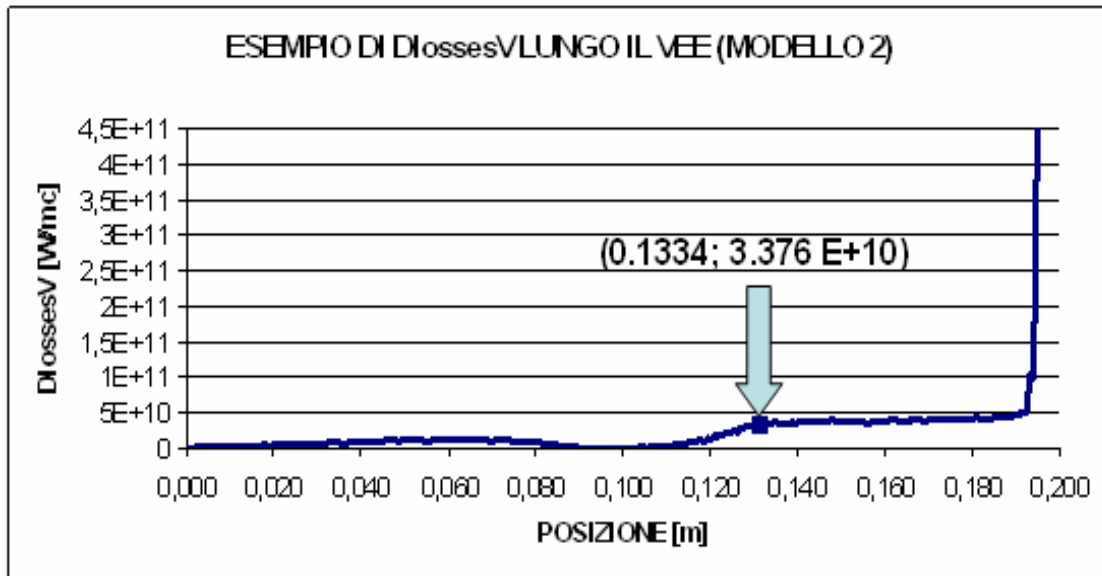
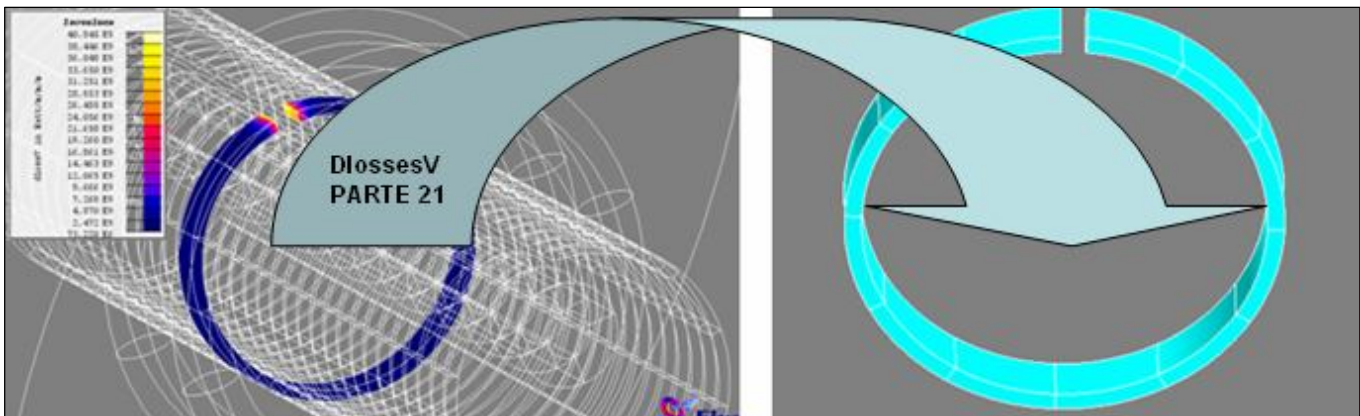


Figura 10.4: Posizione del path nel secondo modello semplificato

- 7) Si plotta in un grafico il valore della potenza specifica lungo questo path, e si va a cercare in esso in quale posizione si ha una potenza specifica vicina al valore $3.37 \text{ E}+10 \text{ [W/m}^3\text{]}$ calcolato nel punto 4); questa operazione viene fatta sul secondo modello 3D perché presenta lungo il Vee delle sezioni sempre uguali tra loro, permettendo così di ridurre le difficoltà nella successiva fase di esportazione dati
- 8) Nell'esempio in questione, dal seguente grafico si osserva che nella posizione 133.4 [mm] si ha una potenza specifica vicina a quella ricercata



- 9) Ricordando che il tubo del secondo modello è stato suddiviso in 30 parti uguali, si ha che il punto trovato nel grafico cade all'interno della fetta N° 21. Il campo delle potenze specifiche di questa parte di tubo viene esportato e poi assegnato al modello termico come sorgente interna di calore



- 10) Nel modello termico vengono assegnate le caratteristiche termiche dell'AISI 304L e le condizioni al contorno (ovvero coefficienti di convezione ed irraggiamento per lo scambio di calore con l'ambiente)
- 11) La simulazione viene lanciata per un tempo di 258 [ms], come ricavato dal punto 4)
- 12) A simulazione finita si ottiene il campo di temperature sull'intero volume del modello, e per andare a visualizzare la soluzione desiderata (posizione 0.120 [m] del modello reale, ovvero circa 75 [mm] prima del punto di saldatura) si realizza un cut-plane in fase di post-processing nella sezione corretta della fetta (o anello)
- 13) Nell'esempio, la fetta N° 21 ha una larghezza standard di 6.5 [mm] e si estende dalla posizione 130 alla posizione 136.5 [mm]. Dato che la potenza corretta si trova nella posizione 133.4 [mm], si va a creare il cut-plane a +3.4 [mm] dall'inizio dell'anello

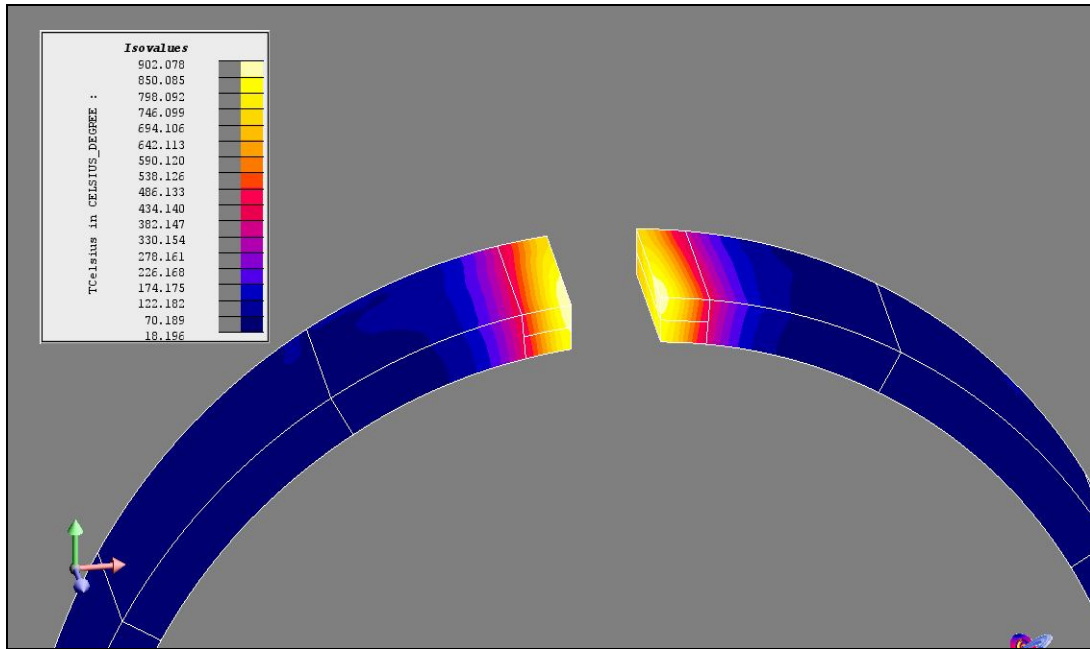


Figura 10.5: Campo di temperature nell'intero anello

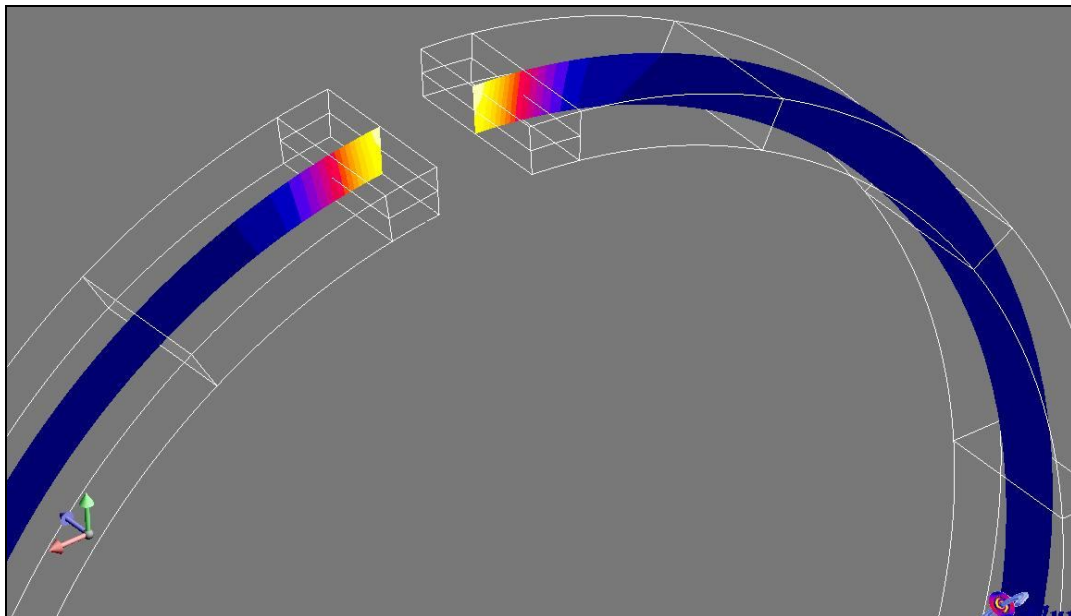


Figura 10.6: Campo di temperature nella sezione del tubo 75 [mm] prima del punto di saldatura

10.2 MODELLO GEOMETRICO E MESH

Come già accennato, la **geometria** di tale modello ha la forma di una delle trenta parti nelle quali è stato diviso il tubo del secondo modello elettromagnetico 3D.

Si costruisce quindi un volume avente una sezione costante ed uguale a quella del tubo del secondo modello 2D, e con una profondità di 6.5 [mm].

Anche questa volta la costruzione non verrà realizzata in un unico volume, ma si cercherà di ottenerla come insieme di più volumi, al fine di avere un certo numero di facce interne alla costruzione utili per il controllo della mesh, che nell'importazione di dati investe un ruolo fondamentale.

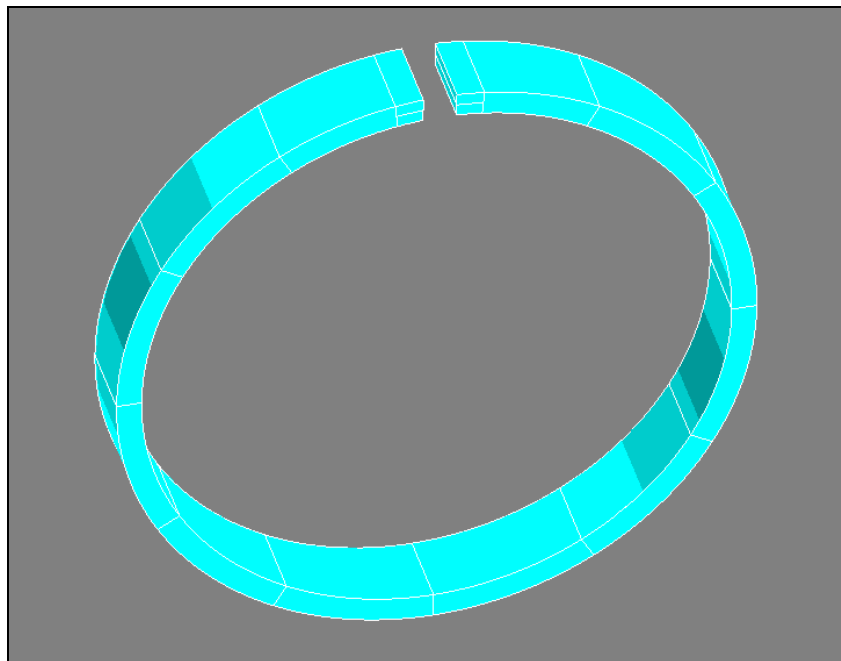


Figura 10.7: Geometria del modello termico

Il valore dell'angolo al centro α (vedi *Figura 8.2*) viene preso in modo da ottenere una distanza tra i bordi di saldatura pari alla distanza media dei bordi nel Vee reale; approssimativamente si è calcolato un α di 6° .

Per comprendere a fondo le scelte fatte per la **discretizzazione del dominio**, è necessario prima spiegare come funziona l'import-export di dati:

- 1) Si realizza la mesh del dominio del problema termico e si crea un file MESH.DEX (è un file di testo) nel quale sono presenti le coordinate di tutti i nodi della mesh
- 2) Si crea nel file elettromagnetico un multipoint-support, sulla base del file MESH.DEX precedentemente realizzato
- 3) Nel file elettromagnetico si crea la spatial quantity "potenza specifica", e la si esporta sulla base del multipoint-support; così facendo si realizza un secondo file .DEX nel quale ad ogni nodo della mesh del file termico sono associate le coordinate e i relativi valori di potenza

- 4) S'importa nel modello termico il file .DEX con le informazioni di potenza, e lo si assegna come sorgente interna di calore
- 5) Il campo della potenza specifica nel modello termico viene costruito per interpolazione a partire dai valori assegnati ad ogni nodo della mesh

In tutto questo procedimento esiste però un problema, anche se aggirabile con una mesh molto accurata; nell'importazione delle sorgenti di calore tramite file .DEX, alcuni punti della mesh sulle facce esterne del modello vengono visti da *Flux* leggermente fuori dell'anello (probabilmente per problemi legati alla precisione geometrica), e ad essi viene automaticamente assegnato un valore di potenza specifica nullo.

Dato che la distribuzione delle sorgenti di calore viene ottenuta dal programma per interpolazione, si ha che l'andamento della potenza specifica da questi nodi esterni al nodo successivo è errata; per ridurre il problema si realizza una mesh molto sottile vicino alle facce esterne del modello geometrico (e in particolare su quelle del bordo di saldatura), in modo che il volume interessato da questo errore sia il più ridotto possibile.

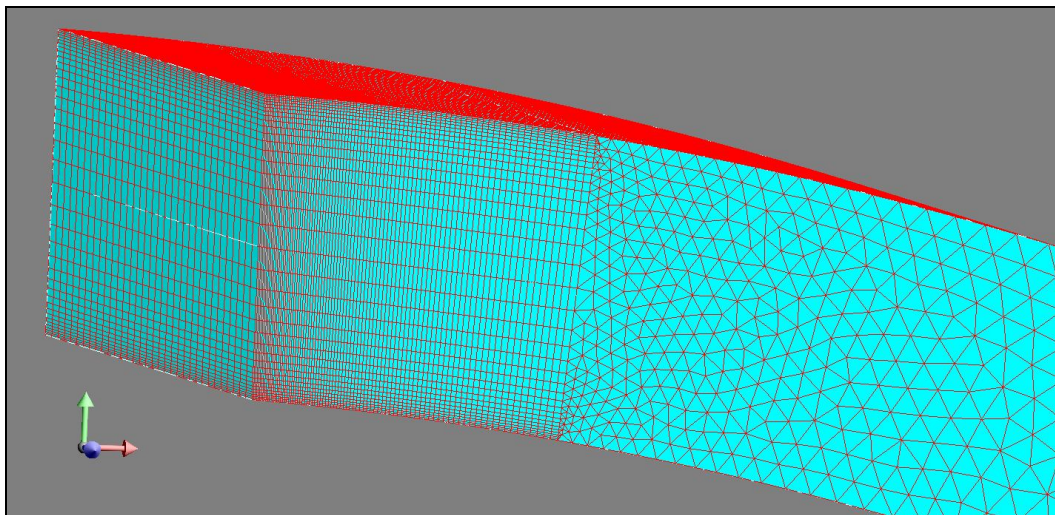


Figura 10.8: Mesh sulle facce esterne del modello

Come si può vedere dalla *Figura 10.9*, i volumi che costituiscono i bordi presentano una mesh molto fitta e sono stati realizzati in modo da permettere la costruzione di una mesh di volume mappata, cosa che permette un totale controllo della discretizzazione anche all'interno.

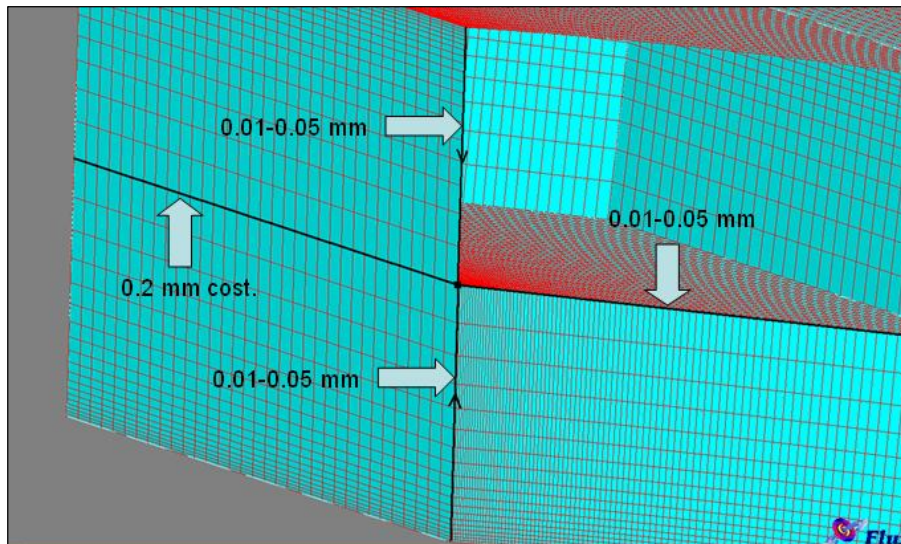


Figura 10.9: Particolare della mesh sulle facce dei bordi di saldatura

Per ottenere questo risultato si è dovuta realizzare la parte dei bordi di saldatura in due volumi distinti, uno superiore ed uno inferiore, allo scopo di poter poi assegnare delle meshlines geometriche (da 0.01 a 0.05 [mm]) larghe verso il centro del modello e fitte verso l'esterno; nel senso della profondità (coordinata z), si è impostato per tutto il modello una meshline costante di 0.2 [mm].

Dato che poca potenza va ad interessare la parte inferiore dell'anello, man mano che ci si avvicina a questa zona si troverà una discretizzazione più larga.

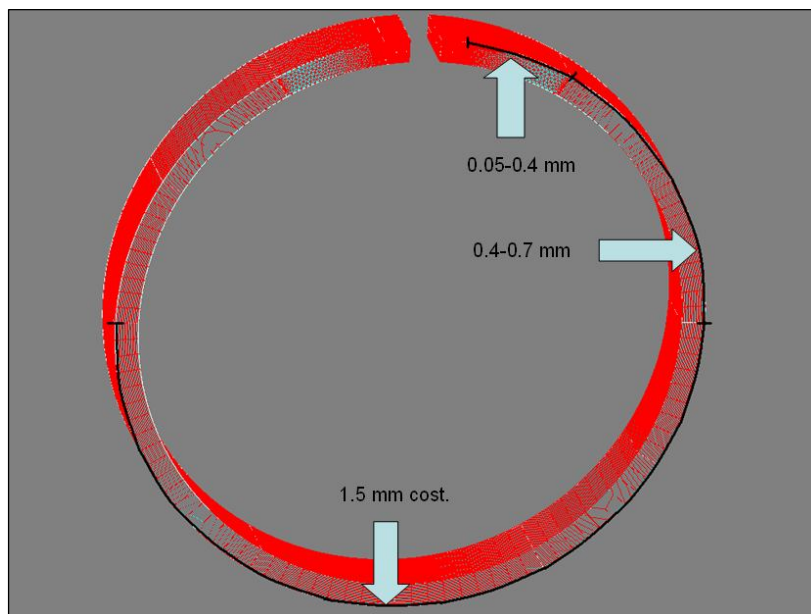


Figura 10.10: Meshlines sulla parte inferiore del modello

10.3 CONDIZIONI AL CONTORNO

Dopo aver assegnato le caratteristiche termiche del materiale ed aver impostato le condizioni iniziali (temperatura ambiente di 20 °C), si deve per ultima cosa impostare i coefficienti che determinano lo scambio termico del modello con l'ambiente.

Viste le temperature in gioco, le boundary condition vengono assegnate come **scambio termico con l'ambiente per convezione ed irraggiamento**:

$$\vec{q} \cdot \vec{n} = -h(T - T_A) - \varepsilon\sigma(T^4 - T_A^4)$$

dove:

q è la densità di flusso termico

h è il coefficiente di convezione in $[W/m^2K]$

ε è il coefficiente d'irraggiamento (o emissività)

$\sigma = 5.675 \cdot 10^{-8} [W/m^2K^4]$ è la costante di Stephan-Boltzmann

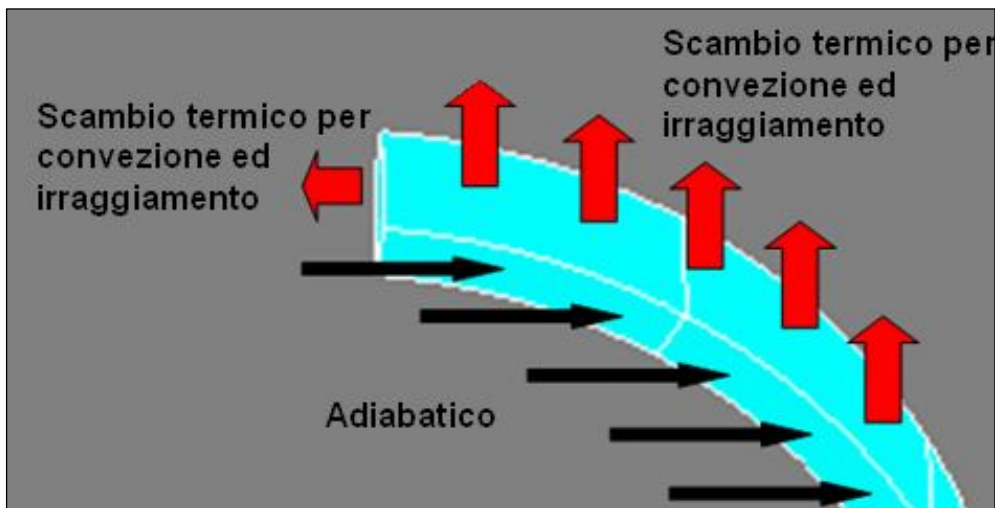


Figura 10.11: Boundary condition del problema termico

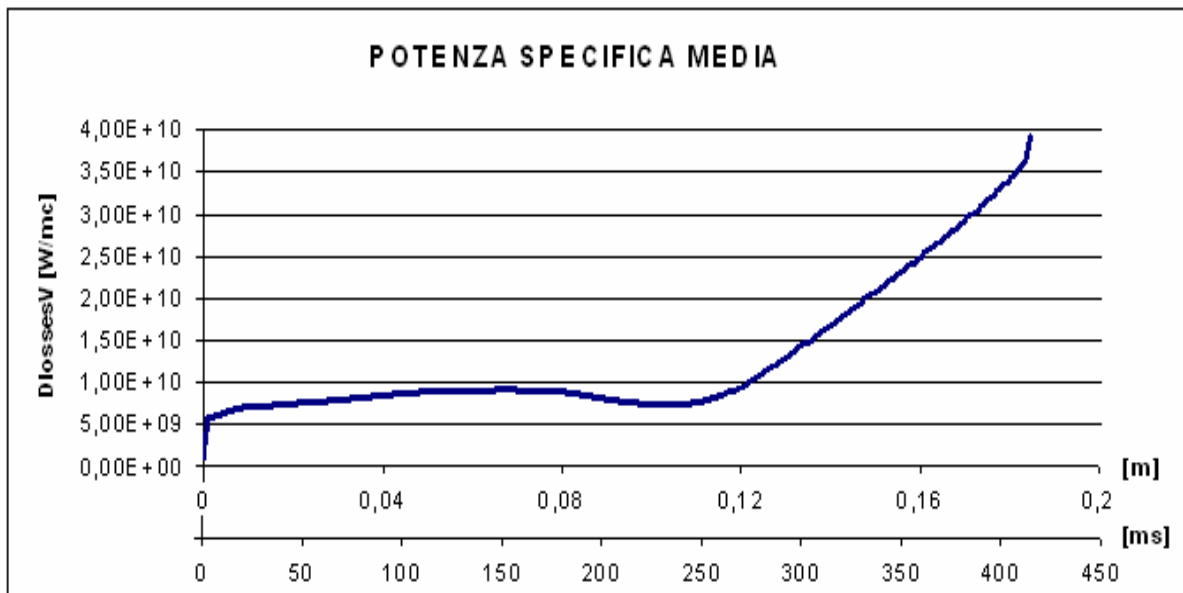
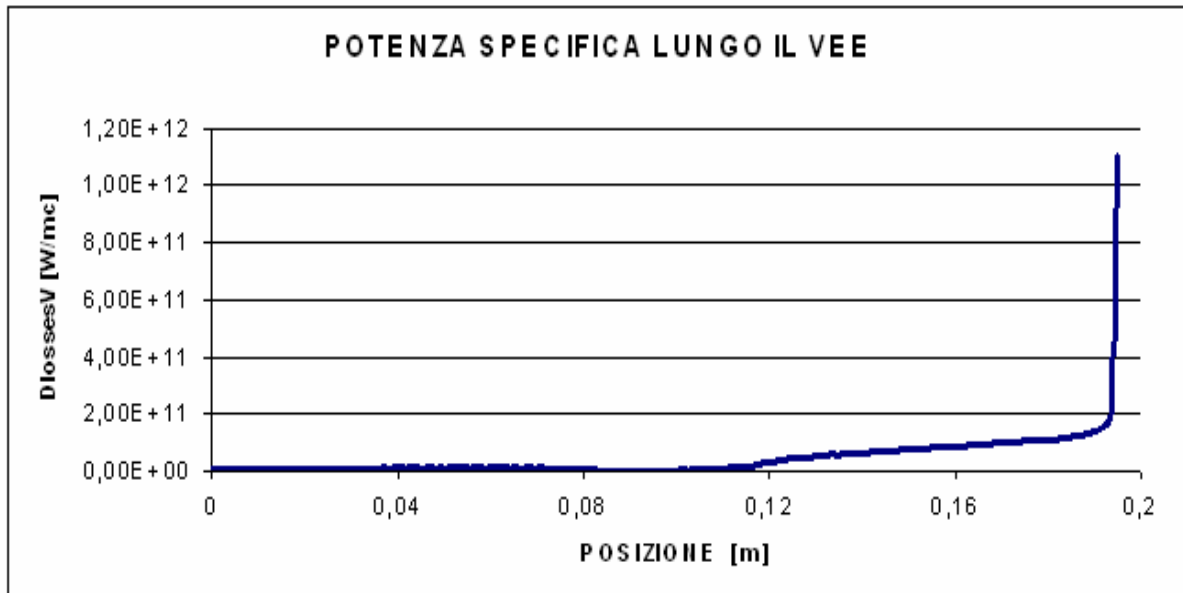
Dato che il modello raffigura una porzione del nastro in saldatura, alle sole facce realmente in contatto con l'aria vengono assegnate le condizioni di scambio termico sopra descritte, mentre alle restanti facce viene assegnata la condizione di adiabaticità (vedi Figura 10.11).

Tenuto conto della bassa velocità con cui si muove il nastro nel processo (28 [m/min]) e considerando il colore dell'acciaio inox, si assegnano i seguenti coefficienti di scambio termico:

COEFF. CONVEZIONE h	12 $[W/m^2K]$
EMISSIVITÀ ε	0.70 $[W/m^2K^4]$

10.4 SORGENTI DI CALORE ASSEGNATE

Come descritto nel *paragrafo 10.1*, per prima cosa si va a mettere in un grafico la potenza specifica indotta lungo il path di *Figura 10.2* creato nel modello elettromagnetico reale, e poi si va a calcolare il valore medio punto per punto di tale curva.



*Figura 10.12: (a) Andamento della potenza specifica lungo il Vee
(b) Andamento della potenza specifica media lungo il Vee*

La distribuzione delle temperature verrà calcolata in tre distinte sezioni del tubo:

- sul punto di saldatura
- a 10 [mm] dal punto di saldatura

- in uscita dall'induttore (a 70 [mm] dal punto di saldatura)

Dai grafici sopra riportati si ottengono i dati relativi alla potenza media in queste tre posizioni, oltre che al tempo di simulazione che dovrà essere poi assegnato.

La potenza specifica lungo il path creato nel secondo modello elettromagnetico con $\alpha = 6^\circ$ (Figura 10.4), risulta:

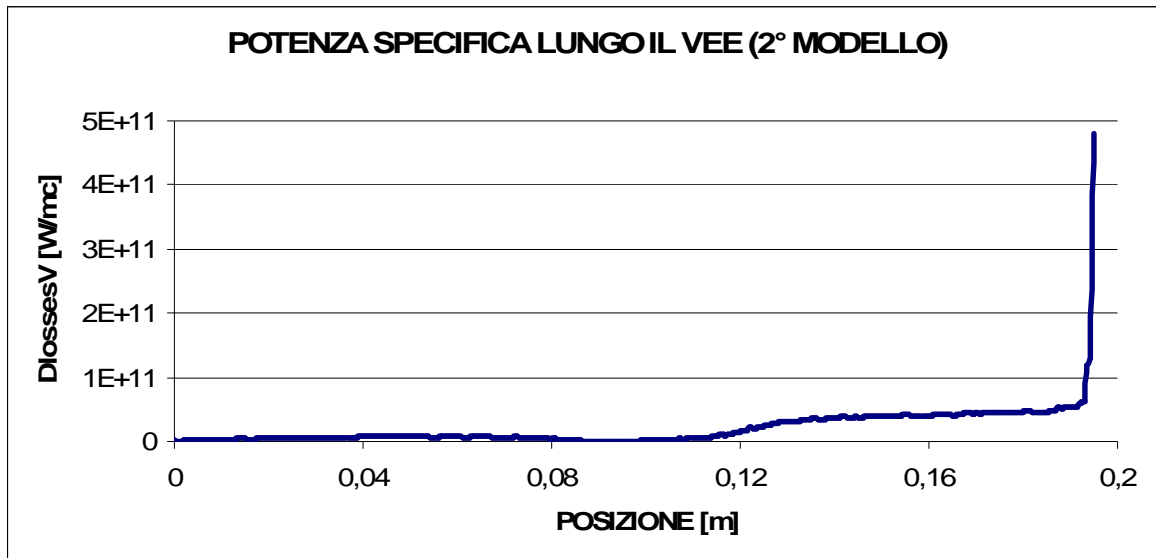


Figura 10.13: Potenza specifica lungo il Vee del secondo modello EM

Cercando in questo grafico i tre valori di potenza media ottenuti precedentemente, si capisce quale “fetta” del tubo del secondo modello EM deve essere esportata nel modello termico, oltre al dato preciso della posizione nella quale si ha la potenza ricercata.

POSIZIONE NEL GRAFICO [m]	TEMPO SIMULAZIONE [ms]	POTENZA MEDIA [W/mc]	N° FETTA EXPORT	POSIZIONE NELLA FETTA [mm]
0,1944	414	3,91E+10	23	+3,93
0,1844	392	3,15E+10	21	+2.60
0,1244	264	8,84E+09	8	+3.50

Si hanno ora tutte le informazioni per lo svolgimento della simulazione termica.

10.5 POST-PROCESSING

In questo paragrafo verranno riportati i campi termici ottenuti dalla simulazione nelle sezioni del tubo d'interesse, sottoforma d'immagini e di grafici che forniscono l'andamento della temperatura dal bordo di saldatura fino a metà tubo; il path realizzato a tale scopo, si sviluppa sotto la superficie esterna dell'anello nella sezione in cui è posizionato il cut-plane, ad una profondità di 0.1 [mm].

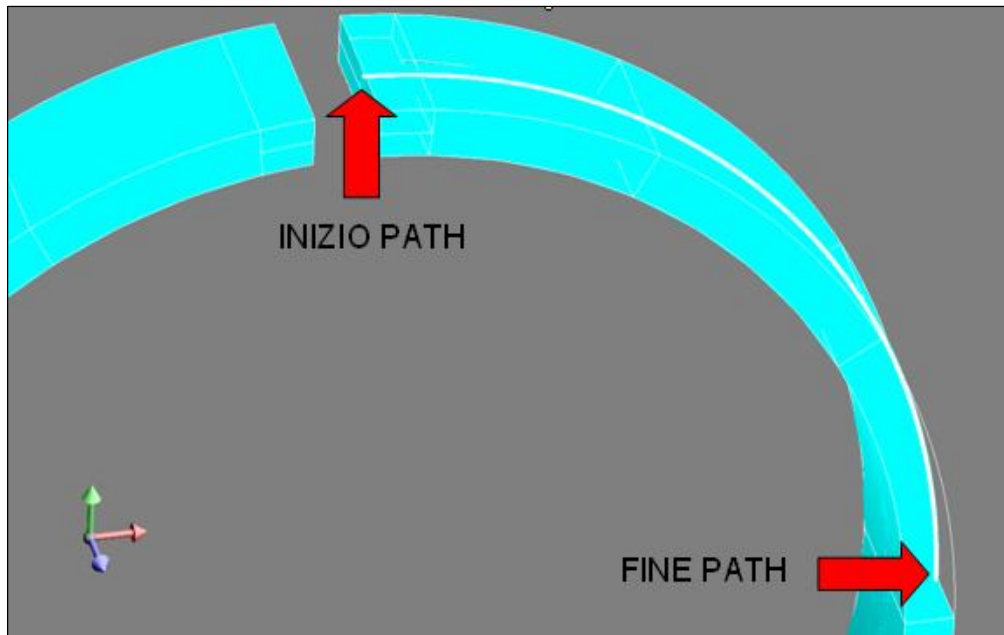


Figura 10.14: Posizione del path

Si procede ora all'analisi della prima sezione del tubo.

SEZIONE SUL PUNTO DI SALDATURA

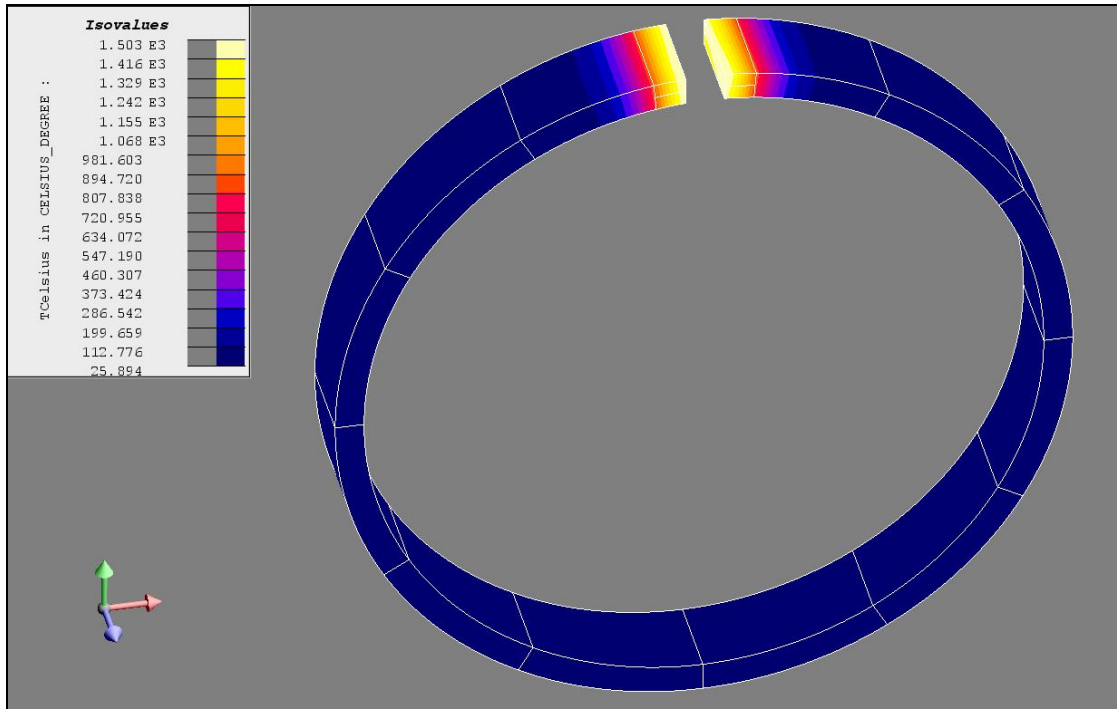
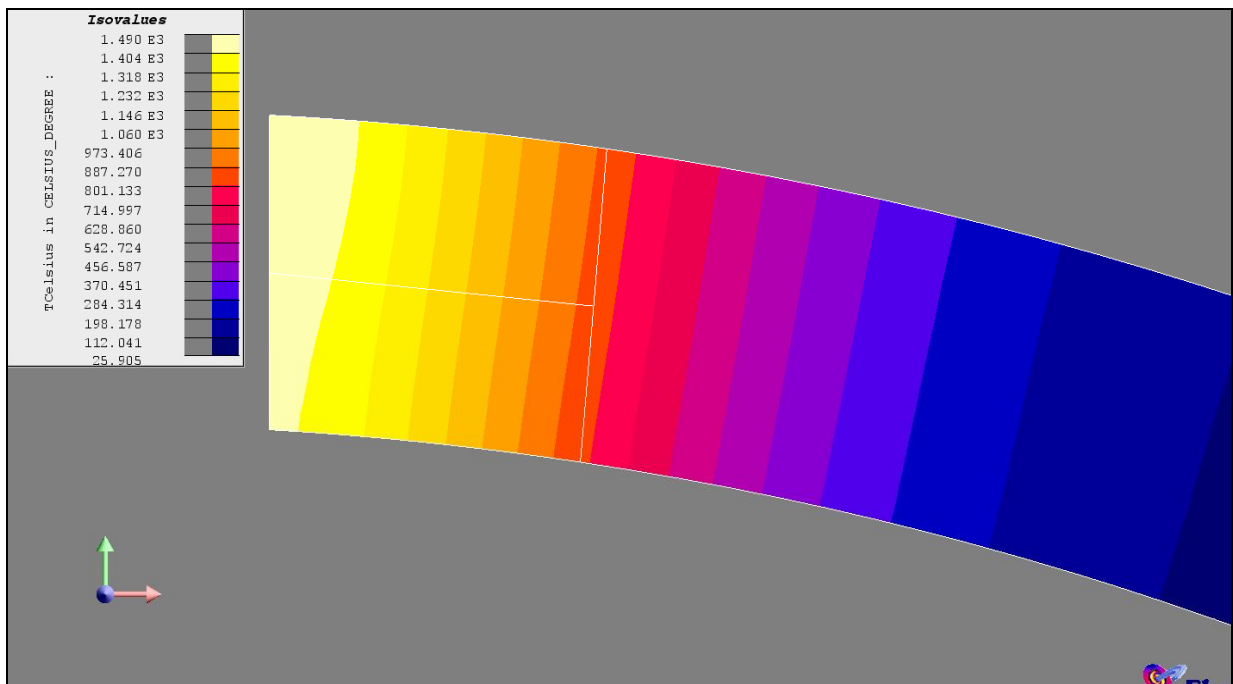


Figura 10.15: Distribuzione della temperatura sull'intero anello

La distribuzione della temperatura esatta si trova su un piano a 3.93 [mm] dall'inizio dell'anello:



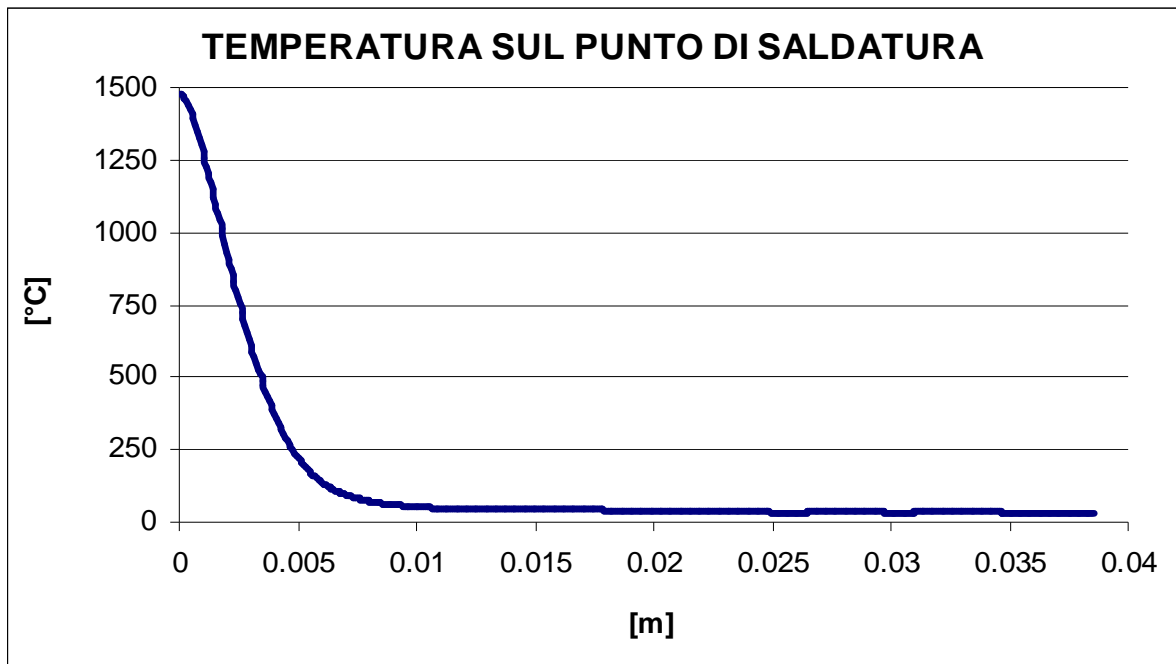


Figura 10.16: (a) Linee isovalues di temperatura
(b) Andamento della temperatura lungo il path

Andando a visualizzare le zone del campo di temperatura nelle quali la temperatura supera la temperatura di fusione (stimata in 1430 °C), si ottiene:

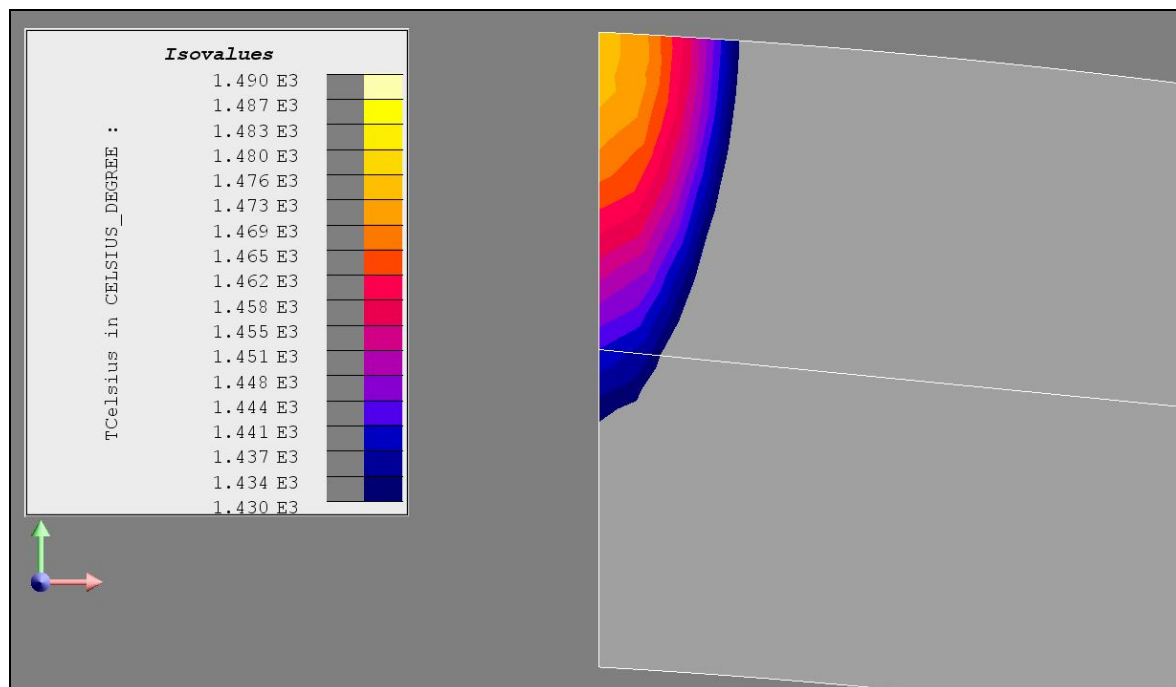


Figura 10.17: Zona con temperatura maggiore a 1430 °C

Tutta quest'area visualizzata coincide con la sezione del tubo nella quale l'acciaio inox è parzialmente fuso o totalmente fuso; come già detto, non avendo considerato il calore latente di fusione non è possibile sapere se il materiale ha raggiunto la completa fusione.

Con un nuovo path posizionato lungo l'altezza del bordo di saldatura si va a calcolare sino a quale profondità si estende la zona di materiale parzialmente fuso:

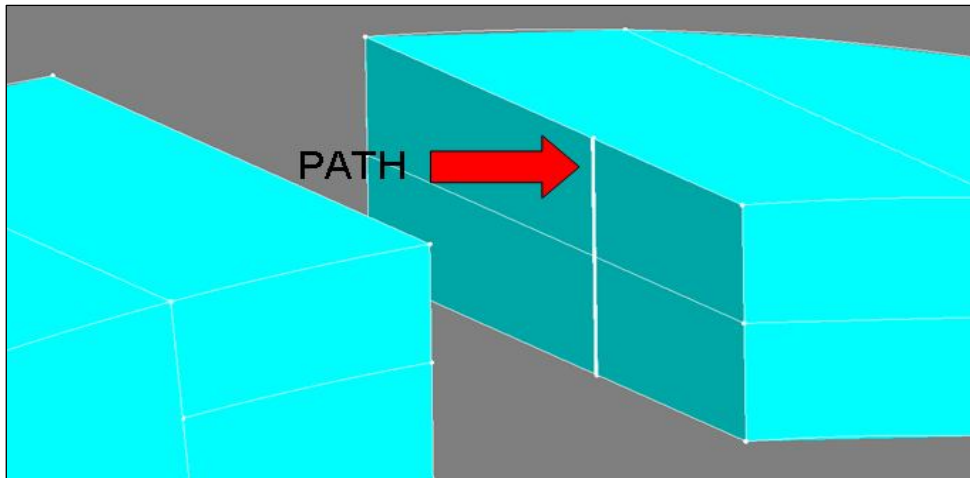


Figura 10.18: Posizione del nuovo path

La distribuzione della temperatura lungo il path riportata sul seguente grafico, mostra che ad una profondità di 1.22 [mm] dalla superficie esterna del tubo, si ha una temperatura di circa 1430 °C:

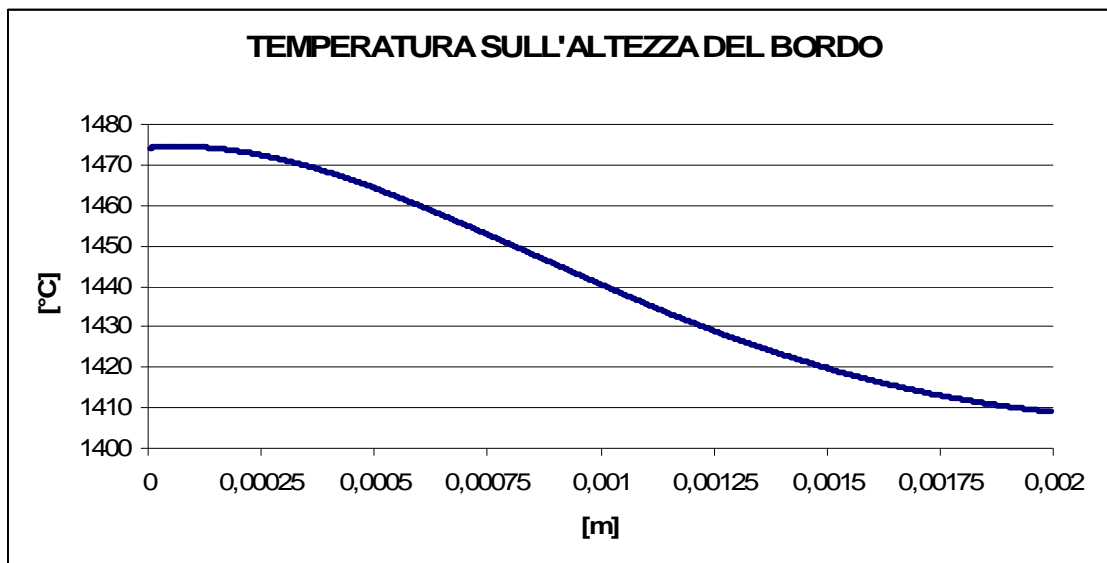


Figura 10.19: Andamento della temperatura lungo l'altezza del bordo di saldatura

SEZIONE A 10 [mm] DAL PUNTO DI SALDATURA

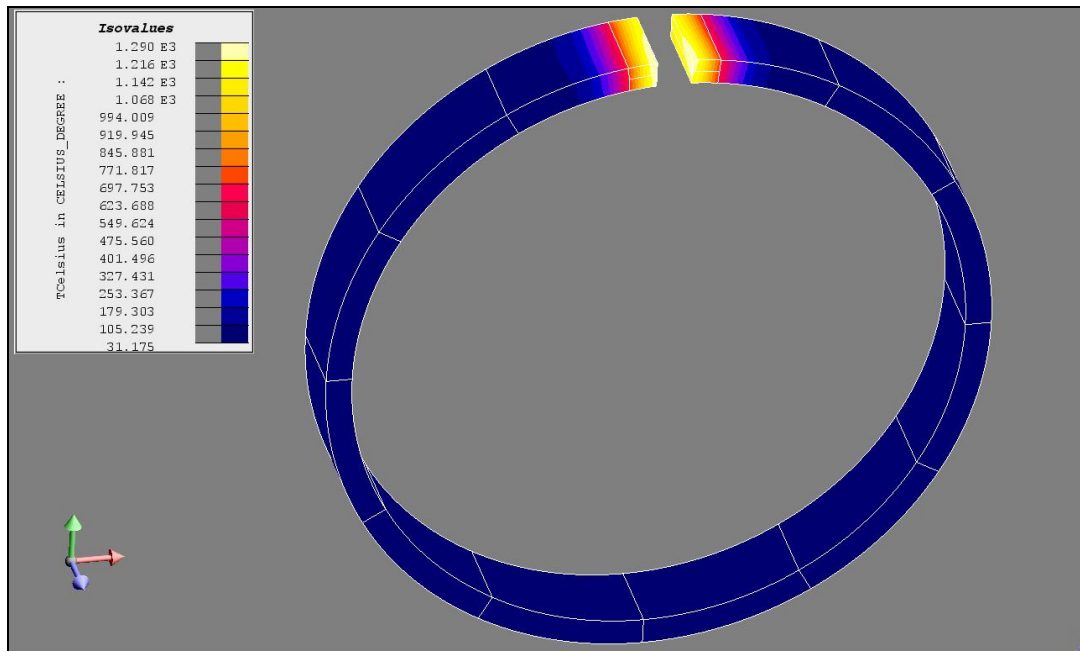
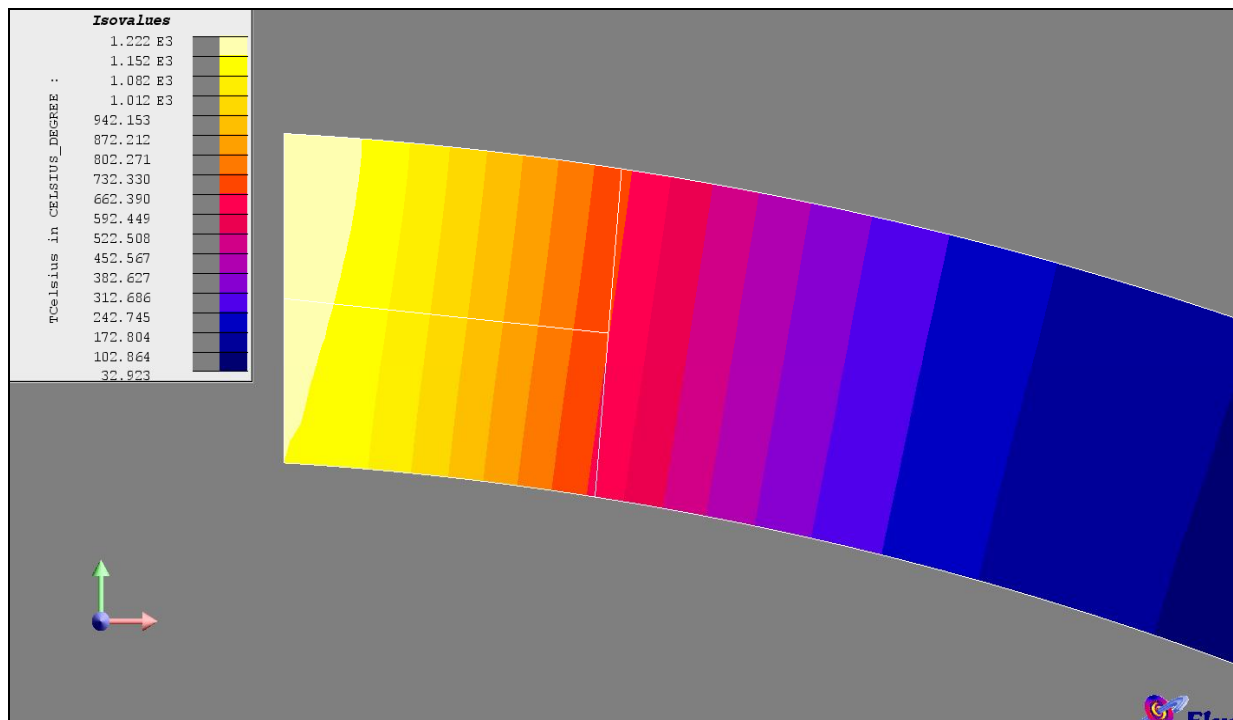


Figura 10.20: Distribuzione della temperatura sull'intero anello

La distribuzione della temperatura esatta si trova su un piano a 2.60 [mm] dall'inizio dell'anello:



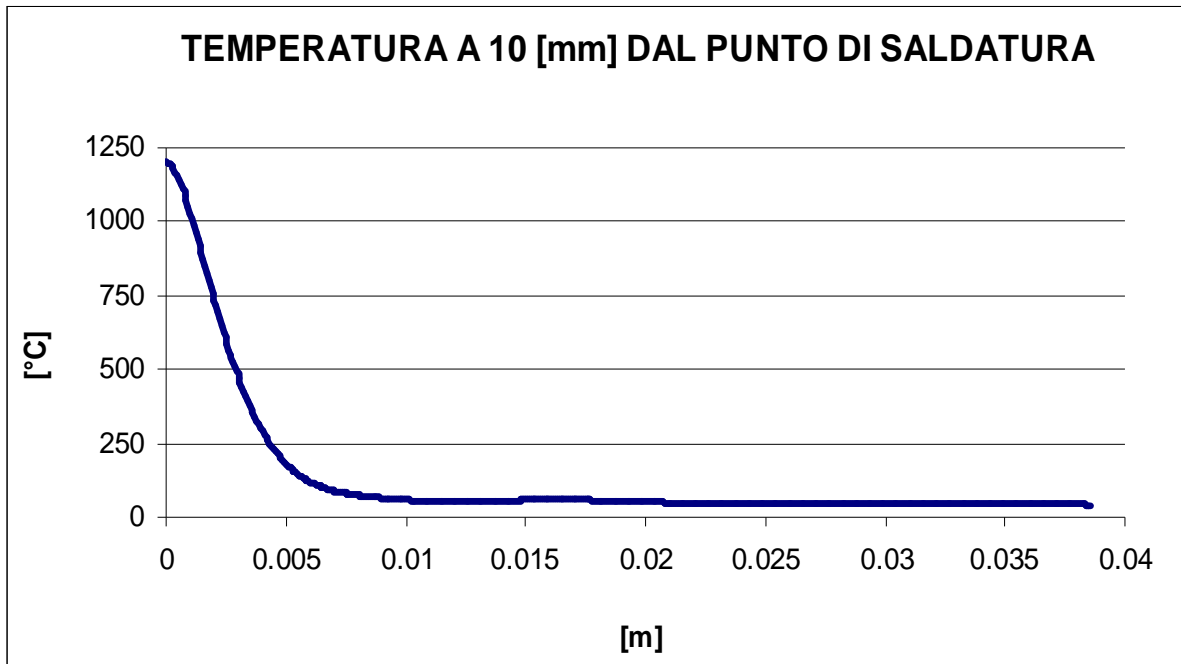


Figura 10.21: (a) Linee isovalues di temperatura
(b) Andamento della temperatura lungo il path

SEZIONE IN USCITA DALL'INDUTTORE

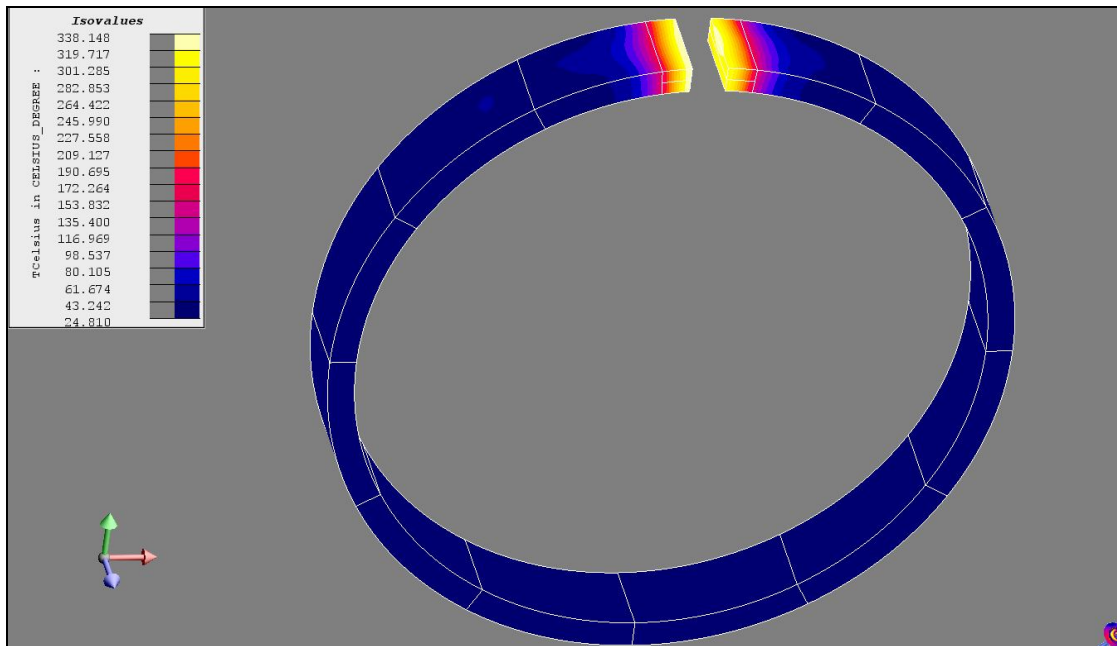
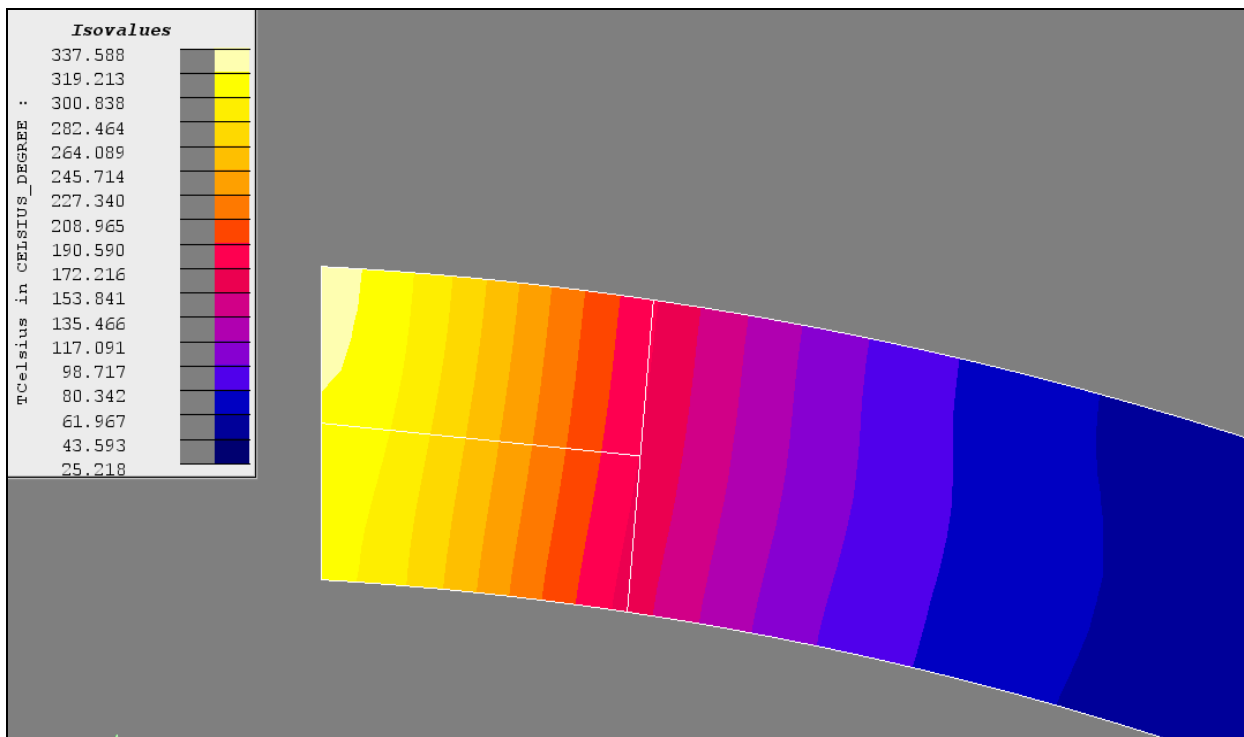


Figura 10.22: Distribuzione della temperatura sull'intero anello

La distribuzione della temperatura esatta si trova su un piano a 3.50 [mm] dall'inizio dell'anello:



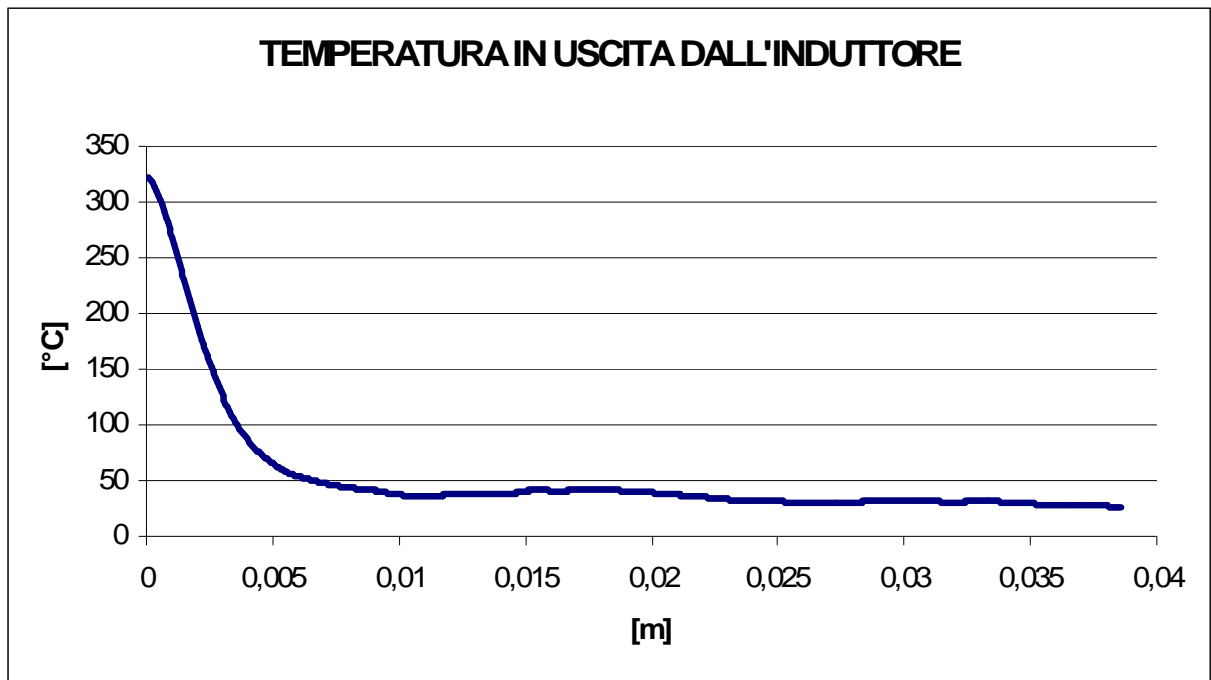


Figura 10.23 (a) Linee isovalues di temperatura
(b) Andamento della temperatura lungo il path

Capitolo 11

CONCLUSIONI

11.1 CONCLUSIONI

Arrivati alla soluzione del problema termico è il momento di trarre le conclusioni tecniche e personali del lavoro svolto.

Dal punto di vista prettamente tecnico, il lavoro svolto ha permesso di scovare un errore di progettazione legato al dimensionamento dell'impeder, fornendo quindi l'opportunità al committente di ottimizzare il processo di produzione con un incremento dell'efficienza di almeno due-tre punti percentuali.

Inoltre si è realizzata una buona base per costruire un know-how sui metodi numerici per la progettazione dei sistemi per la saldatura ad induzione dei tubi, che permetta l'ottimizzazione dei parametri dei processi già in uso e la verifica della bontà dei dimensionamenti di massima dei nuovi impianti.

Le procedure iniziali realizzate, concernenti la soluzione del problema elettromagnetico, hanno dato come visto ottimi risultati, che rispecchiano in modo adeguato le linee teoriche e i dati pratici attesi dalle indicazioni del costruttore.

Per quanto riguarda le tecniche utilizzate per arrivare alla soluzione termica, si può dire che queste possono essere notevolmente migliorate, date le grosse semplificazioni impiegate per ottenere i risultati, anche se le difficoltà legate alla realizzazione di un modello magnetotermico accoppiato con movimento sono veramente elevate.

In questo senso, le maggiori semplificazioni usate sono legate alla metodologia dell'assegnazione delle sorgenti di calore (ottenute a loro volta con delle semplificazioni, vedi resistività elettrica media dell'AISI 304L costante con la temperatura) e all'aver trascurato gli effetti della pressione applicata dalle weld rolls.

Nonostante tutto, si può dire che anche la soluzione termica ottenuta non si discosta di molto dalla realtà del fenomeno della saldatura ad induzione.

Passando infine alle note personali, questa tesi ha dato la possibilità di maturare una buona esperienza con codici di calcolo agli elementi finiti, e in particolare con Flux 2D e 3D (CEDRAT), un software che permette di risolvere in modo preciso problemi elettromagnetici e termici in presenza anche di movimento dei corpi.

Infine, si sono usate procedure innovative per il dimensionamento dei sistemi di saldatura dei tubi ad induzione.

Bibliografia

- [1] F. Dughiero, “ APPUNTI DEL CORSO DI PROGETTAZIONE AUTOMATICA DI DISPOSITIVI ELETTRICI E MAGNETICI, PADEM ”, 2007
- [2] P. Scott, “THE EFFECTS OF FREQUENCY IN HIGH FREQUENCY WELDING” Tube 2000 Toronto, 1996
- [3] R. K. Nichols, “HIGH FREQUENCY WELDING - THE PROCESS AND APPLICATION”, Thermatool Corp., 1999
- [4] P.Scott, “KEY PARAMETERS OF HIGH FREQUENCY WELDING”, Proceedings of the Tube/Pipe Congress 96, Dusseldorf, Germany, Aprile 1996.
- [5] S. Lupi, “APPUNTI DI ELETTROTERMIA”, Progetto Padova, 2005
- [6] P. Scott, “SELECTING A WELDING FREQUENCY”, The tube & pipe journal, 2008
- [7] J. Wright, “PRINCIPLES OF HIGH FREQUENCY INDUCTION TUBE WELDING”, Electronic Heating Equipment, Inc., 1997
- [8] P. Scott, “CONTROLLING THE HEAT AFFECTED ZONE IN HF PIPE WELDING”, Thermatool Corp., 1999
- [9] H.J Kim, S.K. Youn, “THREE DIMENSIONAL ANALYSIS OF HIGH FREQUENCY INDUCTION WELDING OF STEEL PIPE WITH IMPEDER”, Journal of Manufacturing Science and Engineering, Giugno 2008
- [10] P. Scott, “AN INTRODUCTION TO HIGH FREQUENCY SOLID-STATE PIPE AND TUBE WELDERS”, Thermatool Corp., 1999
- [11] J.I. Asperheim, P. Lombard, “COMPUTATION AND ANALYSIS OF TEMPERATURE DISTRIBUTION IN THE CROSS-SECTION OF THE WELD VEE”, Tube international, Novembre 1998
- [12] TDK, “IMPEDERS CORES FOR HIGH FREQUENCY WELDING, IPH SERIES”
- [13] Cedrat, “USERS’S GUIDE VOLUME 1-2-3-4-5”, Marzo 2005
- [14] D.E. Stutz, I.L. Harry, “INDUCTION HEAT TREATMENT OF STEEL”, American Society for Metals, Metals Park Ohio, 1986

- [15] S.L. Semiatin, "METALS HANDBOOK HEAT TREATING VOL.4", American Society for Metals, Metals Park Ohio, 1986
- [16] D. Gardiner, "VARIABLE FREQUENCY ON DEMAND", The tube & pipe journal, 2003
- [17] H. Tsuboi, K. Ikeda, "EDDY CURRENT ANALYSIS FOR THE PIPE WELDING", IEEE Transactions on magnetics Vol. 34, Luglio 1998
- [18] H. Landes, R. Lerch, "FINITE ELEMENT ANALYSIS OF INDUCTION WELDING OF METAL TUBES", University of Erlangen, 2002
- [19] B. Grande, J.I. Asperheim, "FACTORS INFLUENCING HEAVY WALL TUBE WELDING", The tube & pipe journal, Marzo 2003

Ringraziamenti

Arrivati a questo traguardo, sono molte le persone che devo ringraziare; forse in preda ad un attacco di megalomania, devo complimentarmi con un certo Michele detto Mitch, che nonostante quello che si dica, ha fatto molta fatica ed ha dedicato moltissimo tempo ed impegno per raggiungere questa agognata laurea.

Il grazie più grande va sicuramente ai miei genitori Renzo ed Apollonia, che mi hanno permesso con non pochi sforzi economici e non, di studiare fino alla mia veneranda età...

Un altro grosso grazie va ai nonni Rina, Giovanni e Libera e ai parenti tutti (non elencabili uno per uno dato il loro numero!) oltre che a tutti gli amici che mi hanno sopportato in tutti questi anni.

Una menzione speciale ed un ringraziamento per la compagnia e i momenti di allegria passati insieme in laboratorio e a cene varie, vanno ai professori Dughiero e Forzan e ai colleghi Cristian, Alessandro, Daraio Saischeido, Betta ed Aristide.

Infine rimangono da ringraziare i colleghi d'avventura con cui ho condiviso la residenza coatta in quel di Padova: i camerati Daniele, Mario e il Cuoco.

Grazie a tutti!

Michele

