



*Personal Computer  
Circuit Design  
Tools*

# *Magnetics Designer*



株式会社アイヴィス

## ご注意

本資料に記載された製品、及び仕様につきましては予告なしに変更する場合があります。

本資料の内容につきましては万全を期して制作しておりますが、万一わかりにくい点や記載もれ等お気づきの点がございましたら当社までご連絡ください。

本製品及び本資料を使用した事によるお客様の損害、逸失利益、第三者のいかなる請求につきましても当社は一切の責任を負いかねますのであらかじめご了承ください。

本資料は当社と締結されました「ソフトウェア使用契約書」に基づき厳重かつ安全に保管し、特に下記事項に注意してご使用ください。

本資料は第3者に譲渡、貸与、再使用権の設定をしてはならない。

本資料は当社に無断でコピー、転載してはなりません。

# 株式会社アイヴィス

2000年10月

## 目次

### 第1章 序文

Magnetics Designerの性能	6
DOS and Windowsバージョン間の違い	8
Version 3 and Version 4の違い	8
マニュアルレイアウトと解説	9

### 第2章 Magnetics Designerの使用

インストール	10
ハードウェア/ソフトウェアの要求	10
Magnetics Designerのスタート	11
一般的な使用法及びフロー	12
データ入力と文字の比較	14
メニュー	14
ツールバー	15
デザインの保存	15
保存してあるデザインを開く	15
レポートの印刷	16
レポートの保存	16
プログラムのExist	16
コアスクリーン	17
Design ウィザード	18
コア選択	19
Core Browser	19
コアと材質データの変更	20
コア形状のロック	20
デザインの生成	21
Transformer スクリーン	23
任意のデザイン制約	24
ワインディングスプレッドシート	27
巻線の分割、追加、移動及び削除	33
センタータップされた巻線	35
デザインのオプティマイズ	35
User Dataエリア：計算されたパラメータ	38

User Dataボタンのカスタマイズ	42
ユーザの構成可能なデータフィールド	44
ユーザ自身の方程式の編集と追加	45
方程式の機能	48
正しい電圧を得る	51
負荷電圧の制度の増加	53
Inductorスクリーン	53
任意のデザイン制約	55
The Bobbinスクリーン	56
巻線スタックを見る	57
ボビン形状の定義	58
巻線スタックでの磁界表示	60
IsSpice スクリーン	61
Options スクリーン	65
Vendors スクリーン	68
Wire スクリーン	70
Reportsの生成	71
Reportデータのコピー	73
<b>第3章 コアデータベース</b>	
コアデータベース	73
コアデータベースを開く	74
コアデータベースダイアログ	74
新たな材質、形状の追加	75
Material, Geometry入力の削除	76
コアデータベースを閉じる	76
Materialシート	76
Geometryシート	83
ギャップがあるコアデータ	88
Core Loss Calculator	89
Permeability Calculator	90
新たなポットコアの入力	92
新たなトロイドコアの入力	101
ワイヤテーブル	110

## 第4章 The Magnetics Design プロセス

磁界プロセス	115
基礎的な磁界設計方程式	115
磁界材質のB-Hループ	117
銅の固有抵抗	119
コア損失方程式	119
高周波のAC抵抗	120
矩形波励磁用のAC抵抗	122
方程式の引き出し	124
巻線のインダクタンス	124
定義されたピーク電流でのギャップを持つインダクタのBmax	125
巻線のDC抵抗	127
ウィンドウ活用	127
銅損失	128
トランスとインダクタのコア活用	129
ハーフターン	130
エリアプロダクト	130
銅損失に対するコア損失の最適化	131
コアギャップ	132
表皮効果、近接効果と分割巻線	133
漏れインダクタンス	135
巻線容量	136
IsSpice4モデルを生成する方法	138
熱モデル	139
コア選択アルゴリズム	142

## 第5章 設計要求の生成

トランスフォーマとインダクタ設計要求	144
Inductorスクリーン	145
Transformerスクリーン	146
要求の決定用ユーティリティ	148
DCとAC電流の計算	148
Vavg, Vrms, そしてEdtの計算	151
異なるアプリケーションからの要求	152
DCチョーク(コイル)	153
低周波サイン波形アプリケーション	155

全波トランス整流器、抵抗負荷	155
ブリッジトランス整流器、容量負荷	158
トランス整流器、誘導負荷	161
高周波スイッチングレギュレータ・コンポーネント	162
フォワードコンバータ	163
フライバックレギュレータ	167
<b>第6章 正しいコアの選択</b>	
正しいコアの選択	169
材質タイプ	169
ケイ素鋼	171
Iron-Cobalt (Supermendur)	172
Permalloy 80 (80/20 Nife)	172
Orthonol (50/50 Nife)	173
フェライト	173
Powdered Irons	174
コアタイプと構成	174
コア材質と形状概要	176
<b>第7章 設計例</b>	
設計例	177
50 Wのフォワードコンバータトランス	177
50uHのフィルタ・インダクタ	189
<b>付録</b>	
付録 A – 波形公式	197
付録 B – パラメータ定義とユーザ・データ	198
付録 C – 重要な方程式	215

## 第一章 序文

### Magnetics Designer の性能

Magnetics Designer は長方形及び円形の巻線エリアを持つコアを使用するセクタやレイヤに巻かれる磁気物質の設計を最適化します。

通常設計はフェライト POT コア、フェライト EI と EE コア、カット C コア、トロイド、そして EI 薄型コアを含みます。

Magnetics Designer は 10Hz から 1MHz 強までを操作する単相の各種巻線トランスを設計できます。代表的なアプリケーションは薄型のコアを使用する 60Hz ライトランス、カット C コアを使用する 400Hz トランス、そしてフェライトコアを使用する高周波スイッチングレギュレータトランスなどです。

Magnetics Designer は任意の AC、DC 電流の組み合わせで特定のインダクタンスを要求した場合にもアプリケーションに指図します。

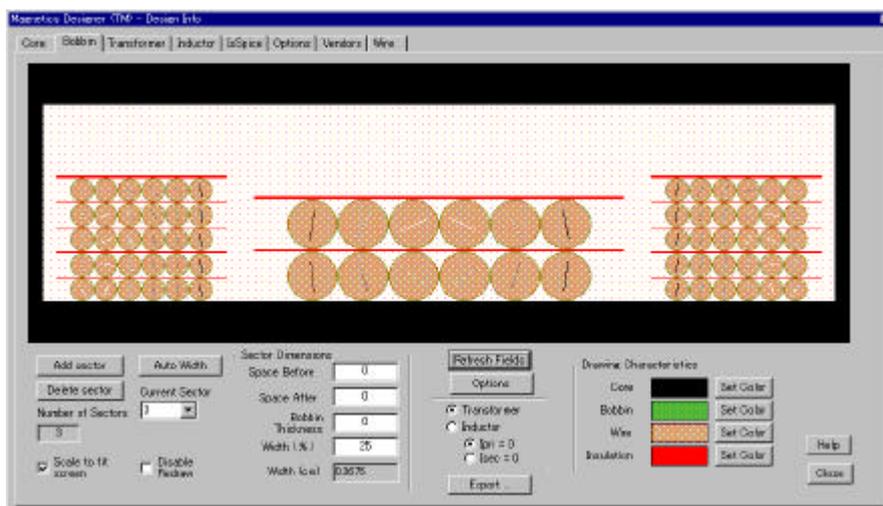
代表的なアプリケーションはフライバックトランスやスイッチングレギュレータの出力フィルタ・インダクタなどがあります。

下記の図は典型的なトランスやインダクタコイルの断面図のイメージです。

巻線部左右の空きスペースは、エンドマージンと呼ばれています。

巻線間の絶縁（層間紙）がエンドマージンの端から拡張されることに注意してください。

この技術は表面の汚染による高電圧用のブレイクダウンを回避するために、隣接した巻線間の creepage distance を伸ばすために使用されます。



三つの巻線が表示されています。最初と最後の巻線は高電圧プライマリであり、低電圧セカンダリと分離しています。ダークグレイはコイルに巻かれるボピンを表します。銅を通過している線は磁界を表し、高い強度の磁界は黒で表示されます。コアの部分だけは黒で表示され、巻線スタックは図の底と対称になっています。Magnetics Designer は様々なワイヤタイプを選択できます: Heavy Formvar, Small Formvar そして Litz マグネットワイヤテーブルは 10AWG から 40AWG までのワイヤゲージを備えています。(ヨーロッパワイヤサイズも含んでいます。) ; square と double-square マグネットワイヤテーブルは 0 から 30AWG までのワイヤゲージを備えています ; pcb トレースは銅の厚さ、最小トレース幅、最小トレーススペース、そして PWB の厚さによって指定されます ; foil は様々な厚さで指定されます。ユーザは異なるサイズのワイヤで自分自身のワイヤテーブルを作成することができます。たとえば、square と double-square ワイヤテーブルはいくらかの square ワイヤフォーマットを実質的に記述するために編集することができます。まばらのゲージ設定(いわゆるゲージのみ)でテーブルを記述することもできます。巻線はまた multifilar です。

3 つの insulation オプションは、レイヤ絶縁の厚さ、wrapper の厚さ、そしてマージンの長さを指定できます。マルチレイヤ foil 巻線がある場合、レイヤ絶縁は foil の各レイヤ間に含まれます。ボピンが出す内部のレイヤ巻線のために必要なマージンを計算するオプションもあります。ボピン寸法は別のデータ入力ページに含まれています。

Magnetics Designer は数千のコアのマグネティックとジオメトリックプロパティを使って、データベースから直接コアデータを検索します。第三章で略述された手順を使って、自身のコア形状、材質、そしてワイヤを入力することもできます。

On the-fly reality test はコアデータベースが読み取れるように作成されます。これらのテストは、エラーを検知するためにデータ中の冗長度を開拓します。

コアの family と material を選択し、いくつかの基本的な電気要求項目を入力した後、Magnetics Designer は最先端技術アルゴリズムの強力な設定を使用して、設計を最適化します。

プログラムは、ユーザの設計目標を達成するためにコア形状、巻き数の比率、ワイヤサイズなどを選択し、温度上昇と window fill を抑えます。

終了したら、プログラムはピーク磁束密度、AC 磁束密度、DC 巻線抵抗、高周波 AC 抵抗、銅損失(AC と DC の両方)、コア損失、漏れインダクタンス、巻線容量、重量、温度上昇、

そして window fill パーセンテージのような特性を予測します。  
高周波設計用にプログラムは AC 損失を概算します。多くの正確性、遅いフィールド  
シミュレーションはより正確な結果を与えます 主に普通でない巻線構成のために。

巻線使用と電気的な機能仕様書は、ワードプロセッサあるいはプリンタかテキストファイルへ出力にコピーし、表示できます。

巻線使用はコアサイズ、コア材質タイプ、ギャップの長さ、巻き数、ワイヤサイズ等のようなデータを含むトランス設計の物理的な記述を提供します。

機能仕様書は磁束密度、磁化されたインダクタンス、各巻線の DC 及び高周波 AC 抵抗、コア及び銅損失、そして効果のような電気/磁気設計特性を要約します。

Magnetics Designer は、ユーザの設計が終了したら、ポピュラースキマティック入力プログラムとアナログシミュレータでの設計を可能にするために、SPICE モデルとスキマティックシンボルも生成します。

ボビンの DXF 出力、コアと巻線形状は、電氣的及び熱の行動をより詳細解析するために有限要素解析(FEA)ソフトウェアへ出力可能にします。

前のページで説明した一般的な制約内では、Magnetics Designer はすぐれた多くのフレキシビリティを持っており、多くの異なる巻線構成、ワイヤタイプ、そしてコア構成を取り扱うことができます。

## DOS と Windows バージョン間の違い

Magnetics Designer ソフトウェアは Analytic Artistry、非線形磁気設計ソフトウェアの分野内でのリーダーによって独自に開発してきました。1995 年に、Intusoft は “トランスフォーマとインダクタスプレッドシート” ソフトウェアの二つに分割されていた DOS ベースプログラムの使用権利を得ました。

多くの変更は、一体になった一つの解法へ様々な DOS プログラムを統合することにより、オリジナルバージョンとして作成されました。

コアとマテリアルデータベースを編集するために使用されるコア文書検索プログラムは、現在マイクロソフトエクセルで実行されます。

オリジナルプログラムへの変更の詳細な記述は “FAQ.htm” ドキュメントにあります

## バージョン 3 とバージョン 4 の違い

バージョン 4 の主な追加機能は、ユーザがトランス及びインダクタの並列やセクタ毎に

巻線構成の定義を可能にするポピントブです。

主な技術的特徴としては、速い最適化のために、ソフトウェアのシンセシスポートのアルゴリズムに基づく新たなレイヤによって磁界シミュレーションを使用する高周波ビヘピアを記述するために作成されました。

新しい特徴及びバグ修正は“ReleaseNote.htm”に記述されています。

## マニュアルレイアウトと解説

マニュアルは 6 つのセクションにレイアウトされます: プログラム使用法、コア/資料データベースを編集すること、磁気設計に関連する情報、設計のために必要とされる条件の生成。

正しいコアの選択、および設計例です。

**始める前に:** プログラムをいかに使用するかを知るために第二章を完全に読んでください。Transformer と Inductor スクリーンの説明に特別な注意を払ってください。第四章はプログラムによって要求された適切なデータを生成する助けをします。

**第二章は、**いかにデータを入力して出力するかを含むプログラムの概要とその利用を提供します。まず、主なスクリーン、Core、Transformer、Inductor、IsSpice、Options、Vendor、そして Wire も詳細に説明されています。

**第三章は、**Magnetics Designer に含まれたコアデータベースについて解説します。ユーザの材質と形状をいかに加えるかの指示は例にそって説明しています。

**第四章は、**トランスとインダクタがどう機能するか解説し基本設計の方程式をレビューしています。また、コアを選択し最適な電流と磁束密度を決定する二つのプログラムによって使用されたアルゴリズムについて説明しています。

**第五章は、**設計者へ正確な電氣的要求項目についての解説をするためにアプリケーション関連の情報を提供します。

**第六章は、**様々なコア形状と材質は第六章で解説しています。ガイドラインは意図したアプリケーションの機能としてコアタイプとマテリアルタイプの選択をあらわします。

**第七章は、**いくつか特定のアプリケーション用の磁気製品を設計する方法を示すことによって Magnetics Designer の性能を例証します。4 例はプッシュプル PWM

コンバータ変圧器、フォワードコンバータトランス、DC チョーク、そしてフライバックトランスをいかに設計するかを例証します。

## 第 2 章 Magnetics Designer の使用

### インストール

- ・ CDROM に Magnetics Designer CD を挿入してください。
- ・ 自動セット・アップ・スクリーンが現れるのを待つか、あるいは CD のルートで setup.exe を起動するために Windows Explorer を使用し、setup プログラムを始めます。
- ・ スクリーンの指示に従ってください。

ソフトウェアはデフォルト設定では C: ¥ MAGS ディレクトリへインストールします。このインストールディレクトリを変更することもできます;例えば D: ¥ Spice4 ¥ Mags Magnetics Designer プログラムグループが作成されます。プログラムは、magnetic.exe で呼ばれます。また結果を比較するために、別のフォルダに古いバージョンを残しておくことができます。

Windows3.1x でのリソース制限がこの複雑なプログラムの実行を不可能にしたので、Magnetics Designer はもはや windows3.1x では使用できません。

### ハードウェア/ソフトウェア要求

Magnetics Designer は Windows95/98、WindowsNT4 あるいは Windows2000 で動作します。そして、最低 8 メガバイトの RAM が必要です。

Magnetics Designer は Windows オペレーティングシステム上であればどこでも使用することができます。

それぞれの windows 環境用の異なるプログラムバージョンを必要としません。

ネットワークでの Magnetics Designer の使用:ネットワークを介して Magnetics Designer を使用するための特別な要求はありません。実行可能なソフトウェアは、ネットワークのいかなる場所でも立ち上がります。

しかし、Magnetics Designer は、いつでも 1 台のコンピュータだけで、プログラムが実行されます。1 台を超えるコンピュータでのソフトウェアの使用は、いかなる場合でもライセンス協定違反です。

## Magnetics Designer のスタート

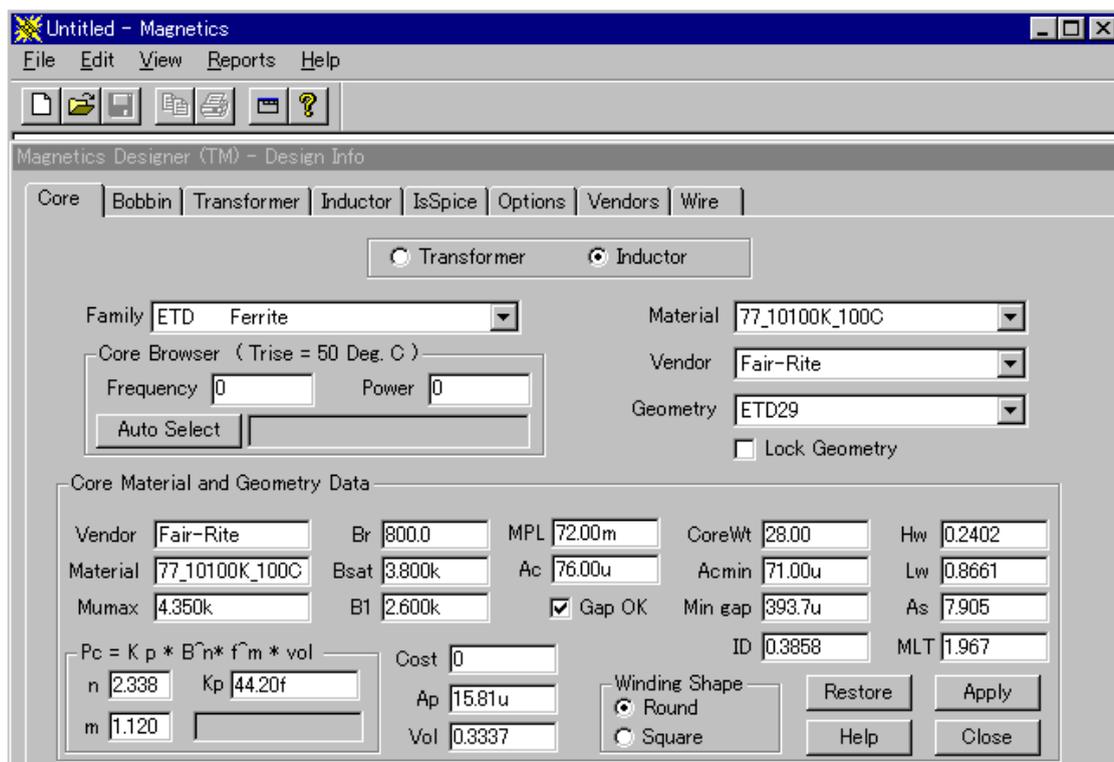
Magnetics Designer のスタート；

初めて Magnetics Designer をスタートする場合、ユーザの名前、会社、シリアルナンバーを入力するように要求されます。

プログラムのシリアルナンバーは Magnetics DesignerCD 上に記述されています。

シリアル番号を入力する場合は、スペースを含めて正確に入力されているか確かめて下さい。

プログラムがスタートすると、Design Info ウィンドウでの Core 選択スクリーンを表示します。



## 一般的な使用法及びフロー

プログラムは、Design info ウィンドウのタイトルバーにあるタブをクリックすることによりアクティブにすることができるいくつかの異なるスクリーンがあります。以下にプログラムオペレーションを簡単に記述します。

より詳細な説明は本章の後の章で確認することができます。

- 1) Magnetics Designer を開始後、最初のタスクは希望のコア種類および材質を選択することです。

これは、コアスクリーン(前のページで示している)で行われます。

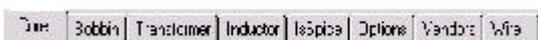
スタートする時、Magnetics Designer は自動的にコアの全データベースをロードします。

コア種類、材質および形状は、コアスクリーン上のポップアップメニューから選ぶことができます。

ポップアップメニューを使いながら、コアの全データベースをブラウズすることができます。各コアの形状および材質特性はスクリーンの下半分に示されます。自分自身のコア、材質あるいはワイヤを加えるための方法は3章で記述します。



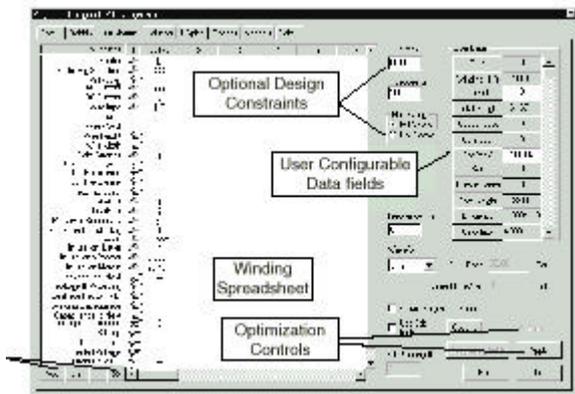
選択されたコアと材質を使って、設計を始める準備をします。設計したいデバイスに応じて、コアスクリーン上の Transformer タブか Inductor タブをクリックします。



Transformer と Inductor のスクリーンは非常に類似しています。入力され、計算された巻線特性は両方とも、左のスクリーンの白い“スプレッドシート”内で見られます。右側は、ストランドの最大数のようなキープログラム入力や出力結果(銅のロス、重量、フィルなど)を与える User Data ボタン、そして操作上の設計制約などで構成されています。

設計での様々な要素、ワイヤサイズ、ワイヤタイプ、巻き数、ギャップなどを変更するためにこのスクリーンを使用します。

キーデータ入力全てと出力結果の大部分は、Transformer もしくは Inductor スクリーンで利用できます。



2) スプレッドシート部分で入力が必要なアイテムには、3つの疑問符"???"が表示されています。

それらには要求する電圧と AC(rms)電流を含んでいます。さらに動作周波数(スクリーンの右中央)、およびインダクタ用の Edt(ボルト秒)を入力しなければなりません。

スクリーンの左下のオリエンテーションボタンをクリックすることにより巻線を加えたり、削除したり移動させることができます。

3) 電気的データを入力後に、Apply ボタンをクリックしてください。

これは、Magnetics Designer に最良のワイヤサイズ、巻き数、レイヤおよびストランドの設計を最適化させ、損失結果、抵抗などを計算します。設計目標および制約のすべてに見合う完全な設計が行われます。

その後、設計をさらに変更する、もしくはその結果を保存するかを選択できます。

受理可能な設計を完了すると、マニファクチャガイドとして、パフォーマンスリポートや適切なワインディングシートを印刷するために、Magnetics Designer スクリーンの一番上の Reports メニューを使用することができます。さらに、IsSpice アナログ混在モードシミュレータに使用することができる、SPICE コパチブルモデルを作成するオプションがあります。

Options タブは、周囲温度、絶縁の厚さ、ワイヤタイプおよびユニットのような様々なデフォルトプログラムにアクセスします。

Wire タブは、巻線デバイスおよびワイヤ特性に関するインピーダンス情報を備えたスクリーンにアクセスします。

Examples ディレクトリにはいくつかの設計例があります。それらを選択し調査することもできます。

## データ入力と文字の比較

数字は十進法と指数の表記のいずれかをタイプします。例えば、1000 は 1e+3、1e+03、10E+2 または 100e1 として入力できます。

同様に、.001 は 1e-3、1e-03、.1e-2、または 1000e-6 として入力できます。

数字はプログラムによって再度フォーマットされます。

Magnetics Designer はまた、次のキー文字を使って、SPICE ユニット表記を受理し使用します。

f=1E-15    u=1E-6    M=1E6(“MEG”と同じ)

Pp=1E-12    m=1E-3    G=1E9

n=1E-9    k=1E3

SPICE のキー文字は、“m”を除いては、大文字または小文字で認識します。

大文字 M は SPICE MEG と同じで、1E6 と同じです。小文字の m は 1E-3(ミリ)です。

## メニュー

Magnetics Designer ウィンドウの一番上にはいくつかのメニューがあります。File メニューは、新しい設計を始めたり、古い設計を開いたり、かつ設計を保存するために使用される機能を含んでいます。

トランスおよびインダクタ設計は両方同時にアクティブになります。

よって、両方のスクリーンの情報は同じ設計ファイルに格納されます。

これは、“Save Designs”という File メニュー機能が複数存在するからです。

reports の保存および印刷するための機能も、ここにおかれています。

Edit メニューは、最新のテキスト入力の取り消し、選択されているテキストをコピーしたり、フィールドでのテキストをすべて選択する機能をもっています。Undo や Copy メニュー機能が灰色になって使えない時があるので注意して下さい。メニューから選ぶことができなくても、適切なコントロールキー(Ctrl+Z および Ctrl+C)を押すことにより、これらの機能を使用できます。

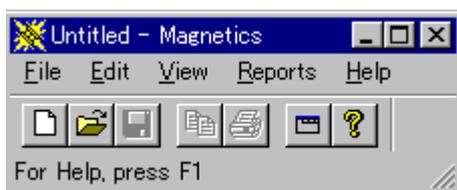
ダイアログでテキストが選択されていた場合に、このような状況が生じるでしょう。

View メニューは、ツールバー、ステータスバーおよび Design Info ダイアログ(メインデータ入力ダイアログ)をオン/オフさせる機能を含んでいます。もしも Design Info ダイアログの後ろのウィンドウに表示される Report の結果を見たい場合は、Design Info ダイアロ

グをオフすることをお勧めします。

Reports メニューは、トランスまたはインダクタの設計のパフォーマンスレポートおよびワインディングシートを表示する機能を備えています。

## ツールバー



ツールバーは Magnetics Designer メニューバーの下にあり、いくつかのアイコンがあります。

それらは、まず左から、ファイルアクセス(New、Open、Save)、選択されたテキストのコピー、レポートの印刷、Design info ダイアログ表示をトグルでオンオフ、そしてオンラインヘルプの順に使用できます。

## デザインの保存

現在の設計を保存するために、ファイルメニューから Save Designs を選択します。

transformer と inductor スクリーンの両方のあらゆる情報は保存されます。

Save Designs As...機能を使って、他の名前で行のデザインを保存できます。

Magnetics Designer のファイル拡張子は、\*.MAG です。

## 保存してあるデザインを開く

以前に保存されたデザインを開くために、File メニューから "Open..." 機能を選択して希望のファイルを選択します。

重要な注意項目:以前の Magnetics Designer のバージョンを使用して、作成したデザインを開く場合、ファイルをロードする前に Options タブの中の "Use Current Equations" チェックボックスをチェックして下さい。これはファイルに格納されたボタンの代わりに使用される user.equ を起こします。

## レポートの印刷

Magnetics Designer は印刷された有効なレポートを生成することができます。一度レポートが表示されれば(Reports メニューにより)、印刷する前のレポートを見るために File メニューから Print Preview を選ぶことができます。File メニューから Print を選ぶと、表示されたレポートが印刷されます。妥当な設計が生成された後だけ、ユーザはレポートのコピーか印刷をすることができます。(より多くの情報に関しては、Generating Reports を参照。)

## レポートの保存

"Save Report..." は、現在表示されたレポートの ASCII テキスト・バージョンをファイルへ保存するための機能です。Reports は、妥当な設計が生成された後だけ保存することができます。次のファイル拡張子は、報告書のタイプを識別します:

TPS - Transformer Performance Summary

TWS - Transformer Windindg Sheet

IPS - Inductor Performance Summary

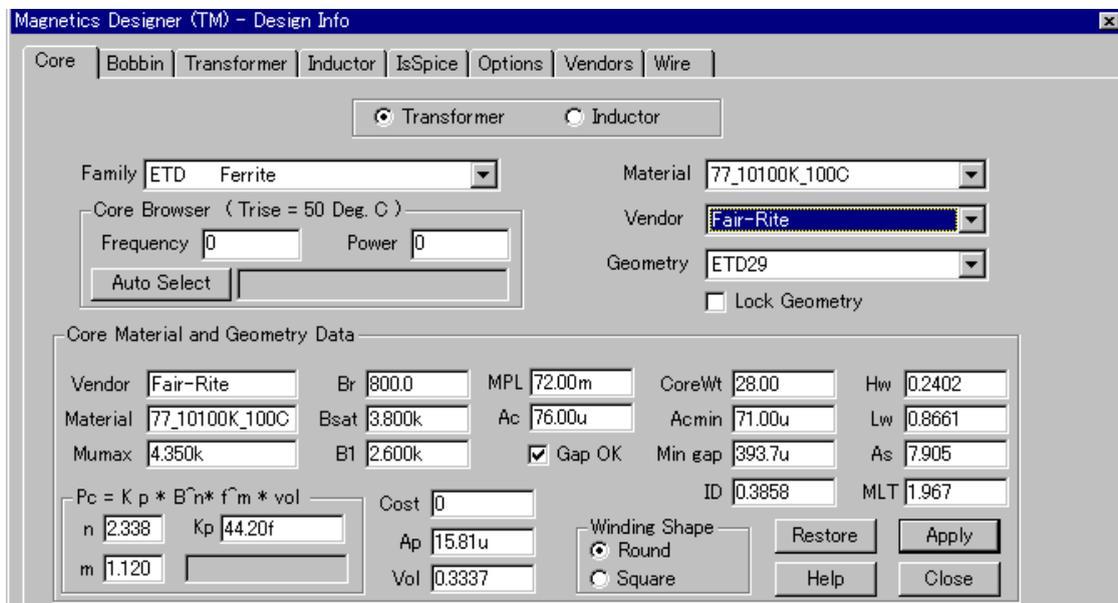
IWS - Inductor Windindg Sheet (より多くの情報はレポートの生成を見てください)

## プログラムの Exit

Magnetics Designer を終了するには、File メニューから Exit を選んでください。Control+Q を押すことでもできます、しかしそれは Magnetics Designer のタイトルバーが強調されている場合のみです。

Design Info ダイアログのタイトルバーが強調されている場合は、最初に Magnetics Designer のタイトルバーをクリックし強調させてから Control+Q をしなくてはなりません。

## コアスクリーン



コアスクリーンは次のコンポーネントで構成されます：

**Transformer&Inductor ラジオボタン** -- Magnetics Designer は、同時にそれぞれ異なるコアを使用して、トランスおよびインダクタの両方を独立して設計できます。これらのボタンは設計するデバイスを選択するために使用されます。

**コア Family ポップアップ** -- コア種類もしくはタイプのリストがあります。

**コア Material ポップアップ** -- コア種類での各ベンダのコア材質リストがあります。

**コア Vendor ポップアップ** -- 選択したコア種類をサポートするベンダのリストがあります。

**コア Geometry ポップアップ** -- 選択したコア種類、材質そしてベンダによって利用可能なコア形状のリストがあります。

**Core Browser** -- 単独での動作周波数に基づいてコア形状を選択可能にし、コアパワーキャパシティを予測します。

機能としては、特定アプリケーション用の最良のコアを見つける材質と種類を容易に比較することを可能にします。

高周波ワイヤ損失は、Transformer か Inductor タブを使用して設計を行われた時になされる予測した最大パワー損失より高くなるために、概算には含まれていません。

Lock Geometry **チェックボックス** -- 選択された形状は、チェックボックスによってロックされます。このボックスがチェックされた場合、Magnetics Designer は最適化プロセスの間、形状を変更しません。

Core Material と Geometry Data -- これらのフィールドは、選択されたコアの特性を表示します。スクリーンで様々な名前を指すことができます。また、help ポップアップボックスはパラメータのユニットおよびフルネームを表示します。

これらのパラメータはすべて、Appendix B(パラメータ定義およびユーザ・データ変数)で定義されます。

$P_c = K_p \cdot (B \wedge n) \cdot (f \wedge m) \cdot vol$  -- コア損失方程式(4章を参照)、およびその関連する係数。

Gap Ok -- このボックスがチェックされた場合、プログラムはインダクタを作るためにギャップ値を調節します。ギャップパラメータは、Transformer か Inductor スクリーンの User Data セクションにあります。

ギャップは、Bobbin あるいは Transformer か、Inductor タブの中で options ダイアログを使用して、センター位置あるいは等しく分離することができます。

Winding Shape **ラジオボタン** -- 巻線が四角形または円形の構成かをセットするときに使用します。

## Design **ウィザード**

Magnetics Designer は、ターミナル内部から磁気製品を設計します。そのため、トランス要求情報は、磁気特性を実行するのを制限され、磁気製品が使用されるシステムにはなりません。Design Wizard はユーザのためのデザインを作成するのに使用されます。自動プロセスを通してガイドするので、ウィザードの質問に単純に答えて下さい。

Design Wizard の実行;

\* File メニューから Design Wizard 機能を選んでください。

\* 指示に従ってください。

上級ユーザは、次のセクションに記述されるようなコアを手動で選択することにより設計プロセスを始めることもできます。

## コア選択

特定コアの選択；

- ・ 最初に、Family ポップアップからコアの種類を選びます。

次に、material 及びコア vendor を選択してください。

geometry の選択は必要ありません。設計要求が、Transformer または Inductor スクリーンに入力された後に、Magnetics Designer は設計を最適化し、選択したファミリからユーザ用に正しい形状を選択します。(Geometry ポップアップを見て下さい。)

ユーザは適切なフィールド内で単にクリックするか、アップ/ダウン矢印を押すことによって、異なる材質と形状の特性をスキャンすることができます。各選択がなされると、対応するコアパラメータが表示されます。

ユーザは要求のパワーキャパシティのために、選択したコアの中にある最も小さいコア形状を選択したり、前ページに概説した Design Wizard を使用したりすることもできます。

### Core Browser

Core Browser 機能は、出力および動作周波数の仕様書に基づいて、初期の形状選択を作ることができます。

Core Browser の使用；

- ・ Family と Material ポップアップからそれぞれコア種類と材質を選択します。
- ・ Frequency フィールドに動作周波数、そして Power フィールドに要求のコアパワーキャパシティを入力します。
- ・ Auto Select ボタンをクリックします。

巻線構成を知るこなしに、基本的なコア関係を使用して、パワーを計算し、Core Browser は、パワーキャパシティ要求を満たすことができるコアの中の最小コアを選択します。この機能は、電流密度、磁束密度、そして要求されるエアプロダクトを計算することによって、トランスの事前設計を省きます。Core Browser は、設計プロセスを始める前に異なるコア種類および材質を容易に比較します。

## コアと材質データの変更

Core Material と Geometry Data フィールドは、選択したコア材質および形状特性を表示します。

要望するフィールドで単に値をタイプすることにより、現在のセッションにおいて、一時的に特性を変更することができます。

いかなる変更も、コアデータベースでは永久に保存されません。

別のスクリーンに変えると、"Do you want to change your working copy of the core and geometry database?" と指示するメッセージダイアログが現れます。

"Yes" を選択すると、変更は認められ、コアデータベースのワーキングコピーが保存され、かつ設計に適用できます。その後、そのデータベースは選択されたスクリーンに転送されるでしょう。変更は永久にディスクに保存されません。

"No" を選択すると、設計への変更を適用せずに、選択されたスクリーンに転送されます。作られた任意の変更は、最初にスクリーンに入力した時に示された値に最設定されます。

コアスクリーンにいる間、Restore ボタンをクリックして変更した値を回復することができます。

"Do you want to change your working copy..." ダイアログで "Yes" を選択したならば、コアデータベースからオリジナル値に置き換えるにはプログラムを終えなければなりません。

## コア形状のロック

新しい設計最適化が Transformer か Inductor スクリーンで新しい巻線配置の要求があり、実行した場合、Magnetics Designer はコア形状を調節するでしょう。

しかしながら、ロックジオメトリボックスがチェックされた場合、Magnetics Designer はコア形状を変更しません。

新しい設計最適化を Transformer か Inductor スクリーンで実行したり、新たな巻線配置の要求を指示した場合、Magnetics Designer はコア形状を調整します。しかし、Lock Geometry ボックスがチェックされた場合は、Magnetics Designer はコア形状を変更しません。

特性のコア形状のロック；

- ・ Core スクリーン中の Geometry ポップアップから希望の形状を選びます。
- ・ Lock Geometry ボックスをチェックします。

形状のロックは設計特性を調節したい場合には有効ですが、Magnetics Designer は形状を自由自在に変更しなくなります。

## デザインの生成

磁気デバイスのパフォーマンスを計算するための 2 つの基本方法があります。最初は、Magnetics Designer は、磁気デバイスの構成(コア形状,巻数)と構造(ワイヤサイズ,ストランド)に対する完全なコントロールを行います。この方法が初期化されると、Magnetics Designer は最良の全体設計を生成するために、多くの計算および操作を実行するでしょう。(プロセスは 4 章、コア選択アルゴリズムで解説されます。)  
ユーザの要求(電圧、電流)と設計制約は(温度上昇、ウィンドウフィル)は可能であるならば、考慮され受け入れられます。  
このアクションは最初に妥当なデザインを生成するために実行されます。

第二の方法は、現行のデザインにおけるそれらの効果を見るために、変更が同時に実行される、多くの“追加”試験モードで使用されます。  
両方法は、出力値(重量、パワー損失、抵抗、温度上昇)を調査するために生成します。

一般的に、Magnetics Designer で、十分なパワーを使用して自在に設計する、もしくは磁気デバイスを再設計したいならば、方法#1 を選びます。例えば、形状(新たなコア、異なるワイヤタイプかストランド制限)変更または設計制限変更の効果を見たいならば、方法 1 を選びます。方法 1 はたびたび“新しい設計手法”として参考にされます。

注意:新しい設計を生成する前に、Transformer 及び Inductor スクリーンセクションで吟味した設計要求項目の全てをはじめに入力しなければなりません。

(方法#1)全ての設計目標およびオプション設計制約を考慮して、新しい設計を生成する;

- ・ Transformer か Inductor スクリーン中の New ボックスをチェックして、Apply ボタンをクリックしてください。

最適化アルゴリズムを指示したら、Magnetics Designer はユーザの設計制限に見合う

Family 中のいくつかの異なるコア形状、ワイヤサイズ、ストランド数、巻数率等を試みます。テストされた形状のレビューは、"History of Core Trials"ダイアログで報告されます。各形状については、ウィンドウフィルと温度上昇が報告されます。設計を改善する方法のヒントも、"History of Core Trials"ダイアログで与えられます。



History ダイアログにあげられた提案の一つの結果を設計に得るためには；

- ・ コアスクリーンで使用したい希望の形状を選択してロックします。
- ・ New ボックスをクリックし Apply ボタンをクリックして、新たな設計を実行します。

第二の方法は既存の構成(コア形状等)を使用し、単一の変更に基づいた性能を再度計算します。

(方法#2) 現行の設計で、1つのパラメータ変更の効果を調査するには；

- ・ 変更して、Apply ボタンをクリックします。

Magnetics Designer は、新たな値がワイディングスプレッドシートエリアに入力されるか、新たなスクリーンが表示されるたびに正常に再計算されます。

Apply ボタンをクリックするか、Tab キーまたは Enter キーを押すと再計算を行います。ワイディングスプレッドシートか User Data エリアのあらゆる設計パラメータの効果はこの方法で調査されます。

パラメータが変更される毎に、完全に設計が更新され、現行の設計ステータスを表示するため、ディスプレイは即時変更されます。

## Transformer スクリーン

Transformer スクリーンは 5 つのエリアから構成されます：

- ・ 要求された入力およびオプション設計制約
- ・ 巻線スプレッドシート
- ・ 巻線オリエンテーションボタン
- ・ 最適化コントロール
- ・ ユーザが構成可能なデータフィールド

同時にそれらを解説します。設計が生成される前に、最初はコア種類と材質を選択し、次に、要求するパラメータをすべて入力します。

トランス用に必要な入力パラメータは次のとおりです：

Frequency	}
Volts Avg Specified	} 各巻線のために
AC Current	}
DC Current	}

巻線に関連するパラメータがワインディング・スプレッドシート・エリアに位置しています。一方、周波数入力、トランススクリーンの中央右側に位置します。

Frequency: トランスの動作周波数。

Volts Avg Specified: これは巻線を横切る平均電圧です。

本質的に、平均電圧は要求する磁束変化の結果の半周期以上の電圧です。パルス幅変調の矩形波では、 $V_{avg} = \text{Duty Cycle} \times \text{ピーク電圧}$  を、正弦波では、 $V_{avg} = (2/\pi) V_{peak}$  という式になります。

AC Current: AC 電流入力は DC 成分が取り除かれた後の、巻線の電流の RMS AC 成分です。矩形波電流では、AC RMS 電流は 2 で割られた P-P 電流です。

正弦波電流では、 $I_{rms}$  がピーク電流の .707 倍に等しくなります。

プログラムは、RMS 電流が Waveform ポップアップ (Frequency 入力の下にある) で Sine にセットされた場合、動作周波数で作動する正弦波であると仮定します。

Waveform ポップアップが Pulse にセットされた場合、Magnetics Designer は、より高い高調波オーダーのために、AC 抵抗の増加の計算を行います。

DC の電流:これは与えられた巻線での DC 成分の電流です。

一周期以上の波形の平均値、例えば、電流が 0 ~ 10A、50%デューティサイクルの矩形波である場合、平均値は、5 Adc です。

通常、フォワードコンバータ巻線とプッシュプル巻線は DC 成分の電流を持ち、ブリッジインバータ巻線やブリッジ整流巻線は DC 成分の電流を持ちません。

## 任意のデザイン制約

任意のデザイン制約は Magnetics Designer によって使用される内部デフォルトを無視するために使用されます。

内部デフォルト値は、Bac、Bpk および Max Idens のフィールドの中で表示されるデフォルト値とは異なります。

表示された値は、デザインプロセスに影響しないように、特徴のない高い値です。これらの入力への変更は Magnetics Designer がデザインを生成する前には要求されません。

各任意のデザイン制約の解説は次のとおりです：

Waveform - Sine/Pulse ポップアップ：この選択は、AC 抵抗を計算するために使用する波形のタイプを決めます。選択された波形は、損失計算に影響します。

従って、周波数と巻線構成に依存した温度上昇となります。パルスが選択されている場合、デューティ率(矩形波用の 50%)を入力することができ、そしてトランスのために、電流波形の立ち上がり・立下り時間を定義することができます。

パルスが選択されている場合、AC 抵抗はパルス波形高調波(100th harmonic を超えるまで)を計算します。

電流波形の立ち上がり・立下り時間は、より高周波ハーモニックに影響し、ある場合には重要な温度変化を引き起こすかもしれません。

インピーダンス変動の結果はワイヤスクリーンで見ることができます。

デザインが生成された後に、Sine または Pulse の選択を切り替えることと、最初に sine もしくは pulse 波形を設定しデザインを生成することとは、異なる結果を得ることになります。これは Magnetics Designer がその最適化アルゴリズム中で AC 抵抗を計算するという事実によるものです。

Bp(max):Bp(max) はピーク磁束密度を制限するデザイン制約です。一般に、このパラメータが指定されない場合、プログラムは最大磁束密度を Bsat の 80%より小さい値に制限します。一般に、プログラムはより低い制約(デフォルトあるいは指定の Bp(max))を使用します。

Bac(max):Bac(max)は最大の AC flux excursion を最適な flux excursion より小さい値に制限する設計制約です。

プログラムは、受理可能な温度上昇の結果による最適な flux excursion を選択します。制約が最適より小さい場合、動作磁束密度は制約によって与えられた値に下がるでしょう。

Idens(max):Idens(max)はいくらかの巻線のために与えられた最大の電流密度です。もし要求されれば、この制約は設計最適化アルゴリズムを無視し、ワイヤサイズを増加させるでしょう。

Flux Swing:2つのタイプの flux excursion が与えられます。

Full Wave は、Bsat の両方の値によって制限された、 $B=0$  と対称のスイングです。

このタイプの磁束スイングは通常のプッシュプルとブリッジインバータだけでなく低周波パワートランスも AC メインで動作します。

Half wave は残留磁束密度(Br)からスタートし、Bsat によって制限された非対称の磁束スイングです。

このタイプの磁束スイングは通常のフォワードコンバータとパルストランスで動作します。

Trise(max):Trise は、気流(Thermal level、Tlevel=0)を持たない空気中でデバイスが浮遊されると仮定しての許容最大表面温度上昇です。

意味のある空気移動あるいはよいヒートシンクにしっかりとつながれたコアでは、実際の温度上昇は通常、予測された Trise ナンバーの 40~70 パーセントになります。

ユーザは熱モデルおよび使用された熱係数を変更することができます。

(熱モデルセクションを参照)。

Kwindow(%):これは与えられたフィル制約の最大です。

ユーザは余分な設計マージンを提供するためにこの制約を使用することができます。

一般に、プログラムは、Kwindow が 100%だった場合、要求する巻線をすべて巻き、かつ要求した温度上昇を達成するには、十分余裕があるコアを選択します。

トロイドに巻かれたマシンのためには、Kwindow がシャトルの場所をとるために、一般的には 55%にセットされます。

Bobbin タブでは、絶縁として残りの 45%を表示します。

ワイヤがこの範囲を貫通する場合、巻線は手によって終了されなければなりません。

Kwindow を 100%より下にセットすると、最適化アルゴリズムは時々異なる巻線構成になるので、フィル特性が見合わなかった場合は、プログラムで要求しなければなりません。

注:計算された温度上昇およびウィンドウフィル値は、Transformer または Inductor スクリーンの User Data エリアで見つけることができます。

(User Data エリアを参照: より多くの情報用に計算されたパラメータを参照。)

Adujust Margins for a Bobbin (チェックボックス):このボックスがチェックされた場合、Magnetics Designer は自動的に、Bobbin に巻き付けた設計(あるいは pot core)からワイヤが出てくる箇所をつくります。

利用可能なウィンドウ箇所は、要求したワイヤの厚さによって縮小されます。

奇数個のレイヤの巻線については、ボビンの両端に出る箇所が提供されます。

最も厚い前マージンはすべて後の巻線のために使用されます。

例えば、最初のレイヤでの Heavy ワイヤの使用は他のレイヤは不利になります。

Apply Using Field(ボタン):このボタンを押すことは、プログラムに巻線スタックでの磁界を計算させます。

これらの計算の結果、エアギャップ近くのワイヤの渦巻電流損失、巻線シールドの近接ロス、およびすべての巻線構成用の Rac を含む AC 損失を計算するために使用されます。これらの計算のために必要な時間は、最適化プロセスの使用を行います。設計がこれらの種の損失によって影響を及ぼされるのではないかと疑問に感じたならば、初期の設計を実行した後この特徴を使用すべきです。

フィールドマップは Bobbin タブ中で示されます。

解析を実行するのに必要な時間は設計中では巻数の二乗に比例します。

abort ボタンは、不適当な設計に対してボタンを押したならば、このボタンで計算中の計算を終了することが可能です。

計算を実行した後に、緑の LED が Options ボタンの隣に表示されます。

このボタンを押すことはフィールド評価法を元の計算法に変更し、LED の色は赤に変わります。

このトグルキャパビリティは、フィールド解法が有効な限り続きます。

変更したものを作ると、解法が無効になり“LED”は消えます。

Options (ボタン):

Options ボタンは、フィールドの解法に関連したパラメータをセットする Options ダイアログを立ち上げます。

ギャップ係数はあなたが通常変更する一つのパラメータです。

デフォルトは .5 であり、ギャップが 2 つに分離していることを意味しています。

ユーザが中心部のシングルギャップを使用するならば、1.0 にセットされます。

より詳細に関しては Options ダイアログ記述を参照してください。

## ワインディングスプレッドシート

ワインディングスプレッドシート・エリアは Magnetics Designer プログラムのキーです。それは多くの重要な入力および出力フィールドを含んでいます。

設計を始めた時は、ほとんどのフィールドは空です。

それらは要求されるか(?マーク)、プリセットされ、デフォルト値が入力されます。

スプレッドシートフィールドへのデータ；

- ・ 要望のフィールドをクリックしてください。値を入力してください。

新しい値は設計に適用されます。この場合:Tab キーあるいは Enter キーを押して、マウスはフィールドの外でクリックし、タブを変更し、Apply ボタンをクリックします。

マウスをクリックするかフィールド間に移動する Tab キーを押すことができます。

View メニューの下の Tab right 機能で、選択されたフィールドの上下移動あるいは Tab/Shift タブキーを押しながらフィールドの左右移動ができます。

Windings: (シーケンシャル)巻線番号はプログラムによって、割り当てられます。

しかし、ユーザはいつでも巻線を動かすことができます。

これについては、この章の最後に記述します。

個々の新しい巻線は次の利用可能な位置に挿入されるでしょう。

最高 32 巻線まで許可されています。Magnetics Designer は、1 巻線から始めて、内部でトランスが構築され完成されると仮定します。

指定された平均電圧、AC 電流および DC 電流は、前のセクションで解説されています。

Sector:Bobbin タブで確認されたセクタは、番号は 1~32 まで番号が付けられます。

この巻線内に置かれているセクタ番号を入力します。デフォルトは 1 です。

番号をここで変更すれば、入力する番号は、Bobbin タブ内のセクタ番号に相当します。逆に、Bobbin タブ内でそれを削除する前にはセクタ入力を変更しなければなりません。プログラムは、エラーダイアログを使用して、このロジックを実施します。

Volts Avg Specified:これは巻線の出力電圧です。

それは、指定された平均電圧とは異なるかもしれません。

一般的に、Magnetics Designer は、プライマリと巻き数の少ないセカンダリの電圧を正確に出します。

他の巻線用出力電圧の正確さは達成可能な巻き数率に依存するでしょう。

本章中の、「正しい電圧を得る」セクションを後で参照してください。

Wire Type:様々なワイヤタイプを Magnetics Designer は用意しています。

ワイヤポップアップを使用して、選択された巻線のワイヤを選ぶことができます。

ヘビー絶縁マグネットワイヤ、シングル絶縁マグネットワイヤ、Litz ワイヤ、スクウェアワイヤおよびダブルスクウェアワイヤがあり、pcb (printed circuit board) トレースあるいはフォイルがあります。

ワイヤサイズは各タイプのワイヤ用に変わります。

しかしながら、ユーザは自由に自分自身のワイヤタイプおよびサイズを作成することができます。(3章を参照)。

ポップアップ中の名前は、Magnetics Designer がもっているワイヤファイルの名前が得られます。

HF は heavy formvar、SF は small formvar、Sq は square、Dsq は double square、Pc1 および Pc2 は、1oz および 2oz.copper トレースです。

Nef と nehf はそれぞれニューイングランドワイヤ社 formvar と Heavy formvar です。

Eur ストランドはヨーロッパのワイヤサイズを使用する formvar 用です。

wireNotes:40kHz 以上の高周波では、ユーザは Litz ワイヤを指定したいと考えます。従来のマグネットワイヤの選択は AC 抵抗が高くなり、温度上昇も高くなります。

設計最適化プロセスはその問題を緩和します。Litz ワイヤの使用で製造コストは高くなります。

フォイルが示されると、ワイヤサイズはフォイル厚さと等しくなります。

フォイルの幅はエンドマージンの二倍以下で、ボビンの幅と等しくなります。

フォイルを指定する場合、ショートするのを妨げるために連続的な巻き数とともに絶縁層によってフォイルの各層を分離することを忘れないでください。

特殊な静電気シールドのためには、適切な厚さの絶縁紙を備えた 1 巻きのフォイル巻線を使用し、巻線とシールド間のブレイクダウン電圧要求項目を満たすエンドマージンを使用してください。

TURNS: 与えられた巻線用の総巻き数。

Wire AWG: マグネットワイヤ用のワイヤサイズはワイヤのゲージです。

(AWG、American Wire Gauge で指定。)

Litz ワイヤおよび pcb トレースについては、ゲージは裸銅と同様に使える断面積を持つ標準のマグネットワイヤです。

foil pcb とラウンドワイヤについては、このマッピングで同じゲージ用の抵抗力を得ることがことができますが、設定制約は明確に異なります。

foil に関しては、サイズは foil の厚さです。foil の幅は、エンドマージンを引いたピンの幅と等しいと解釈されます。

PCB トレースに関しては、厚さ(銅の厚さ)は最小のトレース幅とスペースにそって、ワイヤファイル(pwb1.w、pwb2.w、またユーザが作成した場合は File\_Name.pw)で指定されます。後の 2 つは、最小のワイヤゲージが何でなければならないか、ユーザがレイヤ上でどれだけのワイヤを得ることができるかを知るために使用されます。

PCB ワイヤファイル中の PWB の厚さは、構造を計算するために使用されます。

Wire height, Wire width : これは絶縁と裸銅を囲む、square ボックスの幅と高さです。

ワイヤ高さおよび幅の値を直接変更することができない一方、特定のワイヤサイズへのインターとしてワイヤ AWG(Wire AWG)番号を使用できます。

ユニットは、Options スクリーン中でセットするウィンドウによって決定されます。

Wire strands: これは並列のストランド(あるいは foil のレイヤ)の数です。

巻線が 28AWG マグネットワイヤで絶縁された 5 並列のストランドを持っている場合、そのとき Wire AWG の入力値は 28 になり、Wire Type コラム入力は HF になり Wire Strands 入力値は 5 になります。

指定されたワイヤオプションは、デバイスのすべての巻線に当てはまります。

foil はコアが選択されるまで、foil の断面積が定義されないためこのアルゴリズムは許可されませんし、fill ファクタは、絶縁膜の厚さがわかるまで定義できません。

Number of Layers: プログラムは、各巻線のワイヤあるいは foil のレイヤの数を計算し連続的に更新します。可能な場合、分数のレイヤはさけた方が望ましいでしょう。

注意: foil 巻線中のレイヤの数は、巻き線の数と並列ストランドの数の積に等しい。すなわち、並列で 2 つの foil レイヤを備えた 10 回巻きの巻線は、20 のレイヤを持っている

ます。

DC Resistance : プログラムは計算し、連続的に各巻線の DC 抵抗を更新します、

抵抗は、残っているデバイスのリードを計算せず、そのため、実際の正確な値より時々小さい値になります。

AC Resistance: プログラムは、各巻線の AC 抵抗を計算し連続的に更新します。

AC 抵抗 vs 周波数のグラフを見るためにワイヤスクリーンを使用することができます。

表皮効果および近接効果の両方が考慮されます。

Waveform ポップアップは、正弦波もしくは矩形波の波形での AC 抵抗を計算するために使用できます。

Proximity Loss : 巻線がそれ自身もより大きな磁界に遭遇した場合、追加の渦巻電流が生じます。

これらの渦巻電流による損失は、この Proximity Loss 入力の中で計算されます。

これらの入力は、Apply Using Field ボタンを使って計算する場合により正確な値が得られます。

Start ID, Finish ID: ID 番号は自動的に各巻線の始まりと終わりを導くために生成されます。これらのオーダーは MD がどのようにトランスまたはインダクタに巻かれつながっているかを示すので重要です。

startID 番号が finishID 番号より大きい場合は、左から右へ巻かれます。

finishID が StartID より大きい場合は右から左へ巻かれます。

1000 より大きい番号は直列に分離した巻線接続を示すために使用されます。

並列内にある巻線は同じ ID 番号を持っています。

ユーザは ID フィールドをクリックし、異なるタイプの接続を得るのに番号を指定してもいいです。

それらの番号が同じであれば、2本の巻線はつながります。

重要な注意 : 磁気デバイスは通常プライマリ左の巻線から始まりボビン外面につくられません。もし、start ID よりも小さい ID の巻線であれば、巻線は右側から始めます。

始めの位置は相互巻線容量に影響があるので、もし ID 番号を変更する場合は注意して下さい。

Primary/secondary: この入力は、巻線がプライマリかセカンダリかを指定するために使用

されます。

Primary/secondary フラグは内部の磁界に影響します。

Primary フィールドは 1 方向へ、secondary フィールドは他の方向になっています。

フィールドの方向は、AC 抵抗の計算に影響します。

Min Strands(multi-filar):各巻線のストランドの最小数を指定します。

これは multi-filar 巻線を作成するときに使用することができます。

Transformer ワインディングシートのノートに、これらの巻線のためのピン接続について記述しなければなりません。

IsSpice は multi-filar モデルを作成しません。multi-filar 巻線の巻き数間の電圧ストレスは非常に高くなることを覚えておいて下さい。

Pitch:ワイヤ直径のピッチを指定します。

通常は、ピッチは 1.0 です。Multi ストランド巻線については、ピッチは一つのストランドの直径で測定されます。

ストランドは、レイヤがストランドの整数番号から成り立つために、共にグループ化されます。

ピッチはシングルターン巻き線に起因しません。

ユーザはフォイルか multi-filar ストランド巻線でボピンを出させる方法を算出しなければなりません。

フラクショナル巻線を膨らませるためにピッチを使用することができます。

Insulation Layer, Insulation Wrapper, Insulation Margin:

3 つの絶縁タイプを指定します:レイヤの絶縁、巻線の包み紙、そしてエンドマージン。

レイヤ絶縁は、任意に与えられた巻線のための各層を分離するための紙あるいはガラスクロスのような絶縁材質の薄いレイヤのことです。

巻線の包み紙は、連続の巻線を分離する絶縁の薄いレイヤです。

エンドマージンはワイヤが巻かれないボピンあるいはコイル型の端にある未使用のセクションのことです。

包み紙は通常十分な幅を拡張するので、連続の巻線間の creepage distance はエンドマージンのおよそ 2 倍です。

高電圧の絶縁が巻線間で要求された場合、絶縁膜厚さは通常、絶縁 1000 ボルト毎で約 .025(10 mil)cm のオーダーになります。

creepage distance は絶縁 1000 ボルトにつき約 .25cm(100 mil)のオーダーになります。

高電圧用の設計は形状を定義するために Bobbin タブを使用して、Sector wound 機能を利用することができます。

Leakage Ind. next, Winding Capacitance, Capacitance to next:

これらは、幾何学的に定義された寄生要素です。それらがどう計算され定義されるか確かめるには、第4章の漏れインダクタンス、巻線容量および IsSpice モデルセクションを参照してください。

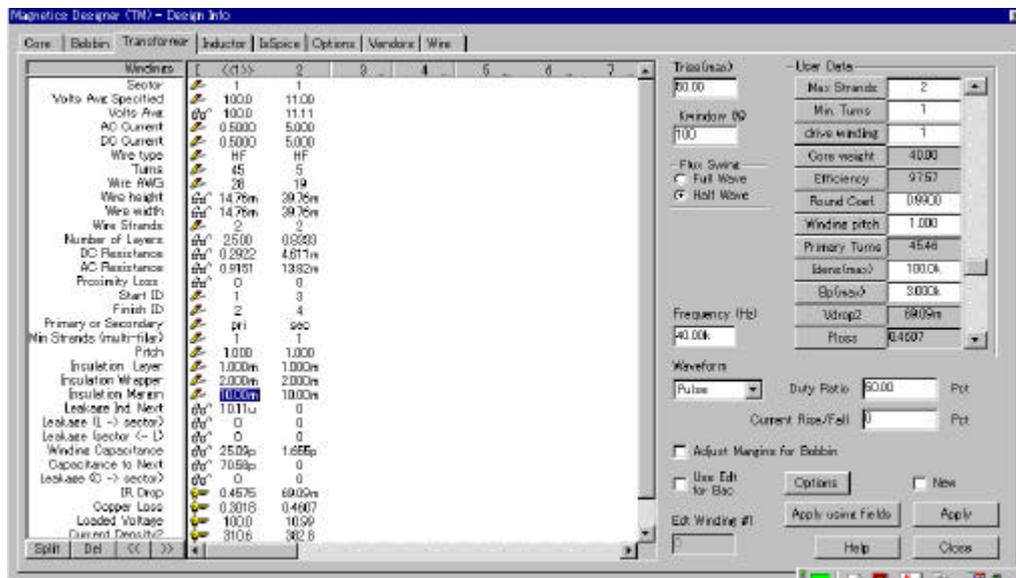
IR Drop: 各巻線の電圧降下。

Copper Loss: 各巻線の銅損失。

Loaded Voltage: ロードした条件での電圧出力。巻線 0 はプライマリ巻線であると仮定されます。

Current Density: 各巻線の電流密度。

## ICONS



眼鏡アイコンは、データの配列を見るためだけに示されます。

鉛筆アイコンは、この列に対するパラメータ値を入力することができることを示します。

しかし、必ずしも要求はされません。

Turns のような、鉛筆フィールドのいくつかはユーザのために計算されます。

鍵アイコンはユーザ編集可能ダイアログを明示するためにクリックします。

ダイアログは、最初にパラメータのオペレーションを記述します。

しかし、ユーザは User Configurable Data フィールドに似た方法で、パラメータに自分自身の方程式を入力することができます。

事実、Leakage Ind. next, Winding Capacitance, Capacitance to next アイテムのために鍵アイコンをクリックすることによって表示されたダイアログは User Data ボタンの Ln, Cs および Cn と同じものです。

## 巻線の分割、追加、移動及び削除

巻線をセットアップして、スプレッドシートエリアを形成しました。

Magnetics Designer の初期の設計計算の実行を認識する前に、ユーザはあらゆる方法で、巻線を追加したり、移動させたり、削除したりして、形成します。初期の設計実行後、ユーザはさらに直列か並列の巻線を分割することができます。

巻線形成は、Transformer または Inductor スクリーンの左下にあるオリエンテーションボタンによって実行されます。

巻線の選択;

- ・巻線に関連したコラムのどこかをクリックしてください。
- 選択した巻線の巻線番号は、"<< >>"シンボルで囲まれます。

巻線番号はワインディング・スプレッドシートエリアの一番上にあります。

巻線の移動;

- ・最初に、移動させたい巻線を選択してください。
- スプレッドシートエリアの下の << あるいは >> ボタンをクリックします。

>> ボタンは選択した巻線を右に移動しますし、一方、<< ボタンは選択した巻線を左に移動します。

巻線の追加;

- ・まだチェックされないか、灰色になっている場合、New ボタンをチェックして下さい。スプレッドシートエリアの左下の Add ボタンをクリックしてください。

新しい巻線が最後の位置に挿入されます。もし必要ならば、別の位置へ巻線を移動させることができます。

並列の巻線の分割；

- ・有効な設計を生成します。スプレッドシートエリアの左下にある Split ボタン(前は Add button)をクリックします。

2 つの巻線は同じ ID 番号を持ちます。Magnetics Designer は電流を分割するように十分に考慮します。

もし要求されれば、それらが分割されたかのように巻線をセットアップすることを含めて、ユーザは最初にあらゆる選択方法で巻線を形成できます。

New ボックスがチェックされる場合、左下のオリエンテーションボタンは巻線の Add ボタンです。

New がチェックされない場合、ボタンは Split ボタンに変わります。

直列の巻線の分割；

- ・有効な設計を生成して下さい。コントロールキーを押しながら、Split ボタンをクリックしてください。

それら(直列または並列)に分割し、次に巻線周囲の結果を移動することにより巻線をはさむことができます。

分割巻線あるいは削除した巻線の再結合；

- ・あなたが削除したい巻線をクリックしてください。<< >>シンボルが、ワインディング・スプレッドシートエリアの一番上にある巻線番号の周囲にポップアップします。

- ・スプレッドシートエリアの左下の delete ボタンをクリックしてください。

もし巻線を分割して作成されていれば、次にそれは再結合されます。

並列の分割については、2 つの巻線の電圧は、電流が増加する時は同じになります。

直列の分割については、2 つの巻線の電圧は、電流が同じである時は、増加します。

## センタ-タップされた巻線

2つの巻線は、1つの巻線の Start ID 番号と、別の巻線の Finish ID 番号を同じ値をセットすることにより、単一のセンタ-タップされた巻線を形成します。

センタ-タップされた巻線の作成;

- ・要求の Volts Avg Specified、AC および DC current を 2つの巻線を加えてください。
- ・第2巻線の Start ID フィールドをクリックしてください。第1巻線の Finish ID フィールドで示されるのと同じ値に値をセットしてください。

## デザインのオプティマイズ

コア形状

"History of Core Trials"ダイアログは、テストした形状のリストも提供します。拒絶した形状は希望フィルや温度上昇目標に見合っていないかもしれないが、ユーザの設計ニーズに十分近似しています。

現在選択されている形状は何かを知るためには、単に Core スクリーンに切り替えて、Geometry フィールドを見ることでできます。

エリアプロダクトのような、あらゆる要望のコアパラメータにアクセスし、"what-if" シナリオを調査するためにその値を変更することもできます。

(コアおよび材質データ変更セクションを参照。)

拒絶した形状での実験;

- ・Core スクリーンの希望の形状を選択してください。Lock Geometry ボックスをチェックしてください。

・Transformer か Inductor スクリーンに移り、New ボックスのチェックと Apply ボタンのクリックにより新しい設計が生成されます。

Magnetics Designer は、ロックされた形状のための core trials ダイアログで示すのと同じ結果を報告するでしょう。設計パラメータを手動で最適化もできます。

構造

"History of Core Trials"ダイアログは、設計の改善方法のヒントをしばしば提供します。例えば

ワイヤタイプ(Litz または foil への)を変更;

・ワインディング・スプレッドシートエリアの Wire type ポップアップから適切な巻線のための希望のワイヤを選んでください。

・ New ボックスをチェックして、Apply ボタンをクリックしてください。

ストランド数の変更

・ User Data エリアの Max Strands フィールド内へ新しい値を入力して、新しい設計を生成してください(New ボックスをチェックし、Apply ボタンをクリックする)。あるいは

・ 希望の巻線で Wire Strands フィールドをクリックして、ストランド数を変更してください。その後、Apply ボタンをクリックボタンします。

巻線あういは巻線の分割はしばしば提案されます。この処理は前のセクションで記述しました。

構造アルゴリズムは、円形ワイヤがワイヤの直径と等しいサイズを持っている、四角形のエリアを占めると仮定します。

さらに、ワイヤは、それらの間にいくらかの非常に小さなスペースを持っています;これは、1 レイヤ当たりの巻数わずかに減らします。

1 レイヤー上で適合することができる巻き数は次の式に等しくなります:

$$\text{Turns / layer} = \frac{(\text{bobbin length} - 2 \times \text{margin})}{(\text{Wire Diameter})(\text{Parallel Strands})} - \text{pitch}$$

構造アルゴリズムは、さらに一度レイヤが始められたならば、他の巻線がそのレイヤの残りを占めるかをさらに仮定します。

すなわち、レイヤの計算された数が 1.1 レイヤであるとわかる場合、構造アルゴリズムはその巻線に 2 レイヤを割り当てます。

従って、フラクショナルレイヤ(.1 and .7 の間の)に遭遇した場合、個々のより大きなワイ

ヤのために、2 つもしくはそれ以上のより小さいワイヤを代用することは賢明かもしれません。

これは、1~2 まで並列のワイヤ(第 2 設計オプションコラム)の数を変更し、ワイヤサイズ(AWG 番号を 3 サイズ増加)を小さくすることにより遂行されます。

例えば、2 つの平行 24AWG ワイヤは 1 つの 21AWG ワイヤとして同じ断面積を持っています。

このプログラムでは、たとえ Litz が一般にこの方法で指定されなくても、ターム AWG を使用して Litz ワイヤのサイズは記述されます。

例えば、Litz ワイヤを購入すると、それは、Type1 (single bundle) ,36AWG ワイヤの 40 スtrandとして通常指定されます。

同等の AWG レーティングは露出した銅の断面積の基づく Litz に与えられます。

そのため、28AWG Litz ワイヤは 28AWG マグネットワイヤと同じ露出した銅エリアを持っています。

しかしながら、断面積のブアな利用により、28AWG Litz ワイヤはマグネットワイヤより相当大きな直径を持ちます。

異なるブレイディング構成で見つけられる裸銅の比率に対する異なる絶縁を計算するために、自分の Litz ワイヤテーブルを作成することができます。

ワイヤバンドルの中のねじれを計算する付加的な要因(概算で 10%)は、DC の抵抗をよりよく評価するために含まれています。

動作周波数のために適切なブレイディング構成を使用しているとも仮定されます。

したがって、周波数に関連する AC 抵抗結果は無視できます。

スクウェアワイヤは同じゲージの円形のワイヤよりわずかに断面積を持っています。

ダブルスクウェアワイヤは、スクウェアワイヤの対応するゲージとして、2 倍の断面積ワイヤを持っています。(したがって名前はダブルスクウェア)

フォイルに関するれば、デフォルトワイヤファイル、foil.w で現在リストされていない厚さを入力する必要があります。

ユーザ自身の厚さを追加するためには、fpil ワイヤファイルを作成する(第三章参照)、もしくは単純に ASCII foil.w ファイルを編集し、ユーザ自身の厚さを追加することもできます。

## User Data エリア: 計算されたパラメータ

ワインディングスプレッドシートで表示されたパラメータに加えて、Magnetics Designer は、Transformer と Inductor スクリーンの User Data エリアに重要な情報を提供します。設計変更が行なわれるごとに、これらのアイテムが更新されます。

そのエリアは各々表示されたフィールドと共に、それぞれボタンのコラムが構成されます。Trise のようなアイテムのうちのいくつかは単に出力を提供します。

他のものは Max Strands のように、プログラムへの入力で、設計結果に影響することがあります。

Gap は入力および出力の両方を提供する 3 つめのタイプです。

単にデータフィールドへタイプすることにより入力パラメータの値を変更することができます。

以下のリストは、User Data フィールドのデフォルト内容について解説します。

フォーマットは:

Button Name( **ナンバーのタイプ**) -Description、Equation、Units(それらを変更することができる場合のみリストされる)、and/or Default 値。

User Data Button	Input/Output field	Button (list)
Kf	1.2	
Ks	1.0	
Lmag	1.0	
Max Turns	1	
Winding fill %	0.997	
Winding Turns	1.000	
Core length	1.000	
Gap	1.000	
Vent	20.0	
Hess	1.000	
Min gap	1.000	
In	1.000	

Trise - 周囲の大気にでのトランス表面の温度上昇。

(他の熱モデルについての詳細は、第 4 章の熱モデルセクションを参照。)

Equation(あるいは、variable name)=Trise, Unit=Celsius

Winding fill % - 設計によって使用されるウィンドウエリアのパーセンテージを示します。アルゴリズムは、すべての巻線およびそれらの絶縁の構造を計算します。

ウィンドウフィル%は、構造の合計をウィンドウ高さで 100 の積で割った値と等しい。(このセクションの終わりの情報を参照)。

Equation(あるいは、variable name)=Kfill

Tlevel( 整数) - この入力変数は、Magnetics Designer によって使用される熱モデルレベルをセットします。

Equation(あるいは、variable name)=Tlevel、Default=0

Total weight - コアおよび銅の重量の両方を含む磁気デバイスの全重量です。

Equation(あるいは、variable name)=CopperWt+CoreWt、Units=pounds

Copper Loss - これは近接ロスを含む銅の損失によるパワー損失です。

Core Loss - これは鉄損失によるパワー損失です。

Bac(max): Bac(max)は最大 AC 磁束 excursion を最適の磁束 excursion 未満の値に制限する設計制約です。

プログラムは、受理可能な温度上昇の結果での最適の磁束 excursion を選択するでしょう。制約が最適未満である場合、オペレーティング磁束密度は制約によって許可された値になります。

Bac - AC 磁束密度

Equation = Bac

Output Power - これは第 1 巻線を除く各巻線のパワー( $I_{ac} \cdot V_{avg}$ )の合計です。

Equation=

Pout=0

for(winding=0;winding<Nmax;winding=winding+1)

    dp= $I_{ac}[winding] \cdot V_{avg}[winding]$

    Pout=Pout+isSecondary(winding)\*dp

Core weight - このフィールドはコア重量を示します。この入力、Magnetics Designer が core スクリーンを見る必要なしに、コア形状を変更したかどうかチェックするのに役立ちます。

Equation=CoreWt、Units=pounds

Efficiency - 設計によって運ばれたパーセントパワー

Equation =  $100 \cdot (1.0 - (P_{cu} + P_{core}) / P_{out})$

Calculator - 一時的な数学的計算を行うのに役立つサンプルボタン。

Equation=2+2

Gap (フローティングポイント) - この入力、コアギャップを変更することを可能にします。それは、グラウンドの中心ポストあるいはスペーサのいずれかに関連した、ラウンドトリップ・ギャップ長と等しい。

中心ポストがエアギャップを作成するために機械加工された場合、コアギャップはエアギャップの長さと同じ。

もしスペーサが使用される場合、ギャップ長は、スペーサの2倍の厚さと等しい。

Equation = gap, Units = cm

Max Strands (整数) - この入力変数は、各巻線のために許可されたワイヤストランドの最大数をセットします。

Equation(あるいは、variable name)=Nsmax、Default=2

Lmag - 磁化インダクタンス。

Equation=Lmag

Min. Turns (整数) - この入力パラメータは、すべての巻線のために許可された巻き数の最小数をセットします。

それは量子化している粒を減少させるために使用されます。

Equation=MinTurns、Default=1

Round Coef (フローティングポイント) - この入力パラメータは、量子化している巻き数を調節します。

デフォルト、.99で、Volts Avg Specifiedの.99倍を超える時の巻線電圧をこの値に固定します。最良の精度として、.5にそれをセットします。

しかし、Volts Avg Specified未満の値に、電圧がなるかもしれません。

このビヘビアは、巻線電圧よりもインダクタンス計算の影響を受けること以外は、インダクタと同じです。

Equation=Kround, Default=.99

Winding pitch (フローティングポイント) - この入力パラメータは巻線ピッチを調節します。値はワイヤ幅の数です。

Equation=pitch, Default=1

Primary turns (整数) - 第1巻線の巻き数。

Idens(max) - これはいくつかの巻線の最大電流密度です。

この制約は設計概算アルゴリズムを無視し、ワイヤサイズを増加させます。

Bp(max) - これはピーク磁束密度を制限する設計制約です。一般に、このパラメータが指定されない場合、プログラムは最大磁束密度 Bsat の 80%より小さい値に制限するでしょう。一般に、プログラムはより小さい制約を使用するでしょう。  
(デフォルトまたは指定した Bp(max)のいずれか。)

#### Window Fill

ウィンドウフィル%は、いつでもボビンがどれくらいフルかを見る指標である。それはウィンドウの使用可能な高さで分割された、現在の構造に基づいて計算されます。ウィンドウ利用ファクタではなく構造に基づいて、ウィンドウフィルファクタが計算されるので、ウィンドウは実際にフィルファクタが 100%に接近するとき、フルになります。

レイヤが構造アルゴリズムによるカウントされる方法のために、Magnetics Designer が 100%より大きなフィルファクタを出力しても、物理的にインダクタを構築することは可能かもしれませんが(しかし、お勧めしません)。

構造アルゴリズムは、レイヤが継続して巻かれ、絶縁が各連続のレイヤ間に置かれると仮定します。

したがって、断片的なレイヤは、累積的な構造計算で全レイヤと見なされます。更に、アルゴリズムは、より大きな巻線間のギャップに小さな巻線を落としません。

実際には、巻線間に絶縁がなかった場合、より小さな巻線はしばしば、より大きな巻線のクラックに落ちるでしょう。

あるいは、2本の断片的なレイヤ巻線は同じレイヤに巻きつけられるかもしれませんが。このように、Magnetics Designer は、実際、それが行なわれた場合、そのような設計が適合しないことを予測します。

高い現在の巻線を変更するか、複数のストランド巻線に単一のストランド巻線を変更することは、しばしばウィンドウ利用を改善し、問題のこれらのタイプを最小限にします。

リードターミネ - ション方法はウィンドウフィルファクタに影響します。

一般に、Magnetics Designer は、もし Adjust Margins for Bobbin がチェックされなければ、ボビンから抜け出るためのウィンドウ・スペースが要求されないと仮定します。

この仮定は、コアの外側の端にあるボビンから簡単にリードが抜け出る E コアのようなコアにとっては十分な正確さをもっています。

エンドボビンを閉じた POT コアや PQ コアのような他のコアとしては、エンドスペースのい

くらかはリード出すために分配されます。

それ以上に、Heavy リードを foil へ結合させる高い電流の場合には、ワイヤが出るコイルのバルジはコアを使って邪魔をします。

これらの問題は、どのウィンドウのフラクショナルが実際に使用可能か決めるために技術経験に基づいて、よい判断を下すことを要求します。

追加のボタンが User Data エリアにあることに気づきます。eg.(例) Vdrop2、Ploss、Vterminal および Jn など。ワインディングスプレッドシートへの新しい入力を加えれば、対応するボタンは User Data エリアに現れるでしょう。

それは新しいワインディングスプレッドシート入力と同じ方程式を持ち、最終の巻線に相当する値を表示するでしょう。

ワインディングスプレッドシート入力あるいは User Data ボタンでの方程式を変更することもできます。それらは、独立しています。

ボタン修正は設計が保存される場合に、保存されるだけで、現在のセッションでは残りのためにとどまっています。

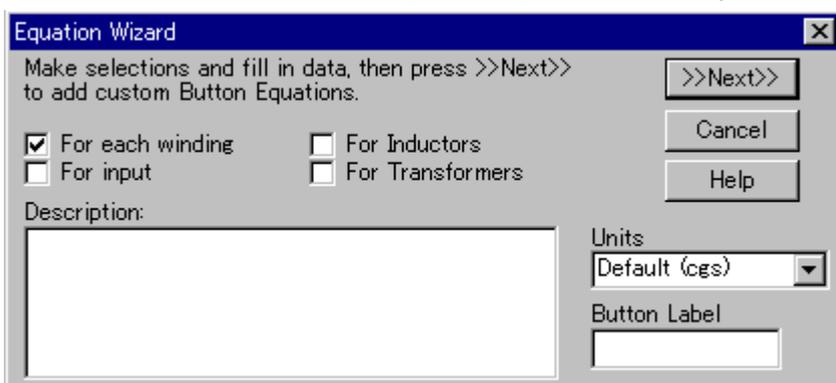
ボタン修正は、user.eq3 ファイルを編集した場合、全設計でグローバルになります。

## User Data ボタンのカスタマイズ

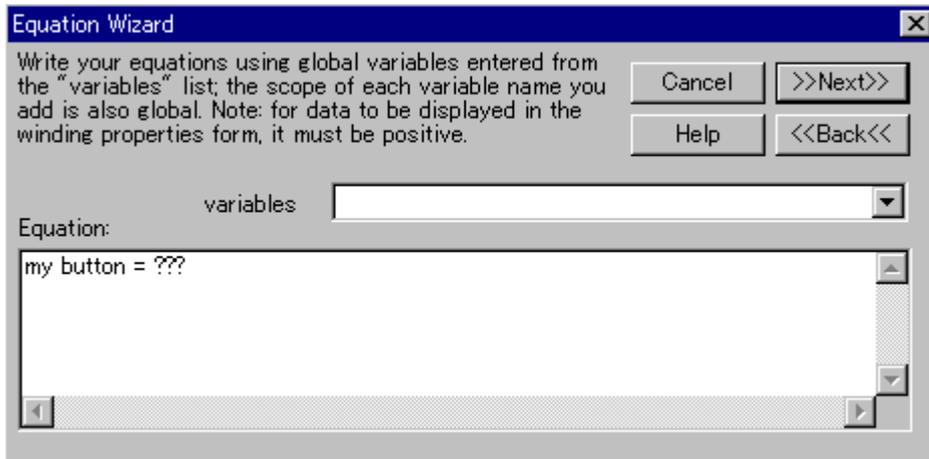
Magnetics Designer は、あなたがトランスとインダクタスクリーン内に現われる User data ボタンを追加、削除、再度順番に並べることができます。

新しいボタンを加えるには；

- ・ Edit メニューで Add Buttons 機能を選択してください。



- ・ 希望の選択を行なって、Button Label フィールドにボタン名を入力してください。
- ・ Next ボタンをクリックしてください。

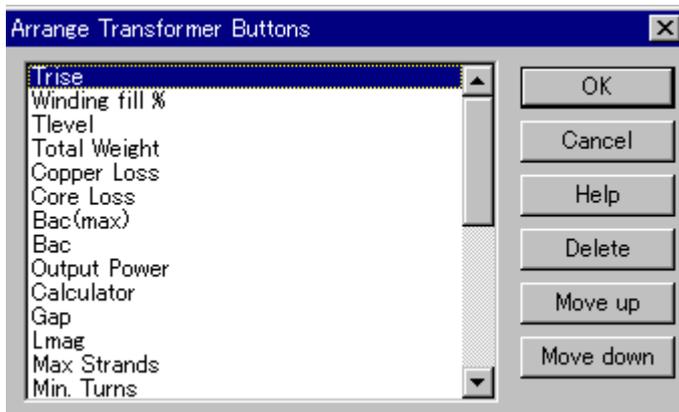


- ・ 方程式および希望の変数を入力してください。
- ・ Next ボタンをクリックして、指示に従ってください。
- ・ 作業が終了したら、ダイアログを抜けるために Finish ボタンをクリックしてください。

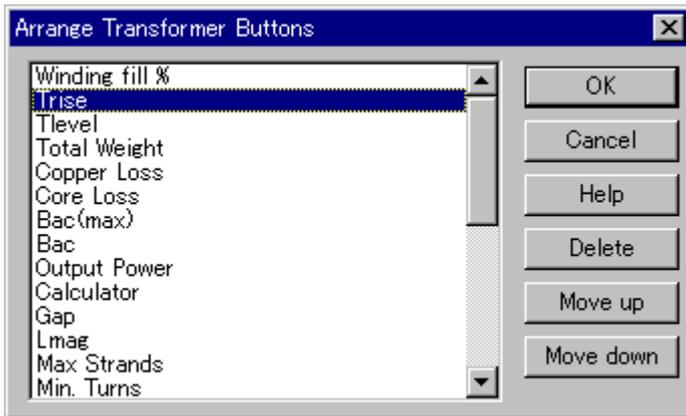
User Data エリアのボタンのシーケンスをコントロールすることもできます。

例えば、Transformer スクリーン内のリストのボタンを移動するには;

- ・ Edit メニューの Arrange Transformer Buttons 機能を選択してください。



- ・ 希望のボタン名を選択してください。
- ・ それが User Data エリアにおいて、一つの下ポジション位置に現れるようにしたいので、選択されたボタンを移動させるために、"Move down" ボタンをクリックしてください。



・ Ok ボタンをクリックしてください。

・ Transformer クリーンの User Data ボタンは、定義した順に現われます。

## ユーザの構成可能なデータフィールド

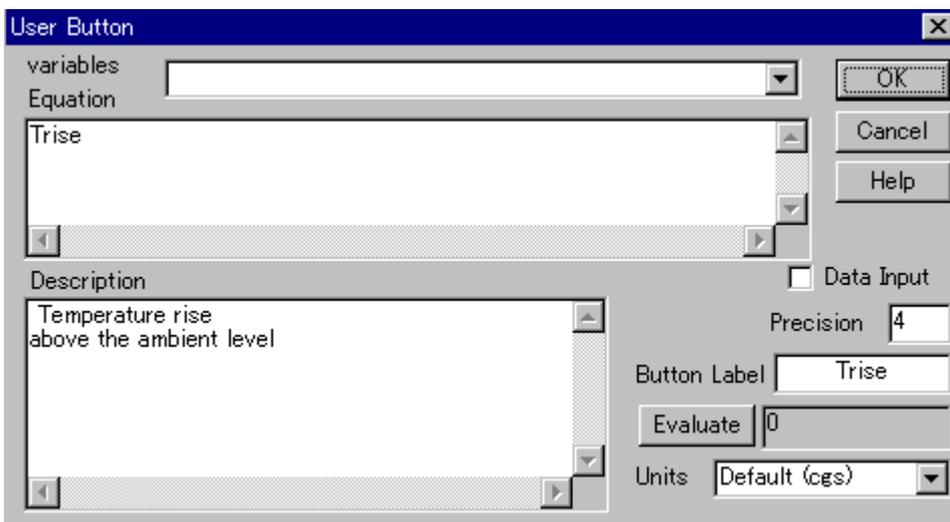
User Data エリアは、種々様々の入力変数および出力結果へのアクセスを提供します。

User Data アイテムに関するユニークなものは、それらが完全にカスタマイズ可能であるということです。

各ボタンは単一の変数、方程式あるいは方程式の設定を含んでいるかもしれません。

特有のフィールドでの User Button ダイアログはボタンをクリックすることによりアクセスされます。

例えば、Trise のダイアログおよび方程式を見るために、Trise ボタンをクリックしてください



右上に示された User Button ダイアログは、トップでプログラム変数のリストを備えたポップアップを含んでいます。

定義にそった完全なリストは、付録 B(Appendix B)で見つけることができます。

実質的にすべての内部変数、コアパラメータおよび出力計算は、ユーザの使用のために明らかにされます。

いくつかのフラグ(half wave、secondary or primary など)は、プログラム設定をモニタすることを有効にします。

特別の機能のシリーズ(getGauge、isPrimary、windingArea など)は、巻線に関連するパラメータおよび内部プログラム計算を得るのにも有効です。

Equation フィールドは、ボタンによって処理され、表示された変数または方程式を含んでいます。

Description フィールドは、何が起きているかの簡潔な説明を含んでいます。

Button label は、User Data エリアで表示されているボタンのテキストを含んでいます。

Units ポップアップは、初めに、許可されたリストの1つを使用する場合、値が利用可能な(切り替えられる)ユニットのリストを含んでいます  
(次のセクションを参照)。

Data Input チェックボックスは、このボタンの下にリストされたプログラムあるいは別のボタンへの入力として、ボタンの隣のフィールドでの値が使用されることをプログラムに示します。(ボタンは、それらがトップからスタートして、リストされる順に処理されます)したがって、このボックスがチェックされた場合、方程式は、入力した値を割り当てられる一つの変数名から構成することができます。プログラムへの入力として使用されるボタンのいくつかの例は Max Strands, Tlevel, Min.Turns そして Round Coefficient などです。

## ユーザ自身の方程式の編集と追加

ユーザは、プログラムの User Data エリアで直接表示されている、いくらかのボタンの内容を変更することができます。

変更が有効になれば、直ちに使用することができます。

しかしながら、もしファイルを再ロードする前に Options タブで Use Current Equation がアンチェックでなければ、次のセッションの利用はできません。

ボックスがチェックされる場合、グローバルボタン定義は Magnetics Designer のディレクトリに置かれている User.Eqs で確認できます。

それは、デフォルトボタン方程式のために使用されるでしょう。

またそれはプログラムと共にロードされます。このファイルを編集する場合、注意すべきです。シンタックスは USER.EQU の中で以下のとおりに使用されます。:

`_begin [Button][token]` - 新たなブロックの情報の始まり、新たな方程式用のボタン, 新たな印 (定数) 用の印

`_end` - ブロックを終了します; 一組になっているボタンは許可されません。

ボタンについては、以下のキーワードが使用されています:

`_tab` - ボタンが置かれている場所でのダイアログタブ。値は、bit-wise sum として定義されます; `core=1`、`taransformer=2`、`inductor=4`、`core and transformer=6`、`wire=8`

タブキーワードは任意です。デフォルト値は 15 です。

`_name` - Design Info スクリーンに表示された、User Data ボタンで行われる名前。

`_equation` - 各再計算 (Apply ボタンをクリック) のために評価される方程式。方程式の機能は次のセクションで定義されます。

`_description` - ボタンで起こっているものにいくらかの意味を与える任意の言葉。

`_input TRUE|FALSE` - これは再計算や Apply により、方程式を評価させる任意ののフラグです。

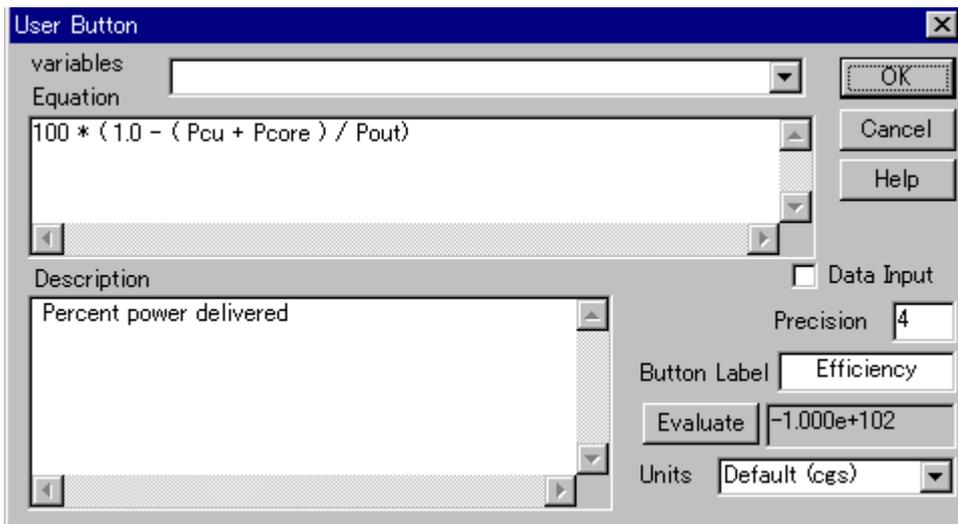
データがボタンフィールドに入力されたという結果はプログラムまたは他のボタンへの入力として使用されます。デフォルト値は FALSE です。

`_units` - これは任意です。計算はすべて cgs ユニットでします。

しかしながら、最終ユニットが理解された場合、ユニット修正の一つ (User.eq3 を参照。) により結果を修正することができます。

例えば、結果が  $\text{cm}^2$  である場合、 $\text{in}^2$  をクリックすると、適切な転換を引き起こします。ユーザの方程式が、 $\text{g}/\text{cm}^2$  を計算した場合、 $\text{g}/\text{in}^2$  を得るための方程式内の転換を与える必要があるでしょう。

下記のダイアログは、USER.EQU ファイルに対応する入力に沿って、Transformer スクリーンの User Data エリアでのデフォルトボタン (Efficiency での) の 1 つを示します。

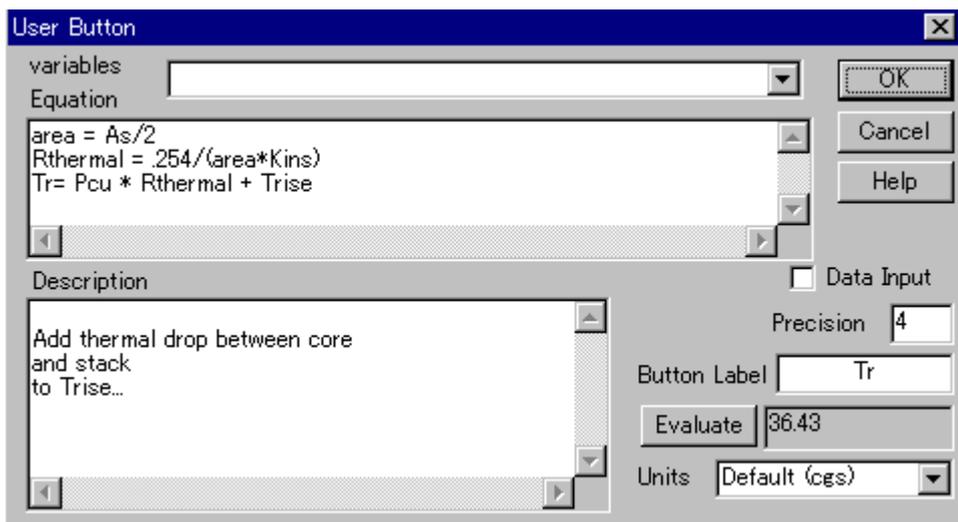


```

_begin button
_tab 2
_name Efficiency
_description Percent power delivered
_equation
100 * ( 1.0 - ( Pcu + Pcore ) / Pout)
_end

```

作成することができる新しいボタンの例は、要求された USER.EQU テキストにそって下方に示されます。(コメントは、//symbols に従います。)



```

_begin button
// for transformers
_tab 2

```

```

// name in button
_name Tr
_description
Add thermal drop between core
and stack
to Trise...
_equation
area = As/2
Rthermal = .254/(area*Kins)
Tr= Pcu * Rthermal + Trise
_end

```

さらに方程式を入力するか編集するために、Transformer または Inductor スクリーンの User Data エリアの Calculator ボタンもクリックするかも知れません。

データ入力および出力のために使用されたシンプルな変数である User Data ボタンは、編集してはなりません。

しかしながら、ユーザは User Data エリアの"鍵"アイコンで単純にダブルクリックすることにより、IR Drop、Copper Loss、Loaded Voltage および Current Density の方程式を編集できます。

同様に、作成したいいくつかの User Data ボタンの方程式を編集できます。

## 方程式の機能

Magnetics Designer の方程式パーサーは非常にパワフルです。

Mathematical、If-Then-Else、そして For-Next エクスプレッションを含む多様なコンプレックス関連を入力できます。

エクスプレッションは様々な数学機能と、代数のオペレーション、卓越したオペレーションおよび三角法のオペレーション、User Data Button ボタンダイアログで表示された任意の変数を含むことができます。

ユーザは、各巻線からの様々な数量の統計もできます。

各ボタンはいくつかの方程式を含んでいます。

それら方程式は、リストされる順に実行されます。

ボタンは、さらにそれらがリストされる順に実行されます。したがって、

ボタンが他のボタンで使用される入力変数を含んでいる場合、入力変数ボタンはそれを使用するボタンとして進めるべきです。



## 数学関数

関数	シンボル	記述
abs(x)	x	absolute value
acos(x)	cos-1(x)	(result in radian)
acosh(x)	cosh-1(x)	(result in radian)
asin(x)	sin-1(x)	(result in radian)
asinh(x)	sinh-1(x)	(result in radian)
atan(x)	tan-1(x)	(result in radian)
atanh(x)	tanh-1(x)	(result in radian)
cos(x)	cos(x)	(x in radians)
cosh(x)	cosh(x)	(x in radians)

関数	シンボル	記述
exp(x)	ex	exponential
ln(x)	ln(x)	log base e
log(x)	log(x)	log base 10
sin(x)	sin(x)	(x in radians)
sinh(x)	sinh(x)	(x in radians)
sqrt(x)	x <sup>1/2</sup>	square root
sgn(x)	sgn(x)	signum, ±1
tan(x)	tan(x)	(x in radians)
tanh(x)	tanh(x)	(x in radians)

次のオペレーションおよび定数が定義されます:

+ - \* / ^、そして単項 -

(加算、減算、乗算、除算、累乗、また単項のマイナス)。

対数、ln あるいは sqrt の引き数が 0 未満なる場合、あるいは除数が 0 になる場合、あるいは、対数または ln の引き数が 0 になる場合、生じる値は制限されます。

注意:これは加算オペレーションとして解釈されるので、正の数の前にプラス記号(+)を使用しないで下さい。

Magnetics Designer があなたの方程式を理解することができなければ、"Parse tree build failed" と似たエラーメッセージが結果として返ってきます。

## 正しい電圧を得る

いくつかの場合には、2次の電圧は、正確にユーザが指定したものでないかもしれません。

Magnetics Designer は特殊な配慮で低電圧セカンダリとプライマリを扱います。

それは、これら2本の巻線のために、Volts Avg Spec.を達成する巻数比率を常に計算します。

他の巻線は、指定された値より未満であろうが以上であろうが巻数比率の量子化によりません。



User Data エリアの2つのパラメータは Magnetics Designer のビヘビアを量子化する巻数比率を調節するために利用可能です。

Min.Turns は、Magnetics Designer がいくらかの巻線に割り当てるであろう最小巻数を設定するのに使用されます。

例えば、1巻5Vの巻線は、別の巻線の12Voltsを達成することは困難です。

この場合、Min Turns は、2を設定することにより、高電圧巻線のより精度のとれる準備が可能です。第2のパラメータは Round Coef と呼ばれます。

これは巻数がどう丸くするかを調節するために使用されます。

ユーザは最良の精度のために、値を.5にセットすることができます。

しかし、電圧の結果は、Volts Avg Specifiedより低いかもしれません。.99に値をセットすることは、Volt Avg Specifiedの.99倍を越える電圧であることを実際の電圧に与えます。

## 負荷電圧の精度の増加

ある場合には、計算された負荷電圧(Loaded Voltage)は Volts Avg より低い。

IRによる指定された値は、プライマリとセカンダリで低下します。

ユーザは、プライマリの巻数を調節することにより負荷電圧(Loaded Voltage)の精度を増加させることができます。

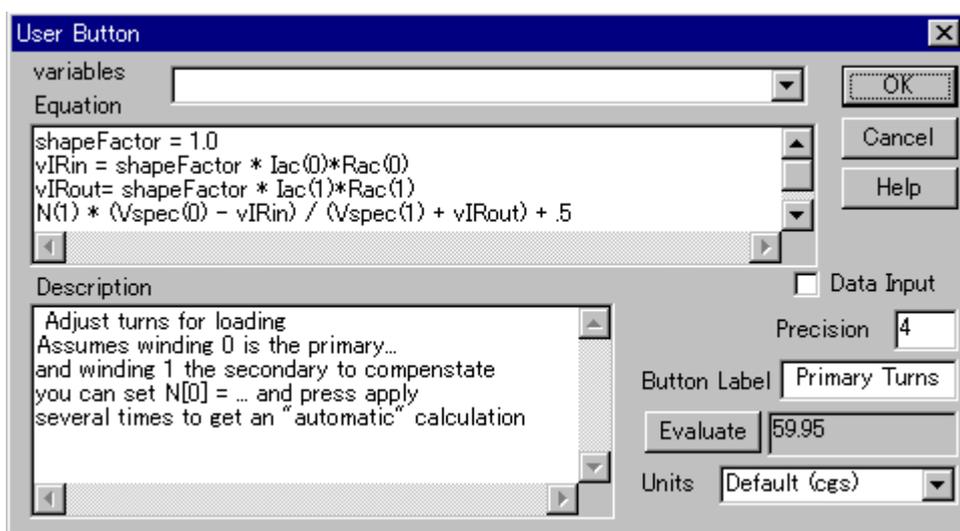
User Data フィールドで Primary Turns 値は help できます。

それは、プライマリが Volts Avg と等しくさせるセカンダリ電圧のために必要な巻数を表示します。ロードした条件で指定します。

初期値は情報の目的のためにのみあります。

この値にプライマリ(スプレッドシート内で示された)の巻数をセットさせるために、ユーザはボタン方程式を編集しなければなりません。

- ・ User Data エリアの、Primary Turns ボタンをクリックします。



プライマリ巻数値のための方程式が以下であることに気づきます：

$$N(1) * (Vspec(0) - vIRin) / (Vspec(1) + vIRout) + .5$$

この値はプログラムによって計算され、プライマリ巻線用のワインディングスプレッドシートで示される巻数(整数)値と無関係に現われます。

user Data ボタンで計算されたプライマリ巻数値にスプレッドシート内のプライマリ巻数値をフォースする(近くの整数値に丸め込む)ために、ボタン方程式に"N(0)="を加えます。

例として

$$N(0) = N(1) * (Vspec(0) - vIRin) / (Vspec(1) + vIRout) + .5$$

- ・ 次に、ダイアログを閉じて、帰公式の変更が設計によって繁殖することを確認するために Apply ボタンを数回クリックしてください。

ここでは、1 反復での自動計算をします。

注意:ユーザは、計算された Turns と少数の巻数あるいは小さな IR 降下のための Primary Turns 値との違いを見い出せないかもしれません。

ユーザが特定の Turns 値を入力し計算の中で使用される値にフォースすることを好むのであれば、Primay Turns equation の最後のラインにその値を入力することができます。

例として

shapeFactor=1.0

vIRin=shapeFactor\*Iac(0)\*Rac(0)

vIRout=shapeFactor\*Iac(1)\*Rac(1)

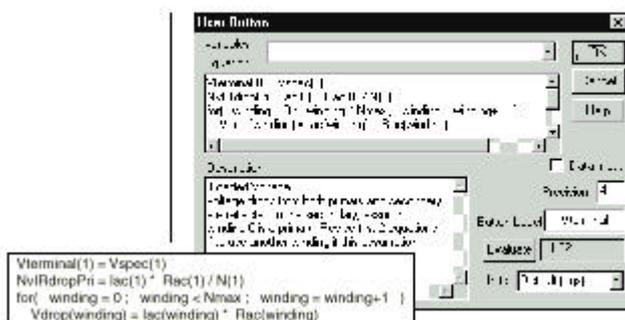
$N(0)=N(1)*(Vspec(0)-vIRin)/(Vspec(1)+vIRout)+.5$

90

巻線 0 はプライマリ巻線であると Magnetics Designer は、想定します。

もし別の巻線がプライマリ巻線である場合、例えば、巻線 1 では、Loaded Voltage と Primary Turns equations を編集する必要があります。

・Transformer ワイディングスプレッド・シート内の Loaded Voltage 入力のそばの"鍵"アイコンをダブルクリックしてください。



・プライマリ巻線を参照するための方程式を変更してください。例えば、winding1 で(0)のものをすべてを(1)に変更する。

## Inductor スクリーン

Magnetics Designer は、少エネルギーがコアかギャップにほとんど格納されない場合に、しっかりとつながれたエネルギー変換(インダクタ)デバイスを設計することに適応されています。

プログラムの通常のアプリケーションは低周波パワーインダクタ、スイッチングレギュレータ、フィルタ・インダクタおよびフライバックトランスを含んでいます。

オプションの設計制約はトランス制約に似ているやり方で扱われます。

インダクタスクリーンの入力各々の記述は、次に記述します：

Edt Winding #1(Volt-Sec):Edt は、第 1 巻線の基本周波数 1 つの完全なサイクル以上の 1 つの極性で用いられるボルト-秒です。

例えば、30Vpk の振幅を備えた 50kHz 矩形波の場合、以下の式が適用されます：

$$\text{Edt}=\text{Vpk}/2\text{f}=30/(2*50*10^3)=0.3*10^{-3} \text{ volts-sec}$$

Frequency, Waveform(Sine/Square), Bp(max), Bac(max), Max Idens, Trise(max), Kwindow(%)  
そして Flux swing はすべて、Tranfomer スクリーンセッションですべて説明しました。

Current Peak Specified: これはインダクタが飽和しないための最大電流を指定します。それは通常、ピーク AC コンポーネントに加えられる DC コンポーネントより大きくなります。

正確なピーク電流を指定しないと、承諾できないほど低い電流値で飽和する設計になるかもしれません。

DC Current と AC Current は Transformer スクリーンセッションで説明しました。

Minimum Inductance: これは定格負荷電流での最小インダクタンス値のスペックです。

Lmax Actual: これは、第 1 巻線のインダクタンスです。

パラメータがユーザによって変更されるようにプログラムによって計算されます。

これは、flux flinging を含む、コア及びギャップの特性を示します。

Lmax (zero current): これは、電流 0 でのインダクタンスです。

Primary/Secondary: 巻線がすべて同じ方向（巻線のスタートに関しての）へ同時に流れる電流を持っている場合、巻線はすべてプライマリと呼ばれます。

例えば複数の出力コンバータで使用される一組のインダクタは、プライマリが持っています。

もし、電流がある時間一つの巻線の流れれば、残った時間は他の巻線に流れます。

第 1 巻線はプライマリとみなされ、残りの巻線はセカンダリとみなされます。

フライバックトランスは、入力巻線がプライマリとみなされ、他の巻線をセカンダリとみなされなければなりません。

適切に巻線タイプを認識しないと、ピーク磁束密度計算で正しい値を出力しません。

インダクタのワインディング・スプレッドシートエリアのパラメータの残りは、すべて

Transformer スクリーンセクションで説明しました。

## 任意のデザイン制約

デザイン制約は、コア (Bac と Bpk 用の 100K、および電流密度用の 10K) のために実際の制限以上にうまくセットされています。

Bpk は任意の値にセットすることができますが、その値は内部の Bsat へのプログラム中で制限されています。

任意のデザイン制約は、もっと上級ユーザの必要性を満たすのに必然的なフレキシビリティを提供することを Inductor スクリーンで許可しています。

デザイン選択が制約を超える場合は常に、任意のデザイン制約はビルトイン設計および解析アルゴリズムを無視します。

例えば、インダクタ設計アルゴリズムは、許可された温度上昇および鉄損と銅損の最適の比率に基づいた最大磁束密度、および最大電流密度を選びます。

しかしながら、それは意味のあるより効果的な設計を要求されます。

この結果を達成する一つの方法は、プログラムによって許可されるものよりずっと低い値になる AC 磁束密度と電流密度を抑制することです。

このような判断結果は、とても低い損失で多少大きいインダクタになります。

温度上昇の低減は類似した効果があります。

ワインディング・スプレッドシートエリアは、様々なワイヤおよび絶縁オプションを選択し調節するフレキシビリティを持っています。

プログラムは、ウィンドウ fill を計算し追加情報に基づいて実行します。

例えば、層絶縁を持つことを選べば、絶縁の各要求した層がウィンドウ fill の中で数えられます。

さらに、第 1 の巻線の構造が増加するので、次の巻線はすべて、1 巻数当たりの長さよりわずかに長くなり、より高い巻線抵抗を持つことになります。

インダクタに関しては、Magentic Designer はプライマリがすべて同じ方角へ流れる電流を持っていると仮定します。

したがって、それらの近接フィールドを強化します。Magentic Designer は多数の層でシングルインダクタの一部だとしても、それらの AC 抵抗を増加させます。

さらに、プライマリとセカンダリにはさむための訂正がないように、プログラムは異なる

時間にセカンダリ処理を仮定します。

エンドマージンが指定される場合、ボビンかコイル形式のエンドに関連したウィンドウエリアは、巻線スペースとしては利用可能ではありません。

したがって、他方のデータがすべて入力された後、エンドマージンが加えられる場合、ウィンドウ fill は変わるかもしれません。

各巻線のレイヤの数は変わるかもしれません。

また、各巻線の DC および AC 抵抗は増加するかもしれません。

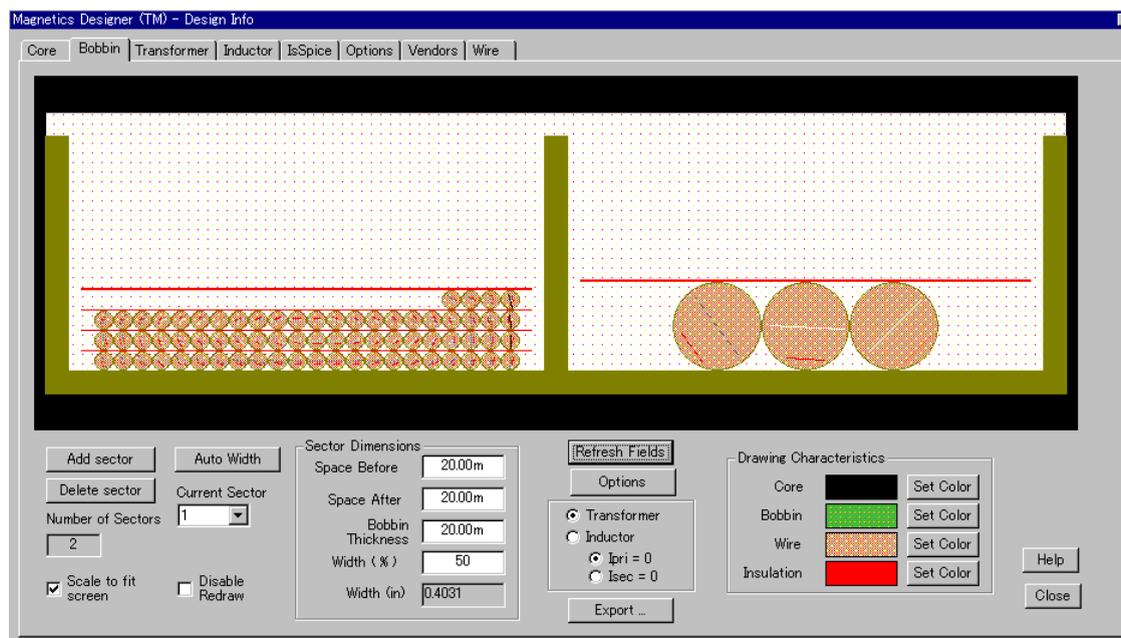
任意の設計データ (Inductor スクリーンの一番上の) が変更された場合、計算されるデータのすべては要求通り更新されます。

一定の更新は、追加制約の影響を知らせ、インダクタ設計を保存します。

## Bobbin スクリーン

ボビンスクリーンは下に示されたは 3 つの機能をもちます：

1. 巻線スタックを見るためにグラフィカル支持を提供します。
2. ボビン形状を定義します。
3. 巻線スタック中の磁界を示します。



## 巻線スタックを見る

巻線スタックを見るためには、適切なタブを押すことによりTransformerあるいはInductor スクリーンを最初に初期化します。

次に、Bobbin タブを押してください。

デフォルトによって、ボビングラフィックは、正確な縦横比を保持しながら、できるだけ多くの図面領域を占めるでしょう。

コアの小さい部分は見通しを保持するために示されます。

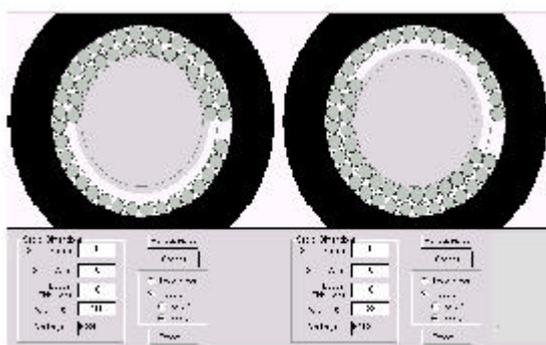
ソレノイドまたバレル巻線については、私たちが図面の底を横切って対称だと仮定し、単にスタックの半分を表示します。

トロイダル巻線は、右中間側で始まり、左回りに巻かれます。

セクタ寸法が無効の場合、巻線は最後の巻線上で続けられます。

小さなピッチギャップはワイヤのために 1 レイヤ上方へホップするために許可されます。

いくらかのセクタ寸法がある場合、巻線は前後に行きます。



左側、トロイドとしてのデフォルトは、左回り継続の第 2 レイヤを表示します。

右側、100%でない、いくらかセクタ幅は、前後に巻かれるレイヤを起こします。

トロイドは、シャトル用ルームを許可するために中心のエリアの 45%を、“絶縁”として表示します。

トロイドを巻くために機械を使用していれば、このエリアからワイヤを保つべきです。kWindow%に 55 をセットすることは、自動設計フェーズ (New をチェックし Apply ボタンをクリック) の中で、このエリアを使用することから、プログラムを保ちます。

トロイドを巻き付けたハンドはこの保存したエリアを使用できます。

フィールド解法への援助として、ピッチのない隣接した巻線を表示します。

反対側での巻線は、1/2 巻線ピッチのオフセットになります。

ピッチが考慮に入れられた後、マージンが測定されます。したがって、実際の場合よりスタックで"air"があるように見えるかもしれません。

多くに巻数を使用する巻線スタックでは、再描画が遅くなります。

"Disable Redraw"のチェックボックスは、描画を更新しません。

通常、ボビン形状を変更する Bobbin スクリーンで、データを大きくする場合、このボタンをチェックしておきます。

"Scale of fit screen"チェックボックスをオフにすると領域を縮めるか、あるいは実際の世界サイズの見通しを得られるように、その実際のサイズへの図面を拡大させます。

全体を描画する不十分な機械的データがあるために巻線スタックだけが正確に表示されます。

特性を描画することは、ユーザ選択に要素的な色を適合させるために使用します。

Export ボタンは DXF ファイルを作成します。

DXF ファイルの使用に基づいて描画する要素を選択することができます。

例えば、磁界解法は、絶縁なしの描画ではより速く動作します。

## ボビン形状の定義

ボビンは少なくとも1つのセクタを含み、1つのセクタはデフォルト設定です。

トロイドに関しては、トロイドがフィジカルボビンを使用しないので、ボビン寸法は無効です。

デバイスに巻き付けられたソレノイドあるいはバレルは通常ボビンを持っています。

ボビンデフォルト形状は.03 インチ(.762mm)に設定されます。

このデフォルトスキーマは、古いライブラリが形状パラメータを備えたボビン寸法を含んでいるので、最新のライブラリと異なる Magnetics Designer バージョン 4.x コアライブラリを作成します。

セクタは、1 から始まる連続した番号をつけられます。

第1セクタは、左から右まで描かれる連続したセクタにおいて図面の左側にあります。

"Add sector" ボタンは新しいセクタに現在のセクタをクローンします。通常、セクタ寸法を膨らませ、次に、使用する計画がある多くのセクタのために、"Add sector" を押します。

"Auto Width" は、セクタ間を利用可能なスペースに同等に分割します。個人のセクタ寸法を編集するために、最初に"Current Sector"ドロップダウン・リストボックスを使用して

希望のセクタを選択しなければなりません。

その後、space before, space after, width パーセントを変更することができます。

実際の幅は、あなたが options スクリーンで選んだユニットで下に示されるでしょう。

設計が作られた後の寸法を変更する場合、Transformer あるいは Inductor スクリーンに戻り、計算を更新するために Apply ボタンを押します。

"Delete Sector" は現在選択されているセクタを削除します。

しかし Transformer/Inductor スクリーンで使用されているセクタを削除することは認められません。使用されているセクタを削除するために、最初にスプレッドシートの Sectors 入力で、その削除しようとしているセクタへのすべてのリファレンスを削除しなければなりません。

反対に、それが Bobbin スクリーンで定義されるまで、スプレッド・シートにはセクタの入力はできません。

セクタの番号は、Bobbin スクリーンで表示されます。既存のセクタは表示された番号によって 1 から存在します。

バレルが巻き付けられたボビンとしてのデフォルトが、トロイドと異なるので、基本的なコアタイプを変更した場合に、既存のボビン定義を変更するべきかいなかをきいてきます。これは通常、コアをブラウズする時に偶然おこり、大体それをそのまま放置することを選択します。また、ユーザはいつでも戻ってボビンを変更できますが、作業を削除すれば、それは前に保存したコピーから回復されます。

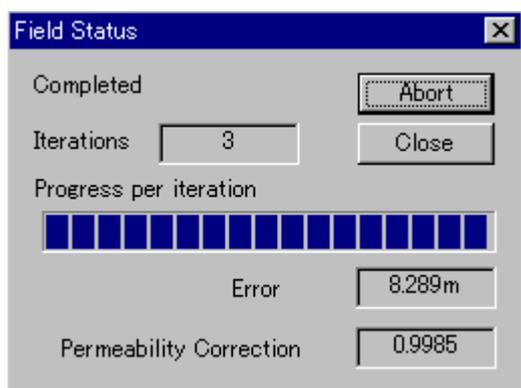
Transformer と Inductor のスクリーン中での構造レポートは、巻線セクタとしての構造です。巻線 fill パーセンテージは最大のセクタ fill です。

各セクタにパワー利用に比例したセクタ幅を分割するのはユーザの仕事です。

高周波および量子化の影響は、設計が行われた後セクタ幅を変更することを必要にするかもしれません。

Bobbin スクリーンでのビジュアルフィードバックは、ユーザに何を行うべきかについてのよい考えを与えてくれます。

## 巻線スタックでの磁界表示



(注:このオペレーションは、Magnetics Designer 4.x のトロイドでは実行することができません。)

Bobbin スクリーンでの "Refresh Fields" ボタンを押すことは、Transformer あるいは Inductor スクリーンの "Apply using fields" ボタンを押すことと同じです。巻数ごとの反復計算が行われます。

表皮効果と近接ロスが銅損失に対して重要である場合、フィールド解法だけが有効になります。計算が行われている一方、progress ダイアログが表示されます。

それは、コンピュータが計算しているかどうかまたは、終了したことをユーザに伝えます。

Iteration 番号は表示され、そして progress bar は iteration 内の進行を表示します。Error 項目は、Options ダイアログ内で設定するリミットでのコンポジットエラーです。

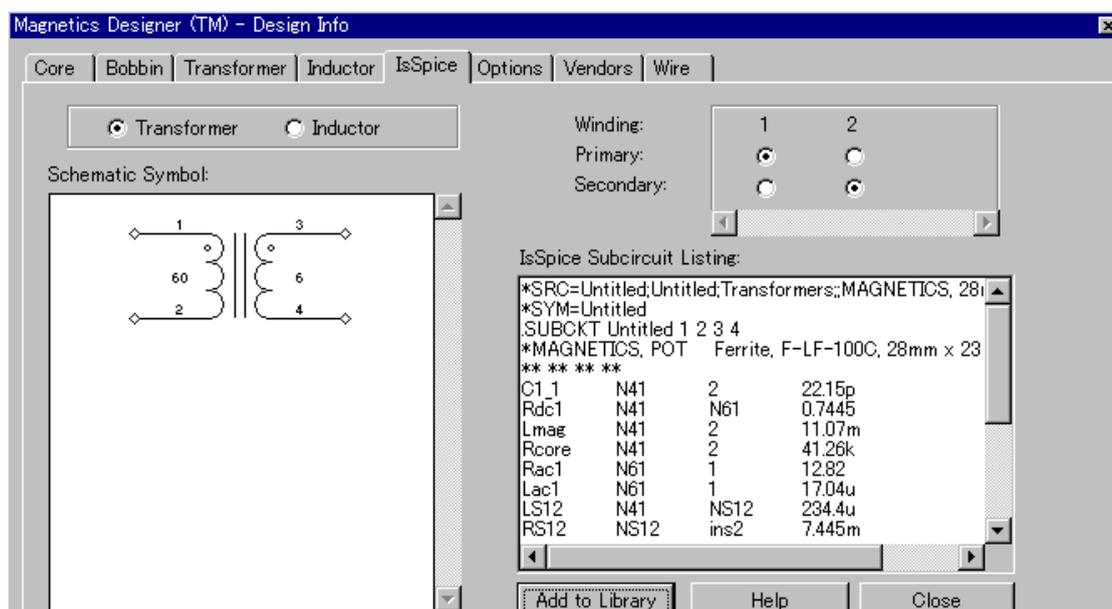
エラーがオプションのリミット以下に縮小された場合、ジョブは終わります。

Permeability Correction が表示されます。これは、長いギャップで起こる透磁率減少を計算します。ある場合には、解法時間がユーザが望む時間より長いかもしれません。

したがって、Abort ボタンは計算を終了するために提供されています。計算時間は、2 よりすくないパワーで起こる巻数の総数に比例します。

Planar と Foil 巻線に関しては、Foil は、各々巻数での四角形内に chop されます。そのため、多くの巻数になり、それでワイヤより Foil のためにより長い時間をとります。

## IsSpice スクリーン



IsSpice スクリーンは 4 つの重要エリアを含んでいます。

Transformer/Inductor ラジオボタンは、どのタイプの磁気デバイスをモデル化したいかを選択するために使用されます。

Schematic Symbol エリアは、トランスかインダクタシンボルの試写を与えます。

含まれているものは、Start ID 及び Finish ID ナンバーに対する値、及び 1 本の巻線当たり巻数です。巻線:エリア(右上)はシンボルを形成するために使用されます。

ユーザはシンボルの 1 つの側から他方に巻線を移動させるためにラジオボタン(その巻数は、ワインディングスプレッド・シートエリアの中で示される巻数に相当する)をクリックすることができます。

いくつかの巻線を並列に分離する場合(それらの ID 番号は同じです)、それらの関連するラジオボタンはグループとしてともに移動するでしょう。

1 つのコイル・セクションだけが並列巻線の場合に表示されるでしょう。

直列巻線分離とセンタータップ巻線は、巻線がコアシンボルの同じ側にある場合補足ピンを表示でしょう。

巻線がコアシンボルの両側で分離される場合、他方が同じ ID 番号での継続(sideways T)シンボルを示す一方、もう一方は接続ポイントを持つでしょう。

最後のエリアは IsSpice Subcircuit Listing を含んでいます。

これはテキスト・フィールドです。ユーザはフィールド内にタイプでき、フィールド(コントロール+V)内に Paste し、カット・テキスト(コントロール+X)出力することができます。これはユーザがそれを保存する前に netlist を修正しドキュメント化することが可能であるので、便利です。

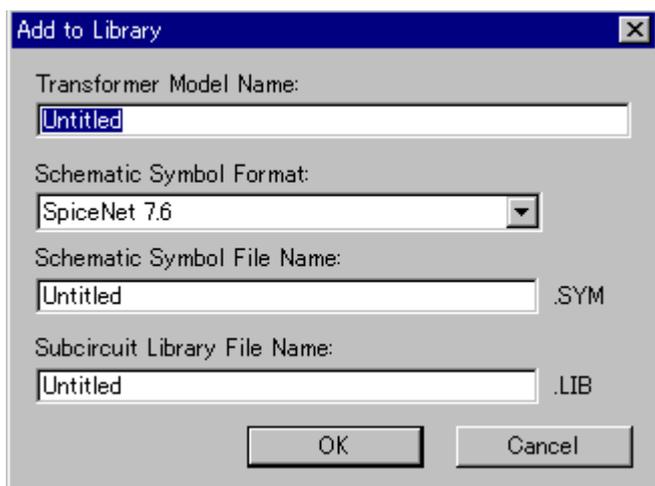
ユーザは、さらにダイアログからのネットリストをコピーし、ユーザの IsSpice 回路ファイルへそれを直接はることができます。

これは、以下にドキュメント化されたライブラリ生成プロセスを回避でき、ファイルにそれを保存する前に、ユーザが速くモデルを評価することが出来ます。

SPICE モデルの保存;

・最初に、有効な設計データを生成してください。その後 IsSpice スクリーンへスイッチします。

・ Add to Library ボタンをクリックします。以下に示されるダイアログに記入します。

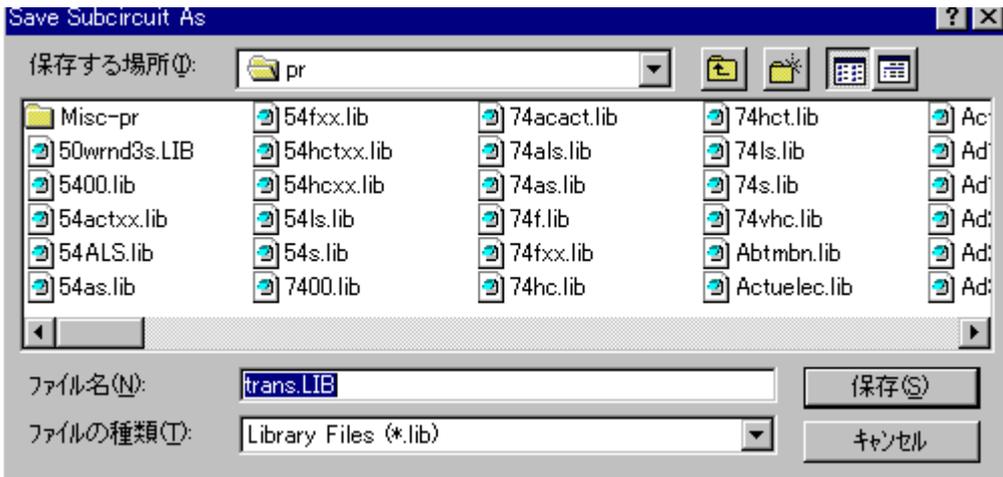


ダイアログは、ユーザにサブサーキット名、SpiceNet スケマティックのシンボル名、サブサーキットのネットリストが格納されるライブラリファイル名の変更を許可します。ユーザはシンボルかライブラリ名に拡張子を入力する必要はありません。

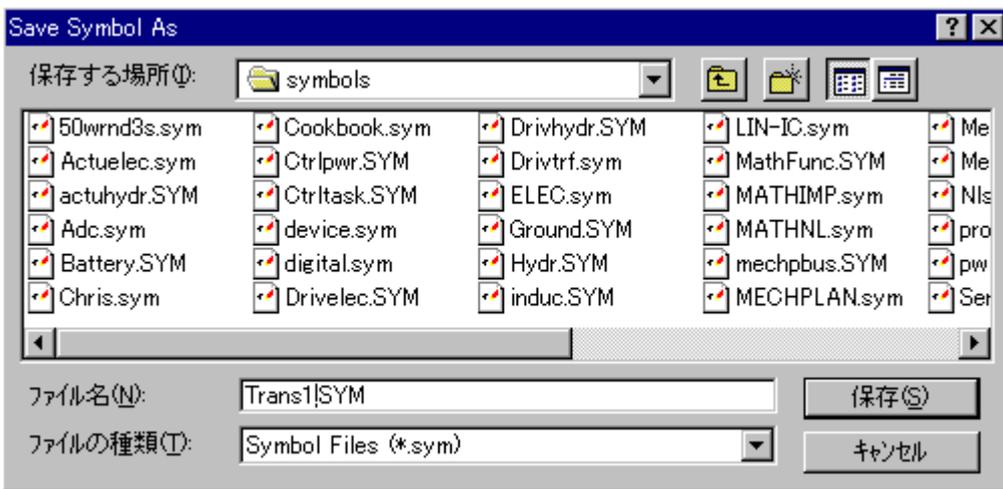
・ OK をクリックしてください。

シンボルとユーザが選択した場所にライブラリを保存するために 2 つのダイアログが現れます。

ICAP/4 ユーザは、ライブラリファイルを SPICE4¥PR サブディレクトリに、シンボルファイルを SPICE4¥SN¥Symbols サブディレクトリに保存しなければなりません。



IsSpice4 モデルライブラリをダイアログで保存します



SpiceNet スケマティックシンボルファイルをダイアログで保存します

・各ダイアログについては、適切なディレクトリに進み、OKを選択してください。

1 つのトランスあるいはインダクタサブサーキットネットリストだけが各ライブラリ (.Lib)ファイルで保存されます。

1 つのファイルで 1 つ以上のサブ回路を組み合わせるためには、1 つのファイルで一緒にネットリストをカットアンドペーストするのに、あらゆるテキストエディタを使用できます。

IsSpice4 スクリーンで表示されるように、サブ回路はユーザの ICAP/4 システムのために要求したシンタックス拡張(\*SYM & \*SRC lines)で保存されます。

ユーザの新しいモデルおよびシンボルは、簡単に何の変更もないユーザの SpiceNet データベースに加えることができます。

ユーザの IsSpice データベースにモデルを加えるためのより詳細に関しては、ICAP/4 ドキ

コメントを参照してください。

ユーザが、Transformer か Inductor スクリーンから IsSpice スクリーンまで移行するごとに、IsSpice モデルが再生成されます。

したがって、ユーザが最初に Transformer か Inductor スクリーンに行くまで、他のスクリーン(Options:例えば、データ精度)の変化に起因するモデルの変化は、モデルに現われません。

Magnetics Designer によって生成されたモデルは、Intusoft の IsSpice4 プログラムと、市販の SPICE シミュレータと互換性をもちます。

その主要なものは、ノード名(ノードナンバーの代わりに)およびネガティブコンデンサ値の使用を除いて SPICE 2G.6 シンタックスが使われます。

OrCAD か Protel のスキーマティックシンボルを作ること;

- ・ 以前に述べたスキーマティックシンボルを保存してください。

- ・ DOS プロンプトでは、プログラム ISSYM.EXE を実行してください。

コマンドラインは以下のとおりです:

```
C:>issym<Intusoft シンボル・ファイル名><OrCAD ascii ファイル名>
```

例えば;issym ec35.sym ec35.asc

symbol\_name.Asc ファイルが作られます。

このファイルは OrCAD SDT フォーマットで、それは、OrCAD SDT、OrCAD Capture および Protel Schematic3 へインポートすることができます。

結果ファイルは OrCAD SDT フォーマットで Intusoft シンボルの ASCII 表現になります。

- ・ .Asc テキストファイルを完成するためには、ファイルの一番上に次のラインに置いてください。

あなたはいくつかのテキストエディタを使用するかもしれません。

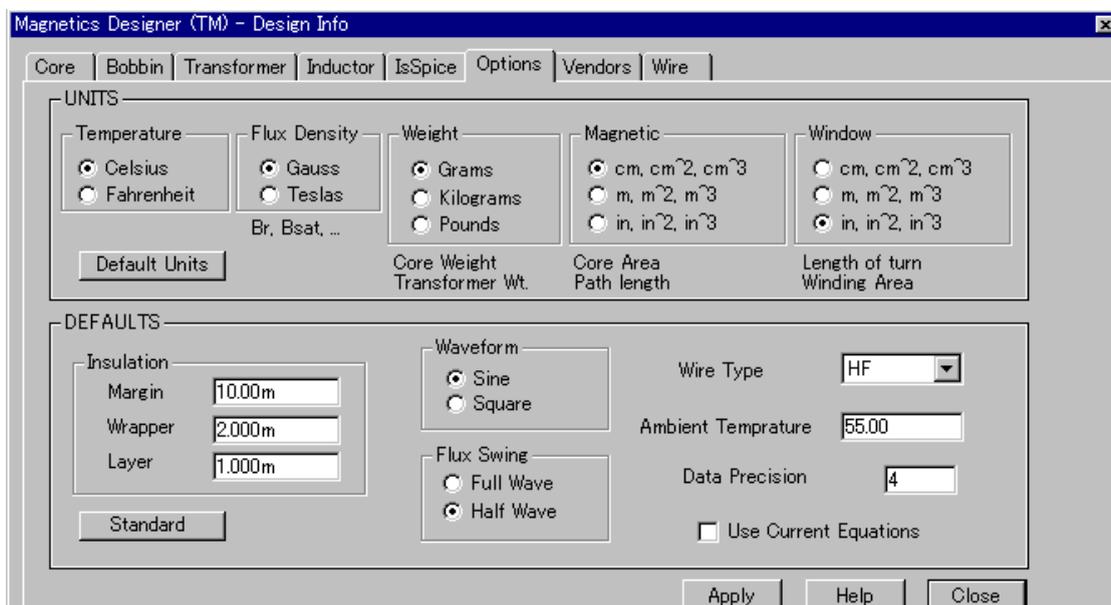
{De-Compiled Library}

PREFIX  
END

ec35.asc ファイル(Examples directory の中に)はガイドとして提供されます。

## Options スクリーン

Options スクリーンは、異なるパラメータのユニットを変更し、様々なプログラムデフォルトを変更するために使用されます。



以下のテーブルは Unit タイプおよびそれらが適用するプログラム・アイテムをリストします:

Unit	Core スクリーン	Transformer/Inductor スクリーン
Temperature		Trise(max)
Flux Density	Br, Bsat, B1	Bp, Bac(max) (max)
Weight	CoreWt	
Magnetic	Ap, Ac, As, MPL	Max Idens
Window	Ap, Vol, Acmn, Min, gap ID, Hw, Lw, MLT	Insulation items、 Wire width Wire hight

User Data Fields Note: Options スクリーンの UNITS は Transformer と Inductor スクリーンの User Data Fields に適用しません。

ユーザがこれらのアイテムをコントロールすることができるので、自身のユニットポップアップを与られます。

それは User Data ボタンをクリックすることにより利用可能です。

Insulation デフォルトは、Transformer と Inductor スクリーンのワインディング・スプレッドシートエリアでリストされた値に用います。

Waveform 及び flux Swing デフォルトは、Transformer と Inductor スクリーンの一番上にリストされた値に用います。

Wire type デフォルトは、Transformer と Inductor スクリーンのワインディング・スプレッドシートエリアの Wire type フィールドに用います。

ユーザが加えるいかなる新しいワイヤタイプもポップアップに現われ、そしてデフォルトとして選択されているかもしれません。

Ambient Temperature は、トランスを囲む大気の数値です。それは、異なる熱モデルの計算で使用されます。

Data Precision は、Magnetics Designer ディスプレイで使用される少数の位の数値です。それは計算過程で使用される digit 数ではありません; しかしながら、Standard は、プログラムで送られたそれらに全デフォルト値を再設定しなおします。

Number of elements in 1/2 turn:

フィールドは、多くのセグメントに各ワイヤ巻数を分割することにより計算されます。

フィールド方程式はコサイン対称であるので、1/2 巻数のためのフィールドを見つけて、結果を 2 倍にする必要があるだけです。

よりよい精度のためにはこの数を増加させることになるかもしれません; しかしながら、ワイヤ直径が現在の成分の長さより大きい場合、それはあまり行いません。

Number of current regions:

表皮深さが十分に小さい場合、領域の個別の数はワイヤの電流で表わします。領域は等価な四方形ワイヤの内部の 1 つの表皮深さ、磁界に並列に置かれます。成分の半分は、ワイヤの一方にあり、他の半分は反対側にあります。赤い線は、領域間の高いフィールド側に描かれます。

Far Dia:

ワイヤから離れている距離が大きい場合、領域内の区分はフィールドに影響しません。Far Dia は単一の現在の領域の使用のためにしきい値をセットします。フィールドを生成するワイヤのワイヤ直径で測定されます。

Rel Tol:

公差の概算は反復を停止するために使用された。その電流値は Field Status ダイアログでエラー項目として表示されました。

Max Iterations:

Rel Tol 値が達する前に、反復を停止します。

Simple model:

コアが存在しなくても、フィールドを計算します。未チェックのとき、コアは geometrical shadowing アルゴリズムを使用してシミュレートされます。計算上の作業は少ないです;しかしながら、量子化するエラーはもっと深刻です。隠れた電流成分はかなりあり、ローカルフィールドにはあまり関与しないために、いずれかの方法を使用する結果は、一般的に小さなギャップを備えたインダクタを除いては 10% 以内になります。

Use B and L:

フィールドシミュレーションの代わりに Bannet と Larson モデルを使用してフィールドを計算します。

この box は、オプションダイアログを開かずに Transformer と Inductor タブでの緑/赤 LED ボタンを押すことによってチェックをオン/オフすることができます。

Gap location:

パーセントか中心脚長さとして、あらゆるエアギャップの中心に置きます。デフォルト値は 50 で、真中にギャップを置きます。

Gap Coefficient:

デフォルト値は .5 で、ギャップがコアの中心脚と外側脚との間に分割された場合、単一のギャップとして .5 が使用されます。ギャップの分割は、半分にギャップフィールドを縮小します。銅損失に誘導されたギャップは 4 ファクタであるギャップフィールドの二乗に縮小される

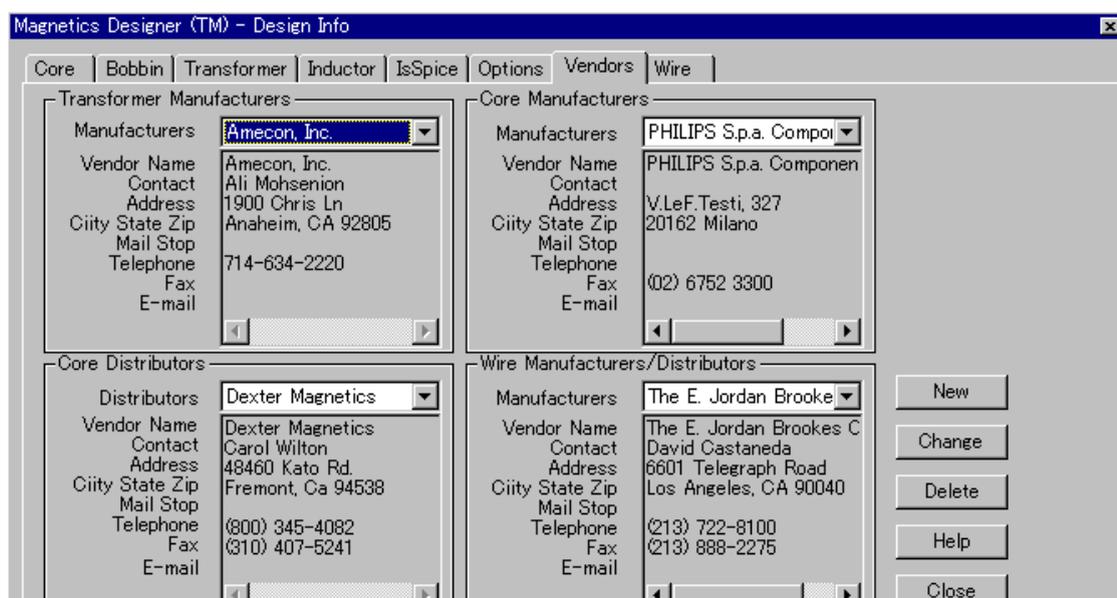
ことで、銅損失に対する貢献は外側脚ギャップにまったくクレジットされません。

ギャップ磁束密度用のこの値を使用し、MD 計算のために 0 を入力します：

ギャップ磁束密度の自動計算を無視することを許可し、ユーザ磁束ユニットで自分の値を加えることを可能にします。ワイヤが全体の磁路長の周りに均等に巻きつけられない場合、MD は、コアのより高い磁束を計算します。

さらに、ここで入力する値の計算は巧妙であるので、表面の近くに集中する磁束用の傾向はさらに、シミュレートされます。1u のような小さな値はギャップ損失を除去するので、ユーザは、より鮮明な図を得ます。

## Vendors スクリーン



Vendors スクリーンは、トランスメーカー、コアメーカー、コア代理店およびワイヤメーカーのデータベースを含んでいます。

ユーザは、あらゆる入力を変更もしくは削除することができ、データベースにあらゆる希望のベンダを加えることができます。

一度ユーザが particular (Add, Change, もしくは Delete) ダイアログを exit すれば、ユーザが作成したあらゆる追加、変更あるいは削除は直ちに保存されます。変更を保存するには、Magnetics Designer を exit する必要がありません。

リストに新しいベンダを追加するには；

- New ボタンをクリックしてください。希望のカテゴリを選択してください。

- ・ 希望のデータを入力してください。ユーザが入力されたデータを保存し、他のベンダを追加したいならば、Save を選択してください。

ユーザがデータ・ベースを追加することをやめたければ、Close を選択してください。

ユーザが新しいベンダを保存してなければ、ユーザがダイアログを閉じる前に、そうするように促します。

Vendor 入力を変更するには；

- ・ Change ボタンをクリックしてください。編集したいカテゴリを選択してください。情報を変更したいベンダの名前を選択してください。

- ・ 希望のデータを入力するもしくは変更してください。

入力されたデータを保存し、多くの変更を作りたければ、Save を選択してください。データベースを変更することをやめたければ、Close を選択してください。

変更を保存してなければ、ダイアログが閉じられる前に、そうするように促します。

ベンダを削除するには；

- ・ Delete ボタンをクリックしてください。ベンダを削除したいところからカテゴリを選択してください。

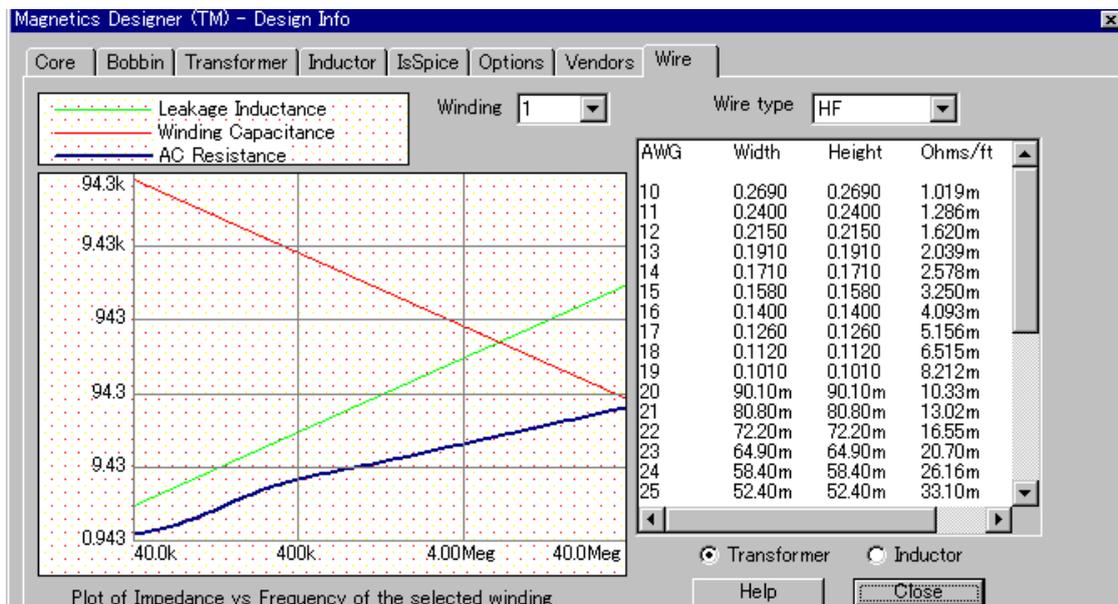
- ・ 削除したいベンダの名前をクリックしてください。

強調されたベンダを削除し、他のベンダを削除したければ、Delete を選択します。

名前を削除することをやめたければ、Close を選択してください。

ベンダがハイライトされた場合、データベースからベンダを削除したいかどうか尋ねられるでしょう。

## Wire スクリーン



Wire スクリーンは 2 つの別個の機能があります。

左の上のグラフは、ユーザが設計した各巻線の AC 抵抗、漏れインダクタンスおよび巻線容量の周波数に対するインピーダンス変化を見るために使用されます。

グラフレジェンド右にある winding ポップアップから希望の巻線を選択することによって異なる巻線の異なるグラフを見ることができます。

グラフは、ユーザの波形の高調波は基本波から増加するものとして、ユーザが望む損失に多くの推測を提供します。

(矩形波動作に関しては 4 章および AC 抵抗, AC Resistance を参照)。

右の図表は、AWG が等価のゲージ(ヨーロッパワイヤ用)、寸法、Ohms/foot、そして利用可能な異なるワイヤのタイプのエリアを見るために使用されます。

エリアコラムを見るためには、図表をスクロールしなければなりません。

図表で表示されるワイヤ特性は、インピーダンスがグラフで表示されるワイヤと同じでないかもしれません。

図表は、図表の上のポップアップに表示された、Wire Type によってのみコントロールされます。

フォイルについては、Magnetics Designer は、foil ワイヤファイルでリストされた厚さに基づく、等価なゲージのテーブルを作成します。

高さが厚さである一方、width はウィンドウの長さです。

PCB トレースについては、Magnetics Designer は等価なゲージテーブルを作成します。

テーブルの制限は、ユーザ設計の特性とワイヤファイルの設定に依存します。

width は、pcb ワイヤファイルで表示される、最小トレース幅によって設定される最小幅(一番高いゲージ)です。

フォイルと pcb トレースの特性は現在選択した形状に依存して変わります。

## Reports 生成

磁気デバイスのための完全な実行レポートを生成するには;

- ・最初に、有効な設計を構築してください。全パラメータが初期化されているため、少なくとも 1 回 Apply (Transformer か Inductor スクリーンの Apply ボタン) を行います。

- ・Magnetics Designer タイトルバーの下の Repots メニューをプルダウンして、Transformer Summary か Inductor Summary のいずれかを選択してください。

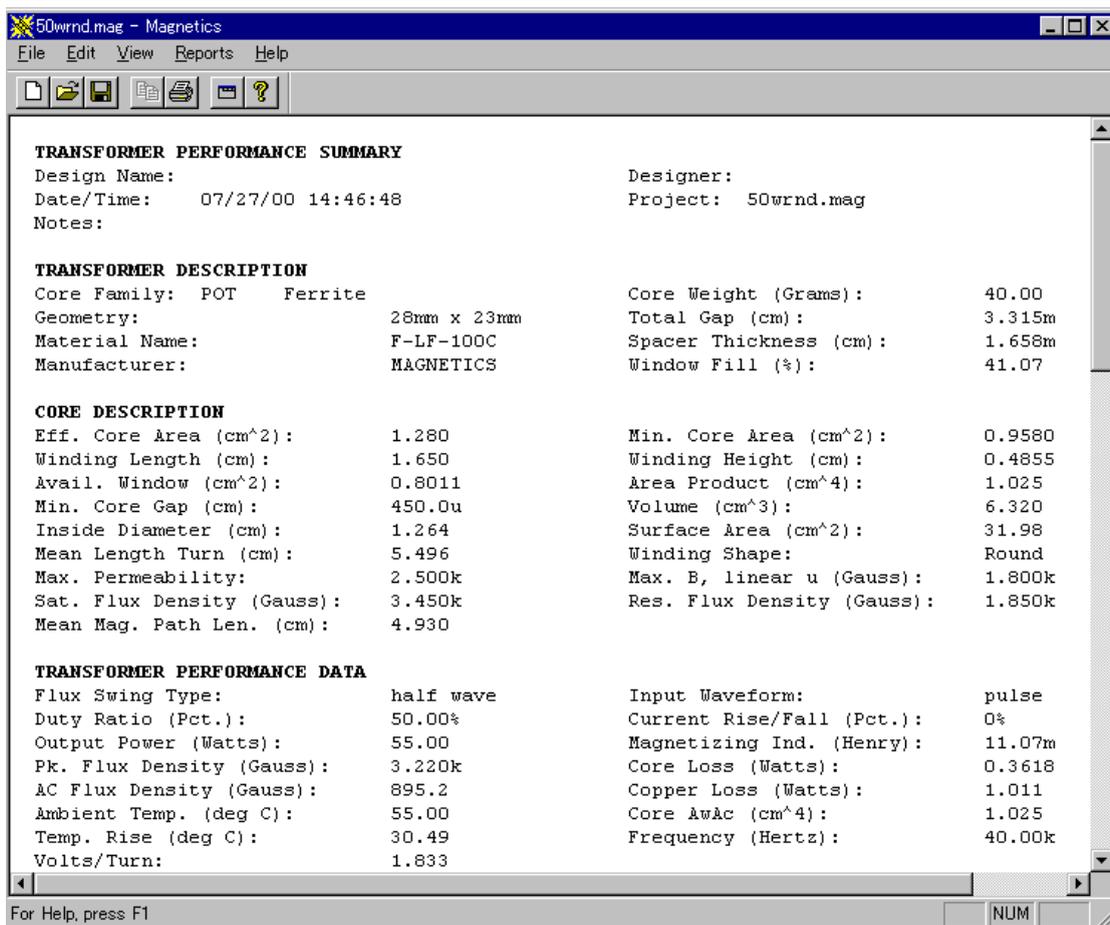
レポートは、Design Info スクリーン(タブのついたダイアログ)の後ろの主要なウィンドウで生成されます。

ユーザは完全なレポートを見るために、Toggle Design Info ボタンをクリックするか、Design Info ウィンドウを移動することができます。

ユーザの磁気デバイス用の巻線シートを生成するには;

- ・最初に、有効な設計を構築してください。全パラメータが初期化されているため、少なくとも 1 回 Apply (Transformer か Inductor スクリーンの Apply ボタン) を行います。  
てください

- ・Magnetics Designer タイトルバーの下の Repots メニューをプルダウンして、Transformer Winding Sheet か Inductor Winding Sheet のいずれかを選択してください。



モニタが可能な場合には、全レポートを見るために主要のウィンドウのサイズを調節することができます。

ディスクへのレポートを保存するには;

- ・ Reports メニューから希望のレポートを選択して下さい。
  - ・ File メニューから Save Report 機能を選択して下さい。
- りレポートをセーブするディレクトリ報告書を訊かれるでしょう。

全てのレポートは、あらゆるテキストエディタで編集することができる ASCII テキストファイルで保存されます。

## Report データのコピー

ウインドウズ・システム・クリップボードにレポートをコピーするには;

・レポートウィンドウをクリックしてください。Edit メニューから Select All を選択して下さい。コントロール+C を押すか、Edit メニューから Copy を選択して下さい。

ユーザは、他のプログラムへ行き、レポートからテキストをペーストします。

レポートウィンドウを見るには、ユーザは Design Info ダイアログを切らないといけません。

これを実行するには、View メニューの Design Info メニュー項目をアンチェックしてください。

## 第3章 コアデータベース

### コアデータベース

Magnetics Designer の中心部はコア情報のデータベースです。

このデータベースの情報は、コア材質と形状を記述するために使用されます。

ユーザはトランスとインダクタを設計するために使用します。

この膨大な量の情報を処理を容易にするには、データベースは、Magnetics Designer ディレクトリに配置された、Mtl.Xls と呼ばれるエクセルファイルとして分類されます。エクセルファイルの内容は分離したシートに分けられます。

Material シートは、コアの B-H とパワー損失特性を記述します。

Geometry シートはコアとボビンの形状を記述するデータを持っています。

Core Loss と Permeability シートには材質データパラメータを測定するために使用する計算機があります。

コアデータベーススプレッドシートの出力は、Magnetics Designer がトランスまたはインダクタを作るために使用する、二つの分離したファイル、Mtl.Lib と Geo.Lib です。これらのファイルは個別に Material と Geometry シートからのデータを持っています。両方のファイルはコンマ区切りの ASCII テキストファイルです。

## コアデータベースを開く

コアデータベースファイル、Mtl.Xls は Magnetics ディレクトリ内に配置されます。  
このファイルを開くためには、いずれか、

- ・ Magnetics プログラムグループのアイコンをダブルクリックするか、または
- ・ ファイルマネージャまたは Windows のエクスプローラからファイル名前をダブルクリックします。
- ・ Enable Macros タブでクリックします。

## コアデータベース・ダイアログ

コアデータベースファイル、Mtl.Xls が開かれると、コアデータベースダイアログ(下に示す)が表示されます。

The screenshot shows the 'Core Database' dialog box. It features a 'Family' dropdown menu at the top. The dialog is split into two main sections: 'Material' on the left and 'Geometry' on the right. The 'Material' section contains dropdown menus for 'Vendor' and 'Material', a 'CoreLoss Calculat' button, and input fields for 'm', 'n', and 'Kp'. Below these are 'Permeability Calcu' and input fields for 'BSat', 'USat', 'B1', 'U1', and 'Br'. An 'Add Materi' button is located at the bottom of this section. The 'Geometry' section includes a 'Geometry' dropdown, an 'Area' field with a color selection icon, and a grid of input fields for 'Core Area', 'Core', 'Min. Core', 'MPL', 'Surface', and 'Min. Core'. To the right of these are fields for 'Window', 'Turn', 'Inner', 'MLT', and 'Cost' (with a value of 0). A 'GapOK' checkbox is checked. An 'Add Geometry' button is at the bottom of this section. A 'Save' button is centered at the bottom of the dialog.

ダイアログは、個別の Material と Geometry シートに格納された材質と形状パラメータを表す二つのメインセクションに分割されます。

ダイアログへの入力ネームはこの章の後の方で参照する名前に対応します。  
これらの名前は別々にシートのトップに現れます。

material と geometry セクションの外側に現れた唯一のデータアイテムは Family Name です。  
この入力 は material と geometry をリンクする関連キーとして使用されます。  
この入力 は他の入力を記入する前に記入しなければならない。

save ボタンはダイアログを消し、新たなライブラリファイル、Mtl.lib と Geo.lib を作成します。

Add ボタンはコアデータベースに材質または形状用の新たなコア特性を追加します。

## 新たな材質、形状の追加

新たな材質または形状は、新たな入力を完璧にタイピングするか、既存の入力を選択しそれを修正することによって追加されます。

データベースにある既存の材質か形状入力を修正することを選択した場合、部品の重複を防止するために材質または形状の名前を変更します。

いずれかの場合、入力は以下に示された順番で完成します。

- ・ Family Name を選択するか、新たなものを入力します。

新たな材質を入力する場合

- ・ ベンダネームを選択するか、新たなものを入力します。
- ・ 独自の材質 and/or 形状ネームを入力します。

最初の節で話したとおり、このネームは重複を防止するために独自にしなければなりません。多くの情報については、Material シートと Geometry シートのセクションを参照してください。

- ・ コア材質 and/or 形状特性を入力します。
- ・ Add Material and/or Add Geometry ボタンをクリックします。

材質または形状用の新たな Family Name を追加する場合、Magnetics Designer 用の新たなライブラリファイルを作成する前に、同じ Family に対応する形状もしくは材質を入力しなければならない。

## Material、Geometry 入力の削除

データベース入力を削除するために；

- ・ESC キーを押すか、Save ボタンを選択することによって、コアデータベースダイアログを消します。

- ・削除したい入力が含まれている、Material か Geometry シートをアクティブにします。

- ・Microsoft Excel ドキュメンテーションで記述された手順を使用して入力を削除します。

Intusoft によって配分されなかった全データは、シートの底に現れます。

赤い線は Intusoft によって供給されたデータのエンドにマークをつけます。

material か geometry を削除し、削除が FamilyName への最後のリファレンスを消去する場合、同じ Family Name で対応している材質か形状を全て削除します。

## コアデータベースを閉じる

save ボタンを選択した後、コアデータベースダイアログが MagneticsDesigner 用の新たなライブラリファイルを作成し、スプレッドシートを開いたままにします。

データベースを閉じるには；

- ・Excel のファイルメニューから Exit 機能を選択します。

## Material シート

コアデータベースの Material シートは、コアの材質特性(B-H とパワー損失)に関連した情報を格納するのに使用されます。

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
1	Family Name	Vendor Name	Material Name	m	n	Kp	Bsat	Br	UI	BI	Usat
2	Cut C 1mil Shell	MAGNETICS	Orthonal	1.26	1.37	5.24E-11	14800	15000	14000	11000	75
3	Cut C 1mil Shell	MAGNETICS	Permalloy 80	1.492	1.86	4.16E-14	7700	6200	25000	5000	167
4	Cut C 1mil Simple	MAGNETICS	Orthonal	1.26	1.37	5.24E-11	14800	15000	14000	11000	75
5	Cut C 1mil Simple	MAGNETICS	Permalloy 80	1.492	1.86	4.16E-14	7700	6200	25000	5000	167
6	Cut C 2mil Shell	MAGNETICS	Orthonal	1.4	1.28	5.98E-11	15000	15000	14000	11000	75
7	Cut C 2mil Shell	MAGNETICS	Permalloy 80	1.79	1.52	6.03E-14	7400	6200	25000	5000	167
8	Cut C 2mil Shell	MAGNETICS	Supermendur	0.91	1.31	2.88E-09	21000	21000	30000	19000	11
9	Cut C 2mil Simple	MAGNETICS	Orthonal	1.4	1.28	5.98E-11	15000	15000	14000	11000	75
10	Cut C 2mil Simple	MAGNETICS	Permalloy 80	1.79	1.52	6.03E-14	7400	6200	25000	5000	167
11	Cut C 2mil Simple	MAGNETICS	Supermendur	0.91	1.31	2.88E-09	21000	21000	30000	19000	11
12	Cut C 4mil Shell	MAGNETICS	Supermendur	1.25	1.39	1.93E-10	21000	21000	30000	19000	11
13	Cut C 4mil Simple	MAGNETICS	Supermendur	1.25	1.39	1.93E-10	21000	21000	30000	19000	11
14	E Powdered Iron	MICROMETALS	-18 (K1-K2)	0.7143	2.2791	3.29E-11	6774	940	55	704	8

このシートの各ラインは新たなコア材質を表します。各コラムはコア特性を表します。各コア材質は一般的にそれに関連した複数の形状を備えます。これらの形状は同じ Family Name を持ち、Geometry シートに配置されます。

以下のセクションは、Material シートの各入力と、正しい値を測定するのに必要なステップを解説します。

#### Family Name

FamilyName は material と geometry をリンクする関連オペレータとして使用されます。各 Family Name に関する、Material シートと形状もしくは同じ Family を持つ形状のセットの材質でなければならない。

この入力は、31 キャラクタの長さをこえてはいけません。

この名前の長さの実際の限界は、ユーザコンピュータのディスプレイ設定によります。ネームは可能な限り短く記述します。

Family Name のよい例として、“Toroid MPP125u” があります。

この Family Name は、125u MPP 材質、コア材質を有効にするトロイダル形状の設定を記述しています。

#### Vendor Name

このコラムはコア材質製造会社の名前を表します。このコラムの長さの限界は Family Name と同じです。以下のテーブルはこのコラム用の妥当な入力を挙げます。

実際名	入力名
Arnold Engineering	Arnold
Ferroxcube	Ferroxcube

## Material Name

全てのベンダはプロダクトラインに合った命名規則を持っています。

但し、これらの命名規則は万能ではありません。そのため、異なるベンダは同じ材質を製造し、異なるネームを使用するようです。

Magentic Designer の正確さを改善するために、指定する使用範囲での各材質を特徴付けます。例を挙げると、パワー損失カーブは周波数設定用に供給されるけれども、入力周波数範囲を超えての特徴は正確にモデル化しません。そのため、材質は、パワー損失計算の正確性を改善するために、より小さい周波数範囲を特徴付けます。

同様のテクニックは温度効果を計算するために、使用されます。

これらのトピックは後のセクションで多く記述します。

いくらかの名前は材質を表すために使用されます。名前は最適使用範囲を明確にあらわすのに十分に記述するべきですが、ストリング長さの制限を越えてはいけません。

良い Material Name のいくつかの例は ;

Material Name	Region of use
3F310K50K_100C	10KHz - 50KHz at 100
3C85-HF-25C	Below 100KHz(LF) at 25

m,n そして Kp

三つのコア損失係数は製造会社の損失カーブから計算されます。

周波数の機能、磁束密度、そしてコア体積としてのコア損失の一般的な方程式を以下に挙げます。

$$P_{core} = Vol * K_p * B^n * f^m$$

$P_{core}$  はコア損失(ワット),  $Vol$  はコア材質の体積( ),  $B$  はピーク交流磁束密度( ガウス ),  $f$  は動作周波数 ( Hz ),  $K_p$  はコア損失乗数、  $n$  は  $B$  の指数、そして  $m$  は  $f$  の指数です。

特に、コア損失はログ-ログ紙で一定周波数カーブのシリーズとしてプロットされます。そこでは各プロットが直線です。上記の方程式が直線としてプロットする方法を明示する

ためには、損失方程式の両サイドのログをとります：

$$\text{LOG}(P_{\text{core}}) = \text{LOG}(K_p) + n\text{LOG}(B) + m\text{LOG}(f)$$

周波数一定で、コア損失が、二つの異なる磁束密度 B1 と B2 を計算した場合、二つの方程式が書き出され、同時に n のために以下のように解かれます：

$$\text{LOG}(P_1) = \text{LOG}(K_p) + n\text{LOG}(B_1) + m\text{LOG}(f_0)$$

$$\text{LOG}(P_2) = \text{LOG}(K_p) + n\text{LOG}(B_2) + m\text{LOG}(f_0)$$

初めの方程式から 2 つめの方程式を引くと、n の式が解けます。：

$$n = (\text{LOG}(P_1) - \text{LOG}(P_2)) / (\text{LOG}(B_1) - \text{LOG}(B_2))$$

さらに、磁束密度が一定で、二つの異なる周波数の機能でのコア損失の二つの方程式を書き出すことができます。二つの方程式が引かれると、m の式が解けます：

$$m = (\text{LOG}(P_1) - \text{LOG}(P_2)) / (\text{LOG}(f_1) - \text{LOG}(f_2))$$

m と n の両方が分かると、元の方程式を使用して Kp を解くのが簡単になります：

$$K_p = P_1 / (B_1^n \cdot f_1^m)$$

Core Loss calculator は、エラーの平方の統計を最小化する係数を計算するために、線形回帰を使用します。

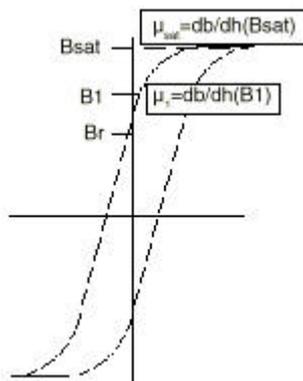
そのため、Core loss calculator は一般に 3 データポイントから損失を計算するより、もっと正確な見積もりを結果として出します。

動作周波数と磁束密度の近くにあるデータ値を使って概算が実行される場合、よりよい予測が得られます。たとえば、100kHz, およそ 1000 ガウスで動作するトランスを設計する場合、50kHz から 200kHz と 500 から 2000 ガウスまでのデータポイントを使用します。

Bsat

製造会社は、通常、25 , 10 ~ 15 エルステッドで飽和磁束密度を指定します。

しかしながら多くの場合、この指定した値の近くで動作するトランスを設計するのは賢明ではありません。



上図に示すように、磁束密度が  $B_{sat}$  にたどり着くと、透磁率(と磁化したインダクタンスのようなもの)は、とても急速に落ちます。

さらに、上昇した温度では、 $B_{sat}$  は明らかに 25 より低いです。

そのため、コンサーバティブ設計生成のために、最大動作温度で 1 エルステッドオーダーの磁力で  $B_{sat}$  を選択することは価値があります。

たとえば、15 エルステッドで 4300 ガウスの指定された  $B_{sat}$  をもつ J 材質 (Magnetics) を考えましょう。

100 ,1 エルステッドの B-T カーブを推定すると、磁束密度はおよそ 2400 ガウスです。さらに透磁率対磁束密度カーブを参考にして、2400 ガウス,100 での透磁率はおおよそ 2000 で、それは 25 3000 ガウス値の三分の一です。

飽和磁束密度  $B_{sat}$  は、B-H ループカーブから 1 エルステッド、100 磁束密度値であることが推測されます。

より低い動作温度では、多少大きい値が選択されます。

しかし、これは設計者が判断します。

設計制限として 2 エルステッドと同じくらい高い最大磁力を使用する設計者のために、フォワードコンバータトランス ( $B_r$  と等しい磁束密度での DC オフセットがある場所) の場合では通常ありません。

大体、このような場合、残留磁束密度を減らし、磁化したインダクタンスを安定させる小規模のギャップがあります。

しかしながら、コントロールループのスピードと電流制限回路に基づいて、大きなポジティブ・ライン・トランジェントの間、プライマリにボルト-セカンドを追加することはコアが飽和を起こす可能性があることを設計者は気づくべきです。

$B_r$

残留磁束密度は通常 3 つの方法から決定されます。時々、データシートで  $B_r$  を単純にリス

ト化しています。

交互に、B-H カーブがある場合、磁力が 0 エルステッドである場合、Br は磁束がリターンする磁束密度です。

時々、保磁力(Hc)が指定されます。この場合、Br は材質の比透磁率 Hc タイムと大体同じです(Hc は磁束密度を 0 に戻すために必要な磁力です)。

U1

透磁率は温度、磁束密度、そして周波数でたびたび変更されます。

Magnetics Designer は磁化したインダクタンスを計算するコアギャップばかりでなく透磁率も使用します。様々なカーブを再調査し、希望の動作条件に一番適した平均値を選択します。

Magnetics Designer はコア飽和特性を正確にモデル化するために、透磁率は磁束値が B1 以下にあるので B-H ループの傾斜と大体同じです。

たびたび、コアの透磁率は、B-H ループの傾斜よりかなり低い透磁率の値に起因する小さなシグナルコンディション下で指定されます。

しかし、多くの場合、インダクタンスは最初、コアの透磁率よりむしろ、ギャップの長さによってコントロールされます。

透磁率のブナ見積りの影響だけは、コアが飽和し始めると同じく、磁化したインダクタンス計算で正確に減らされます。

鉄や molypermalloy を動力とするような他の材質はとても低い初透磁率(10 から 200 まで)を備えます。

この場合、ギャップは必然的に求められず、インダクタンス予測の正確さは透磁率の正確さより、よくありません。

さらに、透磁率はたびたび、交流磁束密度を使って明確に変更されます。

そのため、コア損失係数ばかりでなく透磁率も妥当に適合されている、異なる交流磁束密度用のいくつかのデータ設定を生成するのに優れています。

最小ギャップから透磁率の結果が  $u_{max}$  より大きい場合、Transformer/Inductor スクリーンでのギャップ表示は上がって適合されるでしょう。

B1

B-H ループの傾斜が減少し始める磁束密度です。

DC バイアスがこの値以上に増加することによって、インダクタンスは減少します。  
B1 は、材質の B-H ループを表す方程式をフィットさせたカーブに対する Magnetics Designer  
によって使用される四つのデータポイントの一つです。  
このデータは通常、製造データシートから抽出されます。

製造会社が DC バイアスの機能として透磁率のグラフを供給すると、Permeability  
calculator は B-H 特性を測定するために使用されます。Calculator は、透磁率 対  
DC バイアス グラフからのデータを使用し、B-H ループ(B1、u1、Bsat、usat)を描くのに  
一番可能な係数を計算するために線形回帰アルゴリズムを使用します。

透磁率は本来、H1 より低いいくらかの磁力であるために一定であるとアルゴリズムは推定  
します。B-H 関係はリニア(B=uH)であるということです。

H1 より大きい H の値に關すれば、透磁率は指数的に 1 に近くなります。

$$u(H)=K1(e^{(-K2(H-H1))})+1$$

これらの推定は、普通、動力とされる鉄や molybdenum alloy コアにとって合理的で正確です。  
いくつかの不正確は、磁束密度がとても高いとき、結果が出ます。  
なぜなら、磁束リンクエッジの明確なパーセンテージはコア材質の外側に起きるからです。  
そのため、有効エリアとコアの磁路長が磁気回路を正しく定義しないために、インダクタ  
ンス計算機は明確なエラーを備えます。

#### 飽和透磁率

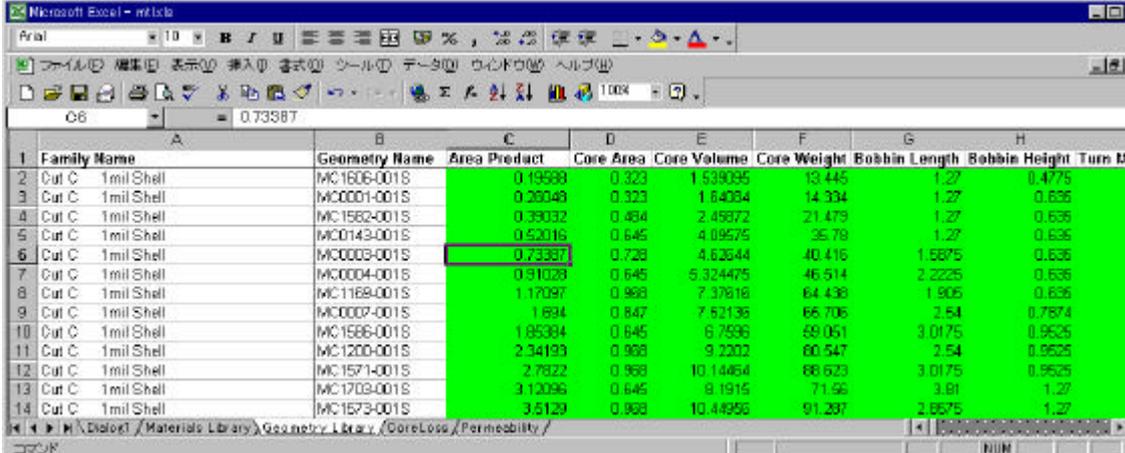
Usat は Bsat の定義された値での材質の透磁率です。Bsat は H=1 エルステッドで定義され  
る場合、Usat は 1 エルステッドでの B-H ループの傾斜です。

フェライト材質に關すれば、飽和した透磁率は普通、20 と 100 の間です。  
B-H ループが利用できない場合、50 のオーダーでいくらか選択します。

材質特性が、コンベンショナル B-H カーブではなく、透磁率 対 DC バイアスカーブによっ  
て記述された場合、Bsat を計算する permeability calculator を使用します。  
線形回帰アルゴリズムによって予測された場合、透磁率が最初の値の 10%傾いた磁束密度と  
して Bsat は定義されます。

## Geometry シート

コアデータベースの Geometry シートはコアの形状特性に関する情報を格納するために使用されます。



1	Family Name	Geometry Name	Area Product	Core Area	Core Volume	Core Weight	Bobbin Length	Bobbin Height	Turn M
2	Cut C 1mil Shell	MC1606-001S	0.19599	0.323	1.53895	13.445	1.27	0.4775	
3	Cut C 1mil Shell	MC0001-001S	0.20049	0.323	1.64054	14.334	1.27	0.636	
4	Cut C 1mil Shell	MC1562-001S	0.35032	0.454	2.45972	21.479	1.27	0.636	
5	Cut C 1mil Shell	MC0143-001S	0.52016	0.645	4.09575	35.79	1.27	0.636	
6	Cut C 1mil Shell	MC0003-001S	0.73337	0.728	4.62644	40.416	1.5875	0.636	
7	Cut C 1mil Shell	MC0004-001S	0.91028	0.645	5.324475	46.514	2.2225	0.636	
8	Cut C 1mil Shell	MC1169-001S	1.17097	0.998	7.37616	64.436	1.905	0.636	
9	Cut C 1mil Shell	MC0007-001S	1.694	0.847	7.52135	66.705	2.54	0.7874	
10	Cut C 1mil Shell	MC1566-001S	1.85394	0.645	6.7596	59.051	3.0175	0.9525	
11	Cut C 1mil Shell	MC1200-001S	2.34193	0.998	9.2202	60.547	2.54	0.9525	
12	Cut C 1mil Shell	MC1571-001S	2.7822	0.998	10.14454	66.623	3.0175	0.9525	
13	Cut C 1mil Shell	MC1703-001S	3.12096	0.645	8.1915	71.56	3.81	1.27	
14	Cut C 1mil Shell	MC1673-001S	3.5129	0.998	10.46256	91.297	2.8575	1.27	

シートの列は異なるコア材質形状を表しています。コラムは、形状の表示を記述するデータ要素を表します。

各コア形状は、Family Name が同じであるコア材質を持たなければならない。

形状の表示はコアとボビンの大きさを含んでいます。

そのため、コアとボビンのデータにアクセスする必要があります。

多くの場合、製造会社はコアとボビンの両方の形状シートを含んだデータシートを供給します。

いくつかの場合は、多くのコアはテーブル内で一緒にリスト化され、ボビンデータは他の場所にリスト化されます。

コア製造会社はボビンを供給しないという可能性もあります。

そのような場合、コイルフォームは fiberglass tubing から作成されるか、ボビンは他の供給者から手に入れます。

トロイダルコアはボビンまたはエアギャップをまったく備えていません。

これはコア形状データを入力する際に、特別な考慮が求められます。

次のセクションで、そして章の終わりでリストした例で、特別な計算を要求するあらゆるコア形状のために、特別な注意が与えられます。

### Family Name

Material セクションで説明したように、この入力には Material と Geometry ライブラリをリンクする関連オペレータとして使用されます。

すべての Family Name 用の材質と少なくとも一つの形状入力があります。名前は 31 キャラクタより少なくします。

string の長さは 31 キャラクタであるけれども、多くのスクリーンはキャラクタの全てを表示しません。Family Name は可能な限り短く記述します。

#### Geometry Name

コアは Family Name 内にある他のコア形状との名前を区別するためにふさわしい、独自の名前を与えます。

一般に、コアはインダストリを超えた公平なユニフォームである名前を与えます。たとえば、7mm x 4mm ポットコアは多くの異なるベンダから得られます。

重複する形状は Geometry Name が異なる Family Name に属している限り許可されます。

#### Area Product

Area Product は有効なコアエリアと有効なウィンドウエリアを掛けることによって自動的に計算されます。有効なウィンドウエリアはボビンの高さで長さを掛けて計算されます。

このパラメータはコアのパワー操作能力の測定として使用されます。

ライブラリファイル、Geo.lib が作成されると、全コアはファミリネームとエリアプロダクトにしたがって、格納されます。これは Magnetics Designer が一番よいコアをすぐに見つけるようにします。

#### Effective Core Area

多くのベンダはデータシートで有効なコアエリアをリスト化します。時々、データは平方センチメートルです。; 時々、データは平方インチです。有効なコアエリアは平方センチメートルで入力します。

カットC コアのようなコアを巻き付けたテープは、コアのグロスエリアをリスト化します。有効なエリアは、テープの厚さの機能として変更されるスタッキングファクタを使用して計算されます。

そのため、コアを巻き付けたテープを使って作業する際、分離した入力は各ファイルの厚さを求められます。

#### Core volume

コア体積はコア損失を計算するために、Magnetics Designer によって使用されます。コア損失は直接、体積に比例します。

時々、コア損失は重量を考慮して指定されます。

重量が直接体積に比例されることによって、同様にシステムは妥当なものになります。  
しかしながら、Magnetics Designer は cgs ユニットに入力されるデータを要求します。

コア損失係数は、体積毎のワット内に明示されたカーブから引き出されます。  
ここで入力された体積とコア損失係数を計算するために使用された体積は で示されます。

#### Core Weight

コア重量は最終のインダクタかトランスを評価するために使用されます。  
コア重量はグラムで入力されます。Magnetics Designer は、ここで供給されたコア重量、  
巻線情報から計算された銅重量を統計することによって、最終のコア重量を計算します。  
Weight User Define Button の方程式を変更することによって追加重量を備えます。  
より多くの情報は User Data Input/Output フィールドを参照してください。

#### Window Length

ウィンドウの長さは、ボビンがないことを想定して、単層巻線用の最大巻線の長さです。  
この規格は通常データシートにリスト化されます。  
Magnetics Designer によって生成されたボビンデータに連結したウィンドウの長さは巻線  
用に許可されたエリアを確定します。

トロイドコアに関しては、ウィンドウの長さはコアの内部の周辺長です。  
 $L_b = A_{win} / H_b$

#### Window Height g

ウィンドウの高さはコアの脚かセンタポストからコアウィンドウの外側の端までの距離で  
す。標準的なボビンに関しては、この規格はデータシートにリスト化されます。  
トロイダルコアに関しては、高さはウィンドウの長さによって、分割されたウィンドウエ  
リアです。ウィンドウエリアは一般的にプロダクトドキュメントで指定されます。

#### Turn Multiplier

ターン乗数は最初の層でシングルターンの長さを計算するために使用され、ボビンの内径  
の値に基づいています。コアに circular センターポストがある場合、乗数は 3.14 です。  
ボビンが四角形である場合、コアはトロイドで、またはボビンが変則的な形を備える場合、  
乗数は 4 にあります。

#### Minimum Core Gap

最小コアギャップは、コアの二つの一致する表面間の荒れた表面に有効なギャップです。最小ギャップはインダクタファクタである  $AI$ 、 $AI$  に指定された状態での透磁率、コアのエリア、そして以下の方程式を使用する磁路長に基づいて計算されます。

$$\text{gap} = (.4 \text{ Acore} * (10^{-2})) / (AI - l_{\text{core}} / \mu_r)$$

この方程式の透磁率は  $AI$  を決めるために使用されたテスト条件から決められます。たとえば、注意されたところを省いて、 $AI$  用の全マグネティック R データは、5G と 25 で測定されます。25 用の  $u$  vs  $B$  グラフを使用すると、透磁率は決定されます。

例を挙げると、P マテリアルから作られた 2020PQ コアは、2.41H/1000 ターン(25 においては 5 ガウス)の  $AI$ 、4.54cm の  $al_{\text{core}}$ 、0.62 の  $A_{\text{core}}$ 、そして 2600 の透磁率(25 で 5 ガウス)を備えます。上記の方程式を使用してギャップを見つけます。

$$\text{gap} = .4 (.62)(10^{-2}) / (2.41 - 4.54 / 2600) = 1.49(10^{-3}) \text{ cm}$$

#### Magnetics Path Length(MPL)

磁路長は通常、データシートの始まりの近くに指定されます。路長が与えられない場合、様々な磁束路の平均円トリップ距離を計算することによって適応されます。

磁路長は磁化したインダクタンスを予測するために、コアの磁気抵抗を計算用に使用します。

Magnetics Designer は自動的に、ギャップの長さ、コア比透磁率、そして磁路長に基づいたギャップがある場合、有効な  $B_r$  を計算します。

#### Inside Diameter

Magnetics Designer に入力されたボビン情報に連結した内径は、初めのレイヤ上にあるターンの長さを計算するために使用されます。

円ボビンに関しては、内径はコアセンタポストの直径と同等です。四角形ボビンに関しては、直径は 4 で分けられたシングルターンの長さと同じく定義されます。

$$ID_b = (H + (OD - ID) / 2) / 2$$

トロイダルコアに関すれば、内径( $ID_b$ )は最初の層にあるターンの長さの 1/4 一定です。

#### Surface Area

完成したトランスの表面エリアは、温度上昇を予測するために使用されます。

表面エリアの保存性のある推定は、トランスの周りのボックスかシリンダを描くか、simpler シェイプの表面エリアを見つけることによって得られます。

一般に、トランスの表面にある不規則なところは、総表面エリアを増やし、そのため、simpler モデルによって予測されたものより低い温度上昇になります。

製造会社は、時々、温度上昇対パワー損失を予測するカーブを供給します。

このカーブは以下の方程式を使用して等価の表面エリアを計算するために使用されます：

$$A_{surf} = (710 P_{diss}) / \Delta T_{rise}$$

ここで、 $A_{surf}$  は表面エリアで、 $P_{diss}$  はパワー損失で、そして  $\Delta T_{rise}$  は温度上昇です。

トロイダルコアに關すれば、表面エリアは以下の式を使用し計算されます。

$$A_{surf} = \frac{\pi}{2} \text{Dia}^2 + \text{Dia} \text{Ht}$$

$$\text{Dia} = \text{OD} + 0.275 \text{ID}$$

$$\text{Ht} = \text{H} + 0.55 \text{ID}$$

H はトロイダルの高さで、OD は外径で、そして ID は内径です。左の図をご覧ください。

#### MLT

MLT はウィンドウが完全にワイヤでいっぱいになっていることを想定して、ターンごとの中間の長さです。

このパラメータは、市販のポピン用のデータシートに通常リスト化されるか、ポピンがワイヤの半分であるところの層に置かれているターンの長さを計算することによって適応されます。MLT はコア選択アルゴリズムで使用されるのみです。

抵抗の予測では、実際のワイヤの長さは、巻線と絶縁のために、あらゆる構築を加えるポピン内径に基づいて使用されます。

トロイダルコアに關すれば、MLT はウィンドウがワイヤで完全にいっぱいになったことを想定するターンごとの中間の長さです。

内径 (ID) の 55% がワイヤでいっぱいになれば、トロイドは完全にいっぱいになると考えられます。ターンごとの中間の長さは  $MLT = \text{OD} - 0.316 \text{ID} + 2\text{H}$  です。

#### Mimimum Core Area

最小コアエリアは有効なコアエリアよりもっと小さい断面積をもつセクションです。たと

例えば、POT コアのセンタポストは、コアの外側の部分よりもっと小さい断面積を持っています。

コアが飽和することを妨げるために、最小エリアはピーク磁束密度を計算するために使用されます。

通常、最小断面積はデータシートで指定されます。

時々、一番小さくなって現れたコア部分の断面積を計算しなければならない。

トロイダルコアに關すれば、最小コアエリアは有効コアエリアと同じです。

ギャップ OK

このフラッグはインダンス値を適合させるためにコア内のギャップを入力することが OK であることを示します。

多くのコアに關すれば、この値は 1 に設定します。トロイドのようなギャップがないコアは、値を 0 に設定します。

コスト

このデータベース入力 は 現行で、コア形状を不可能にする働きをします。

この入力が 1 より大きいとか同等に値を設定したとき、コアはコア選択アルゴリズムによって無視します。このとき、全 Cost フィールドは 0 に設定されます。

## ギャップがあるコアデータ

ギャップがあるコアの特性は、データベースに直接入力されません。

様々な製造会社はいくつかの形状タイプ用のギャップがあるコアを作成します。

他の場合には、コアは要望するギャップを達成するために機械で作られます。

あらゆる場合において、データベースに入力されたデータは、ギャップがない材質と形状を表します。

ギャップがあるコアは GapOK がコアデータベースダイアログでチェックされるので、Magnetics Designer によって自動的に考慮します。

GapOK がチェックされると、Magnetics Designer は、Transformer と Inductor スクリーンに入力された要求使用を満たすために、ギャップを入力します。

ギャップは User Defined Buttons を通してレポートされます。

(より多くの情報は、User Data Input/Output フィールドセクションを見てください。)

Magnetics Designer が適切なギャップを確定するとすぐに、値は製造会社から正しいパートを選択するか、正しい寸法を機械で作るために使用されます。

先にギャップがあるコアを使用してコアファミリを作成する場合、ギャップ OK が FALSE に設定されていることを確かめます。

同じ Family に同じ透磁率を備える全コアを配置します。

一番小さなコアを見つけるために、異なる透磁率を使用する結果を対比する必要があります。それは、Magnetics Designer にギャップを計算させ、そして最も近くにあるあらかじめギャップがあるコアを変更するためにより良く動作します。

ついでにいえば、中脚のシングルギャップのコアは、コアの中脚と外脚の両方に分配されたギャップがあるコアより高い AC 損失を持つでしょう。

## Core Loss Calculator

Core Loss Calculator は、コアパワー損失方程式  $P_{core} = Vol * K_p * (B^n) * (f^m)$  から  $K_p, m$ , そして  $n$  の係数を計算するために線形回帰を使用するエクセルマクロです。

三つのコラムからなるテーブル、 $B$  (ガウスでの磁束密度)、 $f$  (Hz の周波数)、そして  $PL$  ( $W$  でのパワー損失) は線形回帰公式への入力として使用されます。

このテーブルで使用されるデータ値は、製造会社のデータシートから得られ、一般に一定周波数で  $B$  対 体積毎の  $PL$  のログ-ロググラフとして現れます。

グラフから抽出されたデータを入力する場合は、cgs ユニットを使用するのにとっても重要です。

(ERRORS<sup>2</sup>) パラメータと計算されたコア損失 ( $P_{clac}$ ) は、コア損失係数の計算内に含まれたエラーのフィードバックとして表示されます。

(ERRORS<sup>2</sup>) パラメータを 0 に近づけることが望ましいです。

いくつかの場合、それらのエラーを最小化するためにグラフから出たデータを適合させる必要があります。

### データ入力

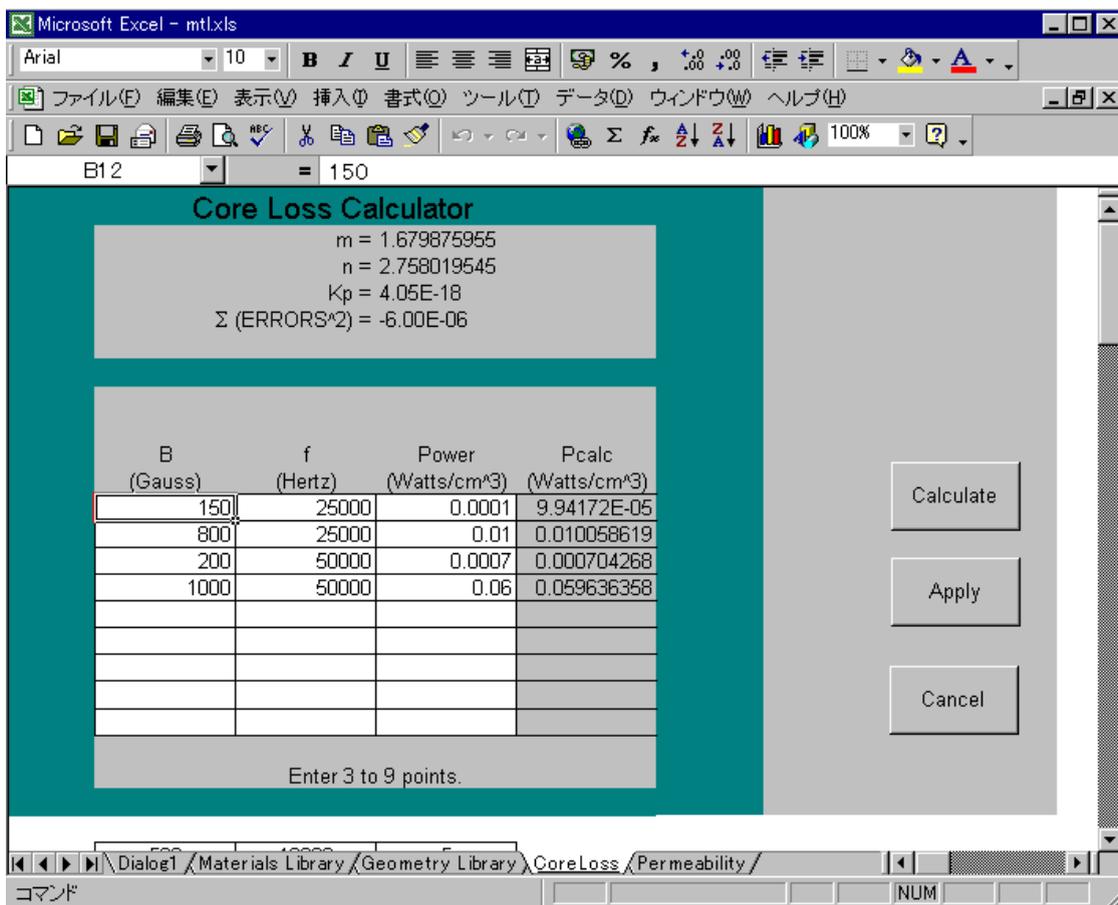
少なくとも、三つの独立したデータポイントは、calculator で正しく係数を推定する前に入力します。

すべての三コラムは全三ポイントのためにうめなければなりません。9 ポイントまで入力できます。

データを入力するには；

- ・ 入力するデータポイントを表すセルをマウスでクリックします。
- ・ 標準な数のシンタックスを使用して数字を入力します。

・ 次のセルに進むために、タブキーか Enter キーを押します。



Calculate ボタンは計算を実行するために使用されます。データが満たされる、いわゆる、(ERRORS^2)は約 0 ならば、Apply ボタンは計算されたデータをコアデータベースダイアログに追加し、calculator を quit するために使用されます。

Cancel ボタンは Material ライブラリに新たなデータを入力することなしに、計算をクリアし、コアデータベースダイアログに戻します。

## Permeability Calculator

Permeability Calculator はコアの B-H 特性に適合する係数を得るために使用されるエクセルマクロです。

二つのコラムテーブルは、エルステッドでの磁力と指定した磁力での比透磁率のパーセン

ページを入力するために使用されます。

このテーブル用のデータは、通常、ur の% 対 H(エルステッド)のリニア-ロググラフとして、製造データブックに表示されます。

グラフからデータを入力する場合には、エルステッドを使用することが重要になります。

データの評価に伴ったエラーのフィードバックとして、(ERRORS<sup>2</sup>)と計算された ur の%が表示されます。それは(ERRORS<sup>2</sup>)が 0 に近づくことが望ましいです。

いくつかの場合、エラー項目を最小化させるために、グラフから出たデータを適合させる必要があります。

この計算の出力パラメータは calculator のトップに表示されます。

初めの四つのパラメータ(u1、B1、usat、そして Bsat)は DC バイアスの機能として材質の B-H 特性を記述するために使用される係数です。

四つの追加的なパラメータ(K1、K2、A1、H1)は、以下の方程式(B>B1 と H>H1 用)を使用する DC バイアスの機能として、磁束密度と透磁率を予測する方程式を定義するのに、前の一定と結合して表示され使用されます。

$$u(H)=K1*K2*e^{(-k2*(H-H1))+1} \text{ or } u(H)=A1e^{(-K2*H)+1}$$

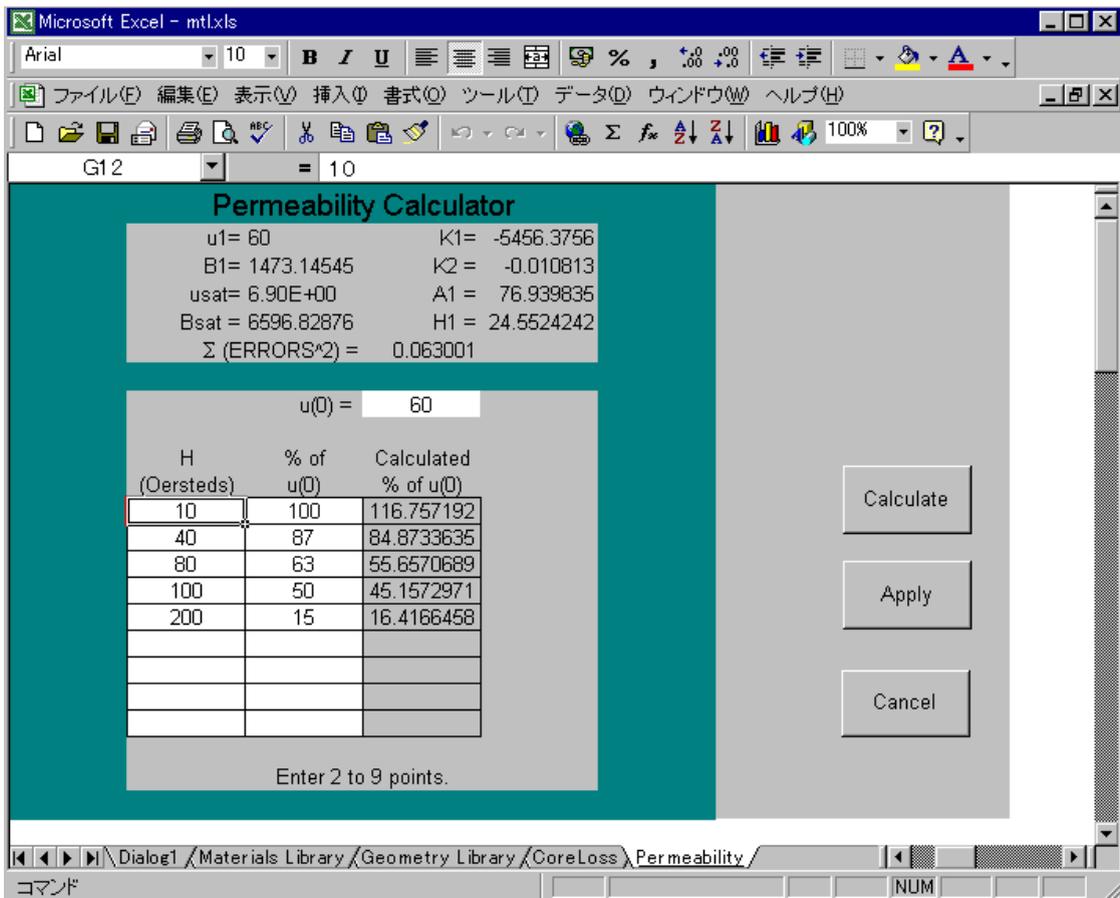
$$B(H)=B1+K1(1-e^{(-K2*(H-H1))})+(H-H1)$$

#### データ入力

二つのパラメータ(H と u(0)の%)は各ライン上で入力します。三つの独立したデータポイントは係数を計算するために入力されます。9 ポイントまで入力できます。

データを入力するには；

- ・ 入力されるデータポイントを表すセルでマウスをクリックします。
- ・ 標準的な数のシンタックスを使用して数字を入力します。



・ 次のセルに進むためにタブまたは入力キーを押します。

Calculate ボタンは計算を実行するために使用されます。データが満たされる、いわゆる (ERRORS^2) が約 0 であるならば、Apply ボタンは計算したデータをコアデータベースダイアログに追加されるか計算を止めるために使用されます。

Cancel ボタンは新たなデータを

入力することなしに、計算をクリアにし、コアデータベースダイアログに戻ります。

## 新たなボットコアの入力

このセクション用のデータは、1992 マグネティック Ferrite コアデータブックからマグネティック F タイプ材質用に抽出されました。

コアパラメータは 40kHz, 100 で動作する設計のために入力されます。

入力するデータは以下のダイアログで表示されます。全ユニットは cgs で入力されます。

Family Name の入力

データ入力ダイアログのトップに置かれた Family Name ドロップボックスは、既存の Family Name を選択するか、または新たな Family Name を入力するために使用されます。Family Name は入力されるコア材質のタイプを反映します。

新たな Family Name を入力するには；

- ・ Family Name ドロップボックスにマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ ドロップボックス内で、引用符なしに、“Pot Core Example” をタイプします。

Vendor Name を入力には

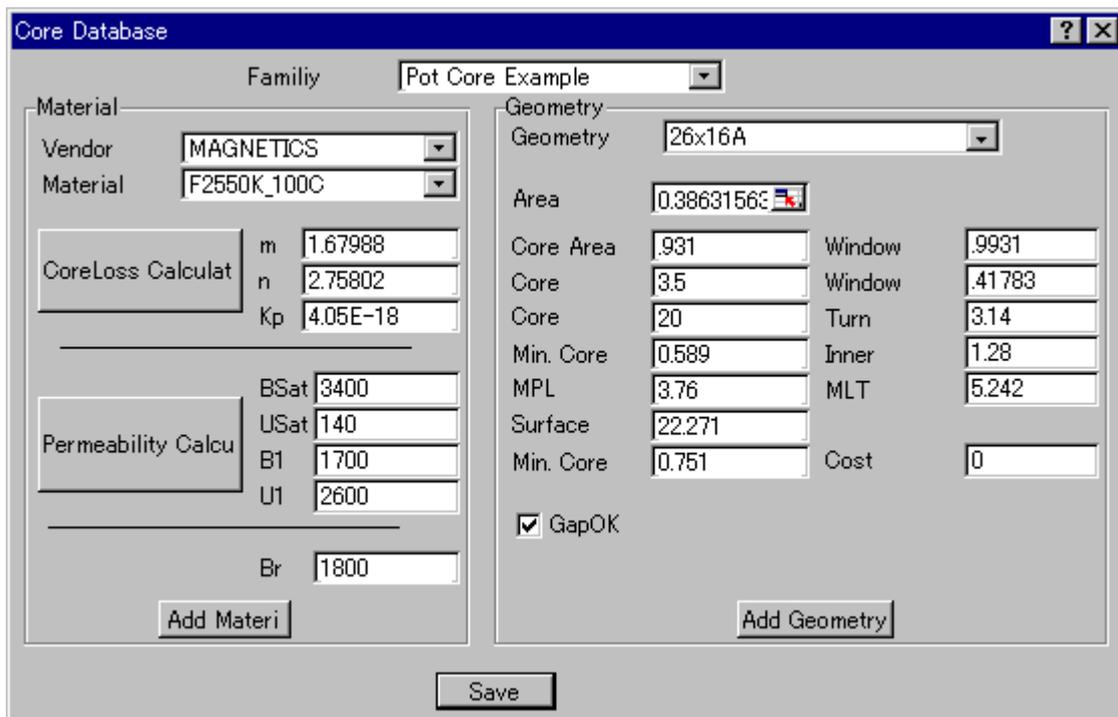
入力している材質はデータベースにすでにあるベンダからのものです。そのため、すでに使用された名前を単純にタイプします。

- ・ ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ 引用符なしに、“MAGNETICS” をタイプします。

Material Name を入力

Magnetics Designer で実行される計算の正確性を最適化するために、材質データが、可能な限り意図された設計動作状態に近づくように入力します。

入力された Material Name は材質用の適切な使用範囲を認識した上で十分な記述をします。この例では、40kHz の周波数と 100 のコア温度のマグネティック F 材質を最適化するためのデータを選択します。



しかし、データが 25k と 50k に供給され、40k には供給されないため、この周波数範囲用の材質の F25-50k\_100C という名前を与えて、作成します。

- ・ Material Name ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ ドロップボックスに F2550k\_100C をタイプします。

コア損失係数の入力します。

コア損失係数は、コア製造会社によって与えられたコア損失 対 磁束密度カーブから得られるたものです。

コアの選択はマグネティック F 材質です。この例のコア損失グラフは以下のデータポイントをもたらします。

B	f	Power
150	25000	0.0001
800	25000	0.01
200	50000	0.0007
1000	50000	0.06

・ m, n そして Kp 係数の左に置かれた Calculator ボタンをクリックすることによって、コア損失計算を活性化します。

・ Core Loss Calculator の白いデータ入力エリア左上の初めのボックスをクリックします。

・ 上記で与えられたテーブルを供給するので、ガウスでの磁束密度 150 を入力します。

・ 周波数入力フィールドに進むために、タブキーを押します。

・ 周波数用に 25000 を入力し、パワー損失入力フィールドに進むため Tab キーを押します。

・ テーブルに供給されたように、Watts/cm<sup>3</sup> でのパワー損失、.0001 を入力します。

・ Enter キーを押します。

・ テーブルの全データを入力するまで上記のステップを繰り返します。

・ 全データが入力したら、Calculate ボタンを押します。

係数が計算され、ダイアログに表示されます。

・ 値を入力するために Apply ボタンをクリックし、コアデータベースダイアログに戻ります。

通常、Core Loss Calculator から受けとった最終値はコア損失グラフの解釈に基づくものです。エラー項目、(ERRORS<sup>2</sup>)ができる限り低くなるならば、全数字は妥当になります。

上記で与えられたデータの、コアロス係数の最終値は：

m=1.67987595

n=2.75801955

Kp=4.0529E-18

いくつかの場合、ここは温度機能としてパワー損失についての情報になります。

通常、この情報は大変少なく、一般的に一つのバイアスと1つの周波数のみに与えられます。そのため、他の動作温度でのコア損失グラフの推定は見ることは不可能です。

コア損失係数が定義された今、コアの DC バイアス情報を入力します。  
これは  $B_{sat}$ 、 $B_r$ 、 $u_1$ 、 $B_1$  そして  $u_{sat}$  用の値を入力することによって実行されます。  
与えられたデータを試し、コア損失パラメータの場合でもあるように、設計動作状態に合う値を選択するのがベストです。  
これらの値は B-H ループを解明し透磁率計算をしようとするによって決定されます。  
適切な  $u$  vs  $H$  グラフはこの材質用のマグネティックデータブック内にないため、B-H ループの解明に注目します。

#### $B_{sat}$

供給された時、このパラメータは普通、25 で 10-15 エルステッド近くが製造会社によって与えられます。マグネティック F 材質にすれば、4900@15 エルステッド、25 を与えます。

これはトランスを設計する際に、最も適切な値です。先のセクションでも論じたように、使用する最適な値は、供給された B-H ループを解明することによって抽出された 1 エルステッド、100 の値です。1 エルステッド、100 での  $B_{sat}$  の値は 3400 ガウスです。

- ・データ入力ダイアログの  $B_{sat}$  編集フィールドに 3400 を入力します。

#### $U_{sat}$

飽和透磁率は  $B_{sat}$  では B-H ループの傾斜として決定されます。  
これから、 $u_{sat}$  は 140 であると測定されます。

- ・データ入力ダイアログの  $U_{sat}$  編集フィールドに 140 を入力します。

#### $B_1$

$B_1$  は、B-H ループの傾斜が減少し始めるところの磁束密度です。  
言いかえると、磁化した透磁率(と今後は磁化したインダクタンス)がリニアリティから分岐します。B-H ループから、この値は 1700 ガウスであると測定されます。

- ・データ入力ダイアログの  $B_1$  編集フィールドに 1700 を入力します。

#### $U_1$

$B_1$  での透磁率は  $B_1$  以下の B-H ループのスロープとして定義されます。  
B-H ループから、これは 2600 であると、測定されます。

- ・データ入力ダイアログの  $U_1$  編集フィールドの 2600 を入力します。

## Br

残留磁束密度はデータシートから直に読み取られるか、供給された場合、Hが0であるポイントとして供給されたB-Hループから解釈されるか、比透磁率をHc(保持力)タイムとして計算されます。

B-Hループを与えられることによって、1800 ガウスとして直接それを読み取ります。

- ・ データ入力ダイアログの Br 編集フィールドの 1800 を入力します。

材質をデータベースに追加するには

いっぱいになった Material 用の全入力と入力または選択された Family Name を使って、データベースに材質を追加します。

- ・ Add Material ボタンをクリックします。

材質入力は Material シートに追加され、完全なデータベースはセーブされます。

## 形状情報

各 Family Name は材質と形状データベース入力を備えます。多くの場合、Family Name はいくつかの材質、各指定動作範囲での記述、そして材質を用いるコア形状の設定を備えます。入力されたばかりの新たな POT コアでは、選択した材質に用いるいくつかの形状の一つを入力します。

## Geometry Name

コア形状を定義するあらゆる記述された名前が使用されます。

この例については、マグネティックから 26mm×16mm ギャップがないコア形状のデータを入力します。この形状用に、Geometry Name として 26×16A を使用します。

- ・ Geometry Name ドロップボックス上にマウスを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ Geometry Name ドロップボックスに、引用符なしに、“26X16A”を入力します。

## Area Product

この値は有効なコアエリアの製品とコアの有益なボビンウィンドウエリアとしてコアデー

タベースダイアログによって計算されます。通常、製造会社のデータブックの WaAc として与えられます。このパラメータは入力されたコアエリア、ボビンの高さ、そしてボビンの長さを掛けることによって計算されます。

この入力はずべての適切な入力がされた後だけ満たされます。

#### コアエリアの入力

有効なコアエリアは .931 として製造会社によって与えられます。

- ・ Core Area のデータ入力ダイアログに .931 を入力します。

#### Core Volume(Vol)

コア体積は 3.5 として製造者によって与えられます。

- ・ Core Volume のデータ入力ダイアログに 3.5 を入力します。

#### Core Weight(CoreWt)

コアの重量は設定ごとに 20 グラムとして与えられます。

コアは 2 ピース設定に入り、よって、完全なコア重量は 20 グラムです。

- ・ Core Weight のデータ入力ダイアログに 20 を入力します。

#### Min.Core Gap(MinGap)

最小可能なギャップは以下の公式を使用して確定します。

$$\text{gap} = (.4 \text{ core} * (10^{-2})) / \text{AI} - 1 \text{core} / \text{ur}$$

そこには、Acore=.931、AI=6350、MLP=3.76、そして u=2500 があります。

マグネティックデータブックから、コアギャップのない F タイプ 2616 用 AI が 6350@5 ガウス,25 として与えられます。

このように、最小の有効なギャップは 0.589cm です。

- ・ Min.Core Gap のデータ入力ダイアログに .589 を入力します。

#### MPL

MPL、磁路長は 3.76cm として製造会社から与えられています。

- ・ MPL のデータエントリダイアログに 3.76 を入力します。

As(Core&Bobbin)

POT コアの表面エリアは、ファイナルプロダクトが、あらゆるギャップに加えたコアの二つの半分に同等する高さ、そしてコアの直径に等しい直径を使うシリンダであると想定することによって計算されます。

シリンダの表面エリア用公式は

$$A_{surf} = 2 \cdot r^2 + DH$$

製造会社によって供給された寸法から、 $D=2.52\text{cm}$ 、 $r=1.26\text{cm}$ 、そして  $H=1.61\text{cm}$

$$A_{surf} = 2 \cdot (1.26)^2 + (2.52)(1.61) = 22.721$$

このように、最終表面エリアは  $22.721\text{cm}$  です。

- ・ コアの Surface Area に  $22.721$  を入力します。

Min Core Area( $A_{min}$ )

製造会社によって与えられた最小のコア断面積は  $.751\text{cm}^2$  です。

- ・ Min.Core Area データ入力ダイアログに  $.751$  を入力します。

Window Length( $L_w$ )

ウィンドウの長さは  $1.102\text{cm}$  としてマグネティックデータブックで与えられます。

- ・  $\text{cm}$  で Window Length に  $.1.102$  を入力します。

Window Height( $H_w$ )

ウィンドウの高さは  $0.4865\text{cm}$  としてマグネティックデータブックにあるデータから計算されます。

- ・  $\text{cm}$  で Window Height に  $0.4865\text{cm}$  を入力します。

Turn Multiplier(Bobbin)

円ボビンでは、このパラメータは 3.14 に設定されます。

- ・データ入力ダイアログの Turn Mult. に 3.14 を入力します。

Inner Diameter(ID)

POT コアの内径は供給された直径で、1.148cm です。

- ・データ入力ダイアログにある Bobbin ID に 1.148 を入力します。

MLT

ボビンのターンごと中間の長さ(ターンの平均的長さ)は .173ft として与えられます。

メートルで MLT を得るために 0.3048 をこれに掛けます。

メータは .05242 です。

- ・cm で MLT に 5.242 を入力します。

GapOK

ギャップ OK パラメータはコアギャップが Magnetics Designer に入力される場合、確定します。Pot コアでは、このパラメータはチェックされます。

デフォルトによって、このパラメータはチェックされ、変更されません。

設計が完成した後、Magnetics Designer の Gap 変数はコアのベンダ選択から正しいパートを選択するか、指定されたギャップにコアをマシンで作るために使用されます。

Cost

Magnetics Designer の現行のバージョンはコストパラメータをプロセスしません。デフォルト値 0 のままにしておきます。

新たな形状の追加

このポイントでは、Add Geometry ボタンをクリックすることによって、新たに入力された形状データをデータベースに加えることができます。

- ・Add Geometry ボタンをクリックします。

## ライブラリファイルの作成

材質と形状の両方がデータベースに追加された今、Magnetics Designer 用の新たなライブラリ、Mtl.Lib と Geo.Lib の設定を作成します。

- ・Save ボタンをクリックします。

save ボタンは Magnetics Designer 用に正しく格納された全データを使って、Mtl.Lib ファイルと Geo.Lib ファイルを作成します。

ダイアログが消えた後、データベースファイル、Mtl.Xls はセーブされ、Excel はオープンのまま残り、次の例に進むことを許可します。

## 新たなトロイドコアの入力

このセクションのデータは 1992 マグネティックパワーコアデータブックからのマグネティック MPP60u 用に抽出されます。コアパラメータは 40kHz, 25 で動作する設計のために入力します。

この例は、Magnetics Designer がトロイダルコアの結果を正しく計算することによって、トロイド値を引き出す方法を示します。

入力するデータは以下のダイアログで見られます。

全ユニットは cgs に入力されます。

### Family Name

Family Name は材質の特性に対応するために選択されます。

現行の材質での混乱をさけるため、Family Name は "Toroid MPP60 Example" を入力します。

- ・ Family Name ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ 引用符なしに、"Toroid MPP60 Example" をタイプします。

### Vendor Name

新たなベンダの名前は、上記で説明されたテクニックを使って、ドロップボックスに入力されます。

- ・ Vendor Name ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ 引用符なしに、"MAGNETICS"をタイプします。

#### Material Name

Magnetics Designer で実行された計算の正確性を最適にするために、材質データは可能な限り意図した設計動作条件の近くを入力します。

入力された Material Name は適切な使用範囲を認識するのに十分な記述をします。

この例では、我々は 40kHz の周波数と 25 のコア温度を最適化するデータを選択します。

しかしながら、データが 10k と 50k で供給され、40k で供給されていないので、この周波数範囲用の材質を作成し、それを 10K50K\_25C と名づけます。

- ・ Material ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。

Material		Geometry	
Vendor	MAGNETICS	Geometry	55181
Material	10K50K_25C	Area	0.0008381
m	1.39889	Core Area	.0286
n	2.32657	Core	.061
Kp	4.39E-9	Core	.244
BSat	6596.83	Min. Core	1E-7
USat	6.9	MPL	1.06
B1	1473.1	Surface	1.3078
U1	60	Min. Core	.0285
Br	100	Window	.4615
		Window	.0635
		Turn	4
		Inner	.247
		MLT	1.242
		Cost	0

- ・ 左マウスボタンをクリックします。
- ・ 10K50K\_25C をドロップボックスにタイプします。

## コア損失係数

コア損失係数は製造会社によって供給されたコア損失 対 磁束密度グラフから引き出されます。コア選択はマグネティック MPP60 材質です。

コア損失グラフは以下のデータポイントを作り出します。

B	f	Power
200	10000	.3593
400	10000	1.711
200	20000	1.2832
500	20000	10.266
200	50000	3.422
400	50000	17.110

・ m,n そして Kp 係数の左に配置された Calculator ボタンをクリックすることによって、コア損失計算をアクティブにします。

・ Core Loss Calculator の白紙のデータ入力エリア左上にある初めのボックスをクリックします。

・ 上記に与えられたテーブルを供給するので、ガウスでの磁束密度 200 を入力します。

・ 周波数入力フィールドに進むために Tab キーを押します。

・ テーブルに供給されたように、Watts/ でのパワー損失 359.3 を入力します。

・ 次のラインの初めに進むために、リターンキーと左矢印キーを押します。

・ テーブルの全データを入力するまで上記のステップを繰り返します。

・ データの全てが入力されたならば、Calculate ボタンを押します。

コア損失係数が計算され、Calculator のトップに表示されます。

エラー項目が良い適合を示す時はゼロにもっとも近くなります。

・ 値を入力するために Apply ボタンをクリックして、コアデータベースダイアログに戻り

ます。

エラー項目がゼロに近づかない場合、ベストエラー値を供給するテーブルに入力される値を適合させます。

多くのベンダが低い分解能でログ・ログ・グラフを供給することによって、選択された数字の設定にはいくつかの遊びがあります。

製造会社によって供給されたパーセント透磁率 対 DC 磁気グラフから  $B_{sat}$ 、 $U_{sat}$ 、 $B_1$ 、そして  $U_1$  の値を計算しましょう。

Permeability Calculator を経てこれを実行できます。

・  $B_{sat}$ 、 $U_{sat}$ 、 $B_1$  と  $U_1$  の左にある Permeability Calculator ボタンを直接クリックして下さい。

透磁率計算機が表示されます。初めのステップは材質のゼロバイアス透磁率  $u(0)$  を入力することです。

MPP60 マテリアルに関しては、この値が 60 として与えられます。

- ・  $u(0)$  入力の隣にある白紙の入力エリア上にマウスポインタを置きます。
- ・ 左マウスボタンをクリックして、60 をタイプします。

ここで、透磁率 対 DC バイアスを表すデータポイントを入力します。

・ 計算の白紙エリアに以下のナンバーを入力します。エルステッドの磁力を入力することを忘れないでください。

H	% of $u(0)$
10	100
40	87
80	63
100	50
200	15

- ・ データの入力が終わったら、Calculate ボタンをクリックします。

パラメータは計算機のトップに計算され表示されます。

エラー項目は、データが B H ループに正しく接近するように、可能な限り 0 に近づけます。

- ・ 値を用いるために Apply ボタンをクリックし、データ入力ダイアログに戻ります。

エラー項目が 0 に近づかない場合、ベストエラー値を供給するためにテーブルに入力される値を適合させます。

多くのベンダが低い分解能でセミロググラフを供給することによって、選択した数字の設定にはいくつかの遊びがあります。

Usat、Bsat、u1 そして B1 の値は計算され、データ入力ダイアログに入力されます。

残ったパラメータ、Br は製造会社によって供給された B H ループを解明することで見つけられます。

磁力が 0 に近づいた場合、それは磁束密度です。25 で 60u 材質に関すれば、この値は 100 ガウスです。

- ・ Core Database ダイアログの Br 値に 100 を入力します。

データベースに材質を追加するには；

- ・ Add Material ボタンをクリックします。

新たな材質はコアデータベースの追加され、データベースはセーブされます。

#### 形状データ

製造会社のデータシートによって与えられたトロイド用形状データは、コアデータベースダイアログに直接入力されません。以下のセクションは、適切なトロイド形状データベース入力を作成するために必要なデータ変換を説明します。

#### Family Name

Geometry ライブラリシートは、材質を使って入力された形状をリンクするためにコア Family 入力を要求します。

材質と形状を共に入力すると、すでに選択された値を変更する必要は特にありません。

しかし、いくつかのタイプ、いわゆる、MPP147、MPP125 等の形状を入力したならば、Add ボタンを選択する前に、形状データを一度入力し、ドロップボックスから選択されたコア Family を単純に変更したくなります。

- ・ Core Family ドロップボックスを変更しません。

#### Geometry Name

u = 60MPP トロイド用パートナンバーは 55181 です。これは形状を記述する適切な名前で、少し容易にファイナルパートを指定します。

しかしながら、この名前はコアデータベースの MPP60 パートによってすでに使用されます。そのため、55181A を入力します。

- ・ Geometry Name ドロップボックス上にマウスポインタを置きます。

- ・ 左マウスボタンをクリックします。

- ・ 引用符なしに、ドロップボックスに、“55181A” をタイプします。

#### WaAc

このパラミータは、ボビンの高さとボビンの長さで有効なコアエリアを掛けることによってプログラムで計算されます。このフィールドは空白のままです。

#### Acore

トロイドコアの有効なエリアは、 $0.0285\text{cm}^2$  として製造者によって与えられます。

- ・ コアエリアパラメータ用の  $0.0285$  を入力します。

#### Core Volume

コアデータベースは cgs ユニットにあります。そのため、 $\text{cm}^3$  で体積を入力することが重要です。

体積は、 $\text{g}/\text{cm}^3$  の密度でグラムのコア重量を割るか、トロイドの外径によって定義されたシリンダからトロイドのホールを定義するシリンダの計算された体積を引くことによって計算されます。ここで、重量と密度を使用します。55181 用トロイドは .26 として与えられます。

しかし、1992 データブックのマグネティック重量データは 125u 材質用に供給されています。60u マテリアルの重量を得るために、インサイドバックカバーに供給された掛け算ファクタで与えられた重量を掛けます。

- ・ .244gm を得るために .94 で .26 を掛けることによって、MPP60 用の重量を得ます。

- ・ 計算された重量.244 グラムを、7.896gm/ である MPP60 マテリアルの密度で割ります。
- ・ コアボリューム用に 0.031 を入力します。

体積はまた、OD と H で分割されたシリンドリカル体積から ID と H によって定義されたシリンドリカルを引くことによって計算されます。

#### Core Weight

先のページで計算されたように、マグネティック R データブック用重量は MPP125 重量のみを供給します。

MPP60 用重量はマニュアルのインサイドフロントカバーに供給されたスケーリングファクタの使用が計算されます。

- ・ MPP60 コアの重量として.244 グラムを入力します。

#### Minimum Gap

トロイドは材質の一片から作られ、フィジカルエアギャップを備えません。

- ・ 有効エアギャップ用 1E-7 を入力します。

#### Surface Area

トロイドの表面エリアは Geometry Library セクションの公式によって概算されます。

表面エリアの値は次のように計算されます：

$$A_{surf} = \frac{1}{2} \cdot Dia^2 + Dia \cdot Ht$$

$$Dia = OD + 0.275 \cdot ID$$

$$Ht = H + 0.55 \cdot ID$$

$$Dia = .521 + 0.275 \cdot 0.193 = 0.5741$$

$$Ht = 0.33 + 0.56 \cdot 0.193 = 0.4381$$

$$A_{surf} = \frac{1}{2} \cdot 0.5741^2 + 0.5741 \cdot 0.4381 = 1.3078$$

- ・ Core surface Area に 1.3078 を入力します。

#### Minimum Core Area

トロイドに関して、最小コアエリアは有効エリアと同等です。

このため、この値は製造会社のデータシートから直接読み取られ、0.0285 として与えられます。

- ・最小コアエアリアパラメータ用 0.0285 を入力します。

#### MPL

このパラメータは 1.060cm として製造会社によって与えられます。

- ・MPL に 1.060 を入力します。

#### Window Length

ウィンドウの長さは、トロイドの内径(ID)周辺の長さにそって巻き付けられた初めのレイヤを想定して計算されます。

$$Lw=3.14159*ID$$

内径はウィンドウの長さ 0.6063cm を作成する 0.193cm として与えられます。

- ・Lw に 0.6063 を入力します。

#### Window Height

ウィンドウの高さは計算されたウィンドウの長さによって分割されたウィンドウエリアです。

$$Hw=(0.55*Aw_{in})/Lw$$

ウィンドウエリアはデータブックにリスト化され終えた規格を使用して計算します。ウィンドウエリアはそのとき 55%に縮小され、長さで分けられます。最終値は 0.02654cm になります。

- ・Hw に 0.02654 を入力します。

#### Core ID

内径(ID<sub>b</sub>)はコアで直接直接巻き付けられることを想定して、最初の層でのターンの 1/4 の長さとして定義され一定です。

$$IDb = ((2 * Ht) + (2 * ((OD - ID) / 2))) / 4 = 0.247$$

・ ID パラメータに 0.247 を入力します。

MLT

トロイド用ターンごとの中間の長さは、ID の 55%がワイヤでいっぱいになったことを想定して計算されます。この値は以下の方程式によって近似されます。

$$MLT = OD - 0.316ID + 2H = 1.2420$$

・ MLT パラメータ用に 1.242 を入力します。

Turn Multiplier

ターン乗数はボビンの周りにおけるシングルターンを計算するために使用されます。トロイドのターン乗数は 4 に設定します。

ターン乗数パラメータを入力します。

GapOK

トロイドにギャップがなく、そのためこの値のチェックをはずすことによって 0 に設定します。

Cost

現状では、このデータベース入力は選択したコア形状を不可能にするためだけに使用されます。このポイントで入力は 0 と同じままです。

コアジ形状データが入力されたので、それをコアデータベースに追加します。

・ Add Geometry ボタンをクリックします。

新たなコア形状はコアデータベースに追加され、データベースがセーブされます。

Magnetics Designer の新たなファイル、Mlt.Lib と Geo.Lib を書き出すためには単に Save ボタンをクリックします。

・ Save ボタンをクリックします。

新たなライブラリファイルを作成することなしに、ダイアログを閉じる場合、Esc ボタンを押します。

## ワイヤテーブル

全ワイヤ記述は Magnetics Designer ディレクトリに置かれたセパレート ASCII テキストファイルに配置されます。

Magnetics Designer のパートとして供給された全ファイルは .W 拡張で終わります。ファイルを定義したあらゆるユーザは以下に与えられた拡張で終わります。

Round wire	.RW
Square wire	.SW
Foil	.FW
PCB	.PW

このセクションの終わりで説明された Foil(foil.w)と PCB(pcb.w)を除いては、全ファイルは次のような同じフォーマットを備えます。

```
Short Name,Long Name,# of entries, First entry  
Kwire,  
gauge,height,width,copper area  
...
```

ファイルには二つのセクションがあります。初めのセクションは最初のラインからなり、ファイルの内容を記述するために使用します。このラインの項目を以下に説明します。

### Short Name

ショートネームは最初に Magnetics Designer によって使用します。それはワイヤを選択できる様々なリストボックスに現れるネームです。この項目は現行では Magnetics Designer によって使用します。

### Long Name

このネームは、reports がプリントされるときのような、長くてたくさん書かれたネームを要求する時、Magnetics Designer によって使用します。この項目は現行では Magnetics Designer によって使用しません。

# of entries

これはテーブルにあるワイヤのナンバーです。

First Entry

これはテーブルにある最初のワイヤのゲージです。

Kwire

これはワイヤ利用ファクタです。ワイヤの1ターン,Arによって使用された四角形エリアに対する裸銅面積 Awire の比率と同じです。

$Kwire=Awire/Ar$

ワイヤ記述ファイルの残ったラインから選択されるワイヤサイズのそれぞれを解説します。各ワイヤサイズは以下のフォーマットでセパレートラインにリスト化されます：

gauge,height,width,copper area

全入力は以下に説明します。

Gauge

これはワイヤが基準される標準 AWG ナンバーです。

Height

これはワイヤを囲む四角形エリアの、高さ H を表します。

この高さは左に見られるようなあらゆる絶縁を含みます。

Width

これはワイヤを囲む四角形エリアの幅、W を表します。

この幅は、左に見られるような、あらゆる絶縁を含みます。

Copper Area

これはワイヤでわかった裸銅のエリアを表します。

例

例として、Formvar ワイヤのデータを入力します。

データは、10/94 付けの New England Electric Wire Corp.データブックからのものです。

終了したファイルを以下に示します。

NEF,New England Corp. Formvar,2,8,.764  
8,.335,.335,.084  
9,.299,.299,.066

Formvar ワイヤテーブルが Magnetics Designer を使って供給されることによって、既存のファイルに追加するか新たなファイルを作成するかを選択します。この例に関しては、後者を選びます。

- ・標準のテキストエディタを使用して、新たなファイルを開きます。

- ・初めのラインに、引用符なしに “NF,New England Corp.Formvar ” のような、このワイヤタイプ用のショートとロングネームを入力します。

これらの二つの入力が入力が正しく使用されない場合、Magnetics Designer はブレースホルダのようないくつかのテキストを要求します。

次の二つの入力は、このワイヤテーブルに入力するワイヤデータによります。  
単純に、8 ゲージワイヤで始める二つのワイヤサイズのみを入力します。

- ・先に入力されたロングネームの後に直接引用符なしに “2,8 ” をタイプします。

ここでテーブル用のワイヤ利用ファクタを入力します。十分に絶縁されたワイヤの 1 ターンを使ったウィンドウの四角形エリアで銅の面積を分割することによってこれを計算します。

$K_{wire} = A_{wire} / A_r$

$K_{wire} = (\text{dia} * 2.54 / 2)^2 / ((OD_{nom}) * 2.54)^2$

$K_{wire} = (.1285 * 2.54 / 2)^2 / (.1305 * 2.54)^2$

$K_{wire} = 0.762$

- ・初めのラインの終わりに(引用符なしに)、“0.764 ” を追加します。

ファイル記述ラインを完成しました。テーブル用のワイヤを記述するラインをここで入力します。

- ・ ファイルに新たなラインを追加します。

ワイヤ記述ラインはまったく単純です。ワイヤのゲージを入力して始めます。

- ・ 新たなラインに、引用符なしに、“ 8 ” を入力します。

次の二つのパラメータは、十分に絶縁されたワイヤが占領する四角形エリアを記述する高さ  
と幅です。

円形ワイヤに関しては、これは単純に絶縁されたワイヤの外径です。

データがインチで与えられるために、データが入力される前に cm に変換します。

- ・ 引用符なしに、“ .335, .335、 ” を入力します。

ワイヤ記述ラインの最後の入力  
は裸銅面積です。これはデータシート内では与えられませ  
ん。

しかし、裸銅直径がエリアを計算するために使用されます。インチから cm に直径を変換す  
ることを思い出してください。

- ・ 引用符なしに、“ .084 ” を入力します。
- ・ 初めのラインが完成します。ファイルを完成するために、セパレートライン上でセカン  
ドワイヤテーブル入力用のデータを入力します。
- ・ “ 9, .299, .299, .066 ” を入力します。

最後のステップはファイルによってセーブされます。ファイルはこのセクションの初めに  
与えられたテーブルによって定義された拡張を使って、Magnetics Designer ディレクトリ  
にセーブされます。ワイヤが丸いために、拡張は.RW です。例を完成するために、

- ・ テキストエディタのセーブ機能を選択します。
- ・ Magnetics Designer ディレクトリを配置します。
- ・ ネーム NF.RW を使ってファイルをセーブします。

Foil テーブル

フォイルファイルの内容は自己説明型です。例を以下に示します。

```
Foil Wire Thickness = 2.5cm/in  
50m  
20m  
5m  
2m  
1m  
.1m
```

初めの入力、Magnetics Designer によって要求される cgs ユニット内でテーブルユニットを変換するために、Magnetics Designer によって使用する変換ファクタです。

cgs ユニット内の規格を入力する場合、このナンバーを 1 に設定します。

また他のユニットの規格を入力する選択する場合、cgs に対する適当なスケーリングファクタが入力されます。

後の各ラインは Magnetics Designer を使用可能にするフォイルの厚さです。

あらゆる追加フォイル記述ファイルは、このセクションの初めに説明されたような .FW 拡張を備えます。

ファイルのネームは初めに Magnetics Designer によって使用します。

#### PCB テーブル

PCB ファイルの内容は自己説明型です。例を下に示します。

```
PCB Thickness = 2.5cm/in  
Thickness of copper = .0033  
Minimum trace width = .0150  
Minimum trace spacing = .011  
PWB Thickness = .1250
```

初めの入力は cgs ユニット内でテーブルユニットを変換する Magnetics Designer によって使用します。

cgs ユニットの規格を入力する場合、このナンバーは 1 に設定されます。

また他のユニットの規格を入力する選択を選んだ場合、残ったラインは自己説明型です。

セパレートファイルは PCB 特性用に求められます。ファイルは標準 ASCII テキストファイ

ルとしてセーブされ、Magnetics Designer ディレクトリに配置されます。  
ファイルは、このセクションの初めに説明されたように、.PW 拡張を備えます。  
PWB ファイル用ネームは最初に Magnetics Designer によって使用します。

## 第4章 Magnetics Design プロセス

### 磁気プロセス

このセクションの目的は、Magnetics Designer プログラムを効果的に使用するために、必要なバックグラウンドを使用して設計者に提供することです。

磁気設計の方程式から基本のトランス図まで整理し、様々なトピックスがレビューされています。

いくつかの設計例は、磁気設計要求に対しての回路設計データ変換方法を説明します。

トランスとインダクタ設計プロセスは設計及び解析サイクルのシリーズです。

最初に、コアが決め、次に要望の電気仕様書、温度上昇、そして磁束と電流密度に基づいて、巻数やワイヤサイズが選択されます。

磁束と電流密度は、重量が小さくなっている間、要望の実行が達成するために変更されません。

通常、プロセスは設計者があらゆる実行改善もしくは重量減少を達成できないときには終了します。

このプロセスは設計を援助するコンピュータに十分適合されます。

公式とコアデータ定数にある磁気デバイスの物理的及び電氣的な特性を記述することによって、反復する設計プロセスが自動化されます。

この章の残りの部分で、Magnetics Designer で実施される基本の磁気方程式と設計アルゴリズムを解説します。

### 基礎的な磁気設計方程式

トランスビヘビアは一般に、三つの基礎的な方程式: アンペアの法則、フェラデーの法則、そしてレンツの法則によって記述します。

これらの三つの方程式は、コアの形状、材質特性、様々なコンダクタの電気特性で組み立てられ、解析するトランスとインダクタ設計のために必要な方程式の多くを導くために使用します。

CGS システムは混同を避けるためにマニュアルを通して、方程式内で一致し、使用します。しかし、Magnetics Designer の Options スクリーンはプログラムにある他のユニットを使って作業するのをユーザに許可します。これらの方程式で使用された全変数は Appendix 2 でリスト化され、定義しています。

#### アンペアの法則

$$Hl = 4\pi NI \quad 4-1$$

パスは長さ  $l_k$  の  $k$  セグメントが入れられ、 $n_j$  ターンと  $I_j$  アンペアをそれぞれ備える  $j$  巻線がある場合には、アンペアの法則は以下のように表現されます：

$$\sum_{k=1}^m Hl_k = 4\pi \sum_{j=1}^n NI_j \quad 4-2$$

この方程式は以下のセクションでリアクタンス用の表現を導く時に役立ちます。磁界の強さ  $H$  が、磁気条件の透磁率によって、磁束密度  $B$  に関連します。それは、

$$\frac{B}{H} = \mu \quad \text{or} \quad \frac{dB}{dH} = \mu \quad 4-3$$

#### フェラデーの法則

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} \times 10^{-8} = NAc \frac{dB}{dt} \times 10^{-8} \quad 4-4A$$

$N$  ターンの巻き線を超える瞬間の電圧は、磁束線(もしくは磁束密度)の変化率に比例します。この方程式は通常、コアエリア( $Ac$ )、最大要求の磁束密度、そして要求した電圧に基づいて、各巻線用の巻き数を決定するために使用されます。一つは半周期以上で上記の方程式を積分した場合、平均電圧(半周期以上)は以下の方程式によるピーク AC 磁束 excursion の関数として表せます。

$$V_{ave} = 4 N A c f B_{ac} \times 10^{-8} \quad 4-4B$$

$V_{ave}$  は AC 波形の平均電圧を記述するために使用する決まった定義です。

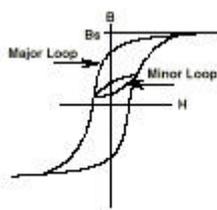
それは、 $V_{ave}$  が全周期以上に整流された AC 波形の平均です。数学的には、

$$V_{ave} = \frac{\int_0^T |v(t)| dt}{T}$$

ここで  $T$  は一つの完全な周期の間隔です。

## 磁性材質の B-H ループ

磁束線が、磁性材質に限定されるとき、以下に表示されるような B-H ループと呼ばれる図形がよく表現される磁束密度 (B) と磁界の強さ (H) の間の関係があります。



磁界の強さが増加すると、磁束密度も増加します。

飽和磁束密度と呼ばれる、あるレベルにおいて、磁束密度は  $H$  の関数としてもっとゆっくり増加し始めます。

飽和中にコアをドライブした後、磁界の強さが 0 に減少した場合、磁束密度はゼロに戻りません。

代わりに、磁束密度は、残留磁束密度として定義されたレベルに戻ります。

実際は、材質は磁気情報を保持するメモリーを備えます。

$H$  の負の値 (保持力 ( $H_c$ ) と呼ばれる) は磁束密度をゼロに戻すために適用されます。

トランスは一つの両極性のみ (たとえば、フォワードコンバータ) で操作され、 $B_r$  に戻ってそれ自体を再設定した場合、 $B$  と  $H$  間の関係は B-H ループ図で表示されるマイナーループによって描かれるでしょう。

ピーク磁束密度 ( $B_p$ ) はそのとき、以下の方程式で記述できます。

$$B_p = B_r + 2B_{ac}$$

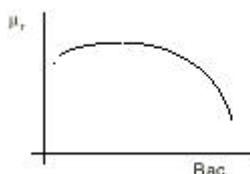
ここで  $B_r$  は残留磁束密度で、 $B_{ac}$  は AC 磁束密度のピーク値です。

材質の増加する透磁率は動作点を与えられるために B-H ループの傾きとして定義されます。通常、増加する透磁率は、磁束密度が材質の飽和レベルに近づくと、急速に落ちていきます。

磁性材質は通常、フリースペース ( $4 \times 10^{-9}$  Henry/cm) の透磁率の千倍である透磁率を備えています。事実、透磁率の大部分のプロットは実際、材質の比透磁率、いわゆる、フリースペースの透磁率によって割られた材質の透磁率の比率です。

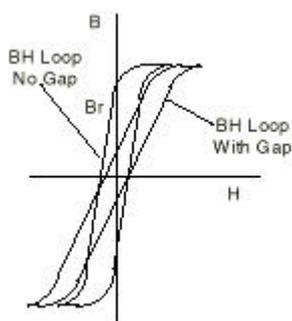
下図は、AC 磁束密度の関数のような、フェライト材質の比透磁率の代表的なプロットを表示します。

透磁率も DC 磁力 (H) の関数と変化します。一般に、一定の DC 磁力以下では、増加する透磁率は正當に一定です。そのレベルより上、透磁率はとても高い磁力ではリニアに 1 へと減少します。



磁性体でない材質のギャップが磁路の中で出されると、B-H ループは以下の図で示されたように変更されます。一般に、傾き (比透磁率) と残留磁束密度は減少します。

磁性体のない材質の透磁率 (この場合、エアギャップ) が磁束密度の増加で、多少とも変化しないことで、ギャップのあるコアの飽和した磁束密度はギャップのないコアのものから多少とも変化しません。



エアギャップが小さい(磁束線の多少のフリンジングもない)ことを想定して、ギャップ/コア組み合わせの同等の残留磁束密度は以下に示されたように計算されます。

$$Br(eq) = \frac{Br}{1 + \frac{lg \mu c}{lc}}$$

レンツの法則

$$e = L \frac{di}{dt} \quad 4-5$$

レンツの法則は、インダクタの電圧と電流間の関係を測定するために回路解析内でのプライマリで使用されます。

電圧は磁束の変化率(いわゆる 4-4)と電流の変化率(いわゆる 4-5)の両方に比例するので、磁束線は電流に比例する関係を暗示します。

## 銅の固有抵抗

材質の固有抵抗は、材質から作られるコンダクタ抵抗を計算するために使用される基本的な特性です。一般に、固有抵抗は温度機能のように変化します。

以下の方程式は、温度機能 ( ) のように銅の固有抵抗を表しています。

$$Kr = \rho + \rho Tc * T \quad 4-6$$

銅のデフォルトは  $\rho = 1.59 * 10^{-6}$  そして  $\rho Tc = 6.77 * 10^{-9}$

ユーザは  $\rho = 2.41 * 10^{-6}$  そして  $\rho Tc = 1 * 10^{-8}$  を使用することによって、User.equ の Aluminium に変更できます。

## コア損失方程式

$$P_{core} = Kp B_{ac}^n f^m Vol \quad 4-7$$

コア損失方程式は測定したデータのカーブフィットです。

それは一般に、周波数の適度の範囲(10kHz から 100kHz まで)以上で正確であるのみです。これらのカーブは、各ラインが特別の周波数で連結されるログ-ログ グラフペーパーの直線の種類として通常プロットされます。

## 高周波 AC 抵抗

動作周波数が増加することによって、トランスまたはインダクタ巻線の有効的な抵抗は増加します。

この変化は、コンダクタ内の電子の Penetration depth の減少のためです。

コンダクタを通して平等に分配される代わりに、電子は磁界によっては表面に強制されます。巻線は他の 1 つに近接する場合、磁界は修正されます。

Bennet と Larson[48]はソレノイドを巻きけたレイヤ用の Maxwell の方程式を解法します；それらの作業は、磁界にあるレイヤ毎またはターン毎での解法を得るために、拡張されます。Fr はいくつかの周波数 f での DC 抵抗に対する AC の比率です。

$$Fr = x[F1 + 2 \frac{(H_1 H_2)}{H_i^2} F3] \quad 4.8$$

$$x = \frac{h \sqrt{f l}}{Dp}$$

$$Dp = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}}$$

$F3 = (\sinh(x) - \sin(x)) / (\cosh(x) + \cos(x))$  に F3 は近似できます。

その間

$$F1 = (\sinh(2*x) + \sin(2*x)) / (\cosh(2*h) - \cos(2*x))$$

H1 と H2 はワイヤのどちらか一方の側のフィールドの強さです。

Hi はワイヤ自体によって作られたフィールドです。“ワイヤ”は限界状態の評価を単純化するために rectangular シートに変換されます。

これらの方程式は Jongsma[1]と同じですが、磁界の項目 Fr を表すのを許可します。H1=H2=Nisum/(Lw)をし、l をゼロに近づける場合、近接ロスが定義されるとパワーロスは  $l * I * Fr * Rdc$  です。

l=0 の場合

$$P(I=0) = 2Rdc x \left[ \frac{Nisum w pitch}{N Lw} \right]^2 F3 \quad 4.8.1$$

この公式は、それらがfoilであるか巻き付けられるにかかわらず、シールド巻線で渦巻電流損失を計算するのを許可します。

エアギャップがフィールド予測を使用して操作される方法は、コア表面の真下にある、ギャップ周辺の ampere-turns シートを導くことです。

表面電流はそれらがスタック内のフィールドをまったく作らないことで、ギャップがないならば使用されません。

ギャップがある場合、“negative” 表面電流巻線が、ギャップを除くどこにでも表面電流を導くよりもっと計算的に有効なギャップに追加されることとなります。

表面電流は次のように導かれます：

$$(NI)_s = -Kg \mu_{\text{eff}} \frac{g}{Lm} NI$$

トランスに関して、SNI はギャップが通常小さな効果(この後でもっと)を備えるので、0 と小さいことに気づきます。

定数 Kg は巻線への近接で発生した表面近くのフィールドバンチングを計算します。

各ファントムターンの表面電流は、表面巻線下のコア中央で測定された NI/Lm よりむしろ、H(x)を u(eff)倍に比例させ、このように Kg を計算します。

不幸にも、この措置は u(eff)を測定するために確かに収束できません。U(eff)が分かっている場合、表面巻線によって生成されたフィールドは各ターンの Fr のために良い概算を提供します。

u(eff)を計算中の問題は、コア内部の磁束を描くことに関連しています。

コアの回りに MMF が均等に分配されていない場合、磁束は巻線表面の近くでもっと高くなる傾向があります。

この MD リリースが AC ワイヤ損失に焦点が合わせると、コア内部のフィールド解法を検索しません。

実験に基づいた公式は長いギャップ用の透磁率の減少を計算するために使用されます。

巻線スタックにあるフィールドを計算するために Magnetcs Dsigner で使用される二つの方法があります。初めのアプローチは Dauhajre[24]によって記述された従来のアプローチと同じ判断に基づいて磁界を計算し、形状に巻き付けたセクタのボビンの長さを超えるソレノイド巻線とサイドウェイ用のコア外側からフィールドを構成します。

前のアプローチはシングルセクタに良い結果を与えます；しかしながら、後のアプローチは薄く並んだセクタであるためエラーです。

巻線スタックのフィールド中心部は、セクタの中心におかれたフィールドを起こしている隣接する電流によって影響を及ぼされます。Magnetcs Desginer で使用されたアルゴリズム

ムはフィールドを分配するセクタ形成を見積もります。

自動設計方法はこの方法を使用します。

なぜならば、プログラムを良好な最適化に指示するのに十分早いからです。

第二の方法は AC 損失を予測するために同じ方程式を使用しますが、以下の方程式を使用して磁界概算を作成します：

$$\vec{dH} = \frac{\vec{idl} \times \vec{r}}{4\pi r^3} \quad 4.8.2$$

反復の結果はワイヤの電流配分が近くのコンダクタのフィールドに影響するために要求されます。磁界マップの赤いラインはコンダクタの高い磁界の強度での電流を表し、磁界の強度はグレイスケールによって与えられ、黒は強く、白が弱いです。

解法は基本的に Maxwell の方程式 quasi-static 解法です。

巻線スタック磁界は、コアを通過する大部分のフィールドをコアがシールドすると想定して、コア内のフィールドの解法なしに概算されます。

ファントム表面電流巻線を含むことはギャップ fringe フィールドを計算します。

この解法は最適化に使用するにはあまりに長いので、ユーザが Transformer/Inductor スクリーンの “Apply using fields” ボタンか Bobbin スクリーンの “Refresh fields” ボタンを押した場合は、後で可能になります。

第 1 巻線と同様に第 2 線を備えるインダクタに関しては、第 1 と第 2 電気伝導は独立であると推定します。

フィールドは第 1 に伝導し、再び第 2 に伝導して計算されます。その影響は重ねあわせて結合されます。

## 矩形波励磁用の AC 抵抗

Magnetics Designer は、電流波形を形成したサインとパルスの両方の抵抗を計算します。一般に、サイン波形用の抵抗は、矩形波が高調波分のためにワーストを作りだしている間、最小抵抗を作り出します。

pulse 選択は duty 比と電流の rise タイムを指定できます。

矩形波は 50%duty 比と 0rise タイムを選択することで指定されます。

小さくゼロでない rise タイムを選択することは、多くのアグレッシブ設計を許可するので十分に損失は減少するでしょう。

他の不定の形(台形、ノコギリ等)は通常、サインと矩形間での結果を作ります。  
 矩形波に関する以下の論旨はその形の適切なフーリエシリーズを使用してあらゆる波形に  
 適合させます。

矩形波の AC 抵抗値は以下に計算されます。  
 以下のように Rac を単一の値の合成抵抗にしましょう。

$$P_{loss} = I_1^2 \cdot R_1 + I_3^2 \cdot R_3 + I_5^2 \cdot R_5 + \dots = I_{rms}^2 \cdot R_{ac} \quad 4-8a$$

F は Transformer スクリーンで決まった基本周波数であるので、 $I_1/R_1$ 、 $I_3/R_3$ 、 $I_5/R_5$ 、...は  
 $F, 3F, 5F$  での電流/抵抗値である。

そして、 $I_{rms}$  は AC の RMS 値( $I_{ac-rms}$ )です。

この公式は実際、電流シリーズを矩形にするか、平均値を用いることによって 実行されま  
 す。全クロスは、式 4-8a の結果を残し、整数をゼロにします。

総数は、独立した波形である DC 成分を含み、ユーザ定義します。

sine/square を切り替えることなしに操作される方法を理解するためには、単一の Rac 値は  
 基本的なもののために計算され、全高調波に適合されると想定します。

結果は以下によって定義されます。

$$P_{loss} = (I_1^2 \cdot R_1 + I_3^2 \cdot R_1 + I_5^2 \cdot R_1 + \dots) = R_1 \cdot (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots) \quad 4-8B$$

$$\begin{aligned} &\text{and since } I_3^2 = (I_1/3)^2, I_5^2 = (I_1/5)^2, \dots \\ P_{loss} &= R_1 \cdot (I_1^2 + I_1^2/9 + I_1^2/25 + \dots) \\ &= I_1^2 \cdot R_1 \cdot (1 + 1/9 + 1/25 + 1/49 + \dots) \end{aligned}$$

最後に、式 4-8C は、多様な高調波における抵抗の偏差を計算しない場合、Magnetics  
 Designer がレポートするものを示します。Rac は周波数で一定です。

$$P_{loss} = 1.2287 I_1^2 \cdot R_1 \quad 4-8C$$

実際、各周波数用の異なる R を計算したら、Rac を解法できます。

$$\begin{aligned} P_{loss} &= I_1^2 \cdot R_1 + I_3^2 \cdot R_3 + I_5^2 \cdot R_5 + \dots \\ &= I_1^2 \cdot R_1 + I_1^2 \cdot R_3/9 + I_1^2 \cdot R_5/25 + \dots \\ &= I_1^2 \cdot (R_1 + R_3/9 + R_5/25 + \dots + R_n/(n \cdot n) + \dots) \quad 4-8D \end{aligned}$$

式 4-8D は周波数での抵抗の偏差を計算します。式 4-8D での  $P_{loss} =$

$$= I_{rms}^2 \cdot R_{acsq} = I^2 \cdot (R_1 + R_3/9 + R_5/25 + \dots + R_n/(n \cdot n) + \dots) \quad 4-8E$$

and Ploss in eq 2.0 =  $I_{rms}^2 \cdot R_{ac1} = 1.2287 I^2 \cdot R_1$  4-8F  
and divide 4-8E by 4-8F, we get

そして 4-8E を 4-8F で割ったら、

$$R_{acsq}/R_{ac1} = (R_1 + R_3/9 + R_5/25 + \dots + R_n/(n \cdot n) + \dots) / (1.2287 \cdot R_1) \quad 4-8G$$

を得ます。

全  $I_1$  と  $I_{rms}$  をキャンセルし、本来の推定では  $R_{ac1} = R_1$  であることに気づきます。 ;次に

$$R_{acsq} = (R_1 + R_3/9 + R_5/25 + \dots + R_n/(n \cdot n) + \dots) / (1.2287) \quad 4-8H$$

Now let  $R_1 = kR_1$  such that  $R_1 = kR_1 \cdot R_{dc}$ , then

$$R_{acsq} = (kR_1 \cdot R_{dc} + kR_3 \cdot R_{dc}/9 + kR_5 \cdot R_{dc}/25 + \dots + kR_n \cdot R_{dc}/(n \cdot n) + \dots) / (1.2287) \\ = R_{dc} \cdot (kR_1 + kR_3/9 + kR_5/25 + \dots + kR_n/(n \cdot n) + \dots) / (1.2287) \quad 4-8I$$

式 4-8I は、最適化プロセス(新たな機能参照)が実行された後、実施される Rac 問題への正確な解法です。

Magnetics Designer は 99 の高調波まで繰り返されます。

設計がサイン波で最適化され、矩形波で使用される場合、より高い AC 損失を明確に得ることが可能です。

他の方法で作業すると普通、サインと矩形波信号の両方に良い設計が作成されます。

## 方程式の引き出し

多くの有益な Magnetics Designer の方程式は、先のセクションで解説された基本の方程式から引き出したものです。いくつかの方程式はインダクタンス、巻線抵抗、または指定の銅損失を計算します。

他のものは要求されたコアエアプロダクトまたは重量を予測します。

以下のセクションはトランスまたはインダクタを設計するか、最適化するために必要なより多くの有益な式をいくつか引き出し要約します。

## 巻線のインダクタンス

4-5 を通した式 4-2 はインダクタンス用の式を引き出すために結合することができます。式 4-4 と 4-5 を使って始めます。

$$e = L \frac{di}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} \times 10^{-8}$$

以下のようなLを解法するための項目を再調整します。

$$L = N \frac{d\Phi}{di} \times 10^{-8} \quad 4-9$$

式 4-2(単一の巻線を推定しているが、複数の element path) から di 用の式を引き出します。

$$di = \frac{\sum_{k=1}^m l_k dH_k}{4\pi N}$$

式 4-9 の di に代入します。

$$L = 4\pi N^2 \left( \frac{d\Phi \times 10^{-8}}{\sum_{k=1}^m l_k dH_k} \right)$$

$$L = \frac{4\pi N^2 \times 10^{-8}}{R} \quad 4-10$$

where

$$R = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{d\Phi} = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{A_k dB_k}$$

$$R = \sum_{k=1}^m \frac{l_k}{A_k \mu_k} \quad 4-11$$

### 定義されたピーク電流でのギャップを持つインダクタの B<sub>max</sub>

定義されたピーク電流でのギャップがあるインダクタの B<sub>max</sub> 磁路がいくつかのギャップといくつかのコアセグメントからなることで、式は要望されたコアセクションの磁束密度を見つけるために引き出されます。

interest セクションは A<sub>c</sub> の断面積を備えると想定します。

式 4-2 を使って始めます。

$$\sum_{k=1}^m H_k l_k = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j \quad 4-2$$

H用の式 4-3 を解法し、以下のように式 4-2 に代入します。

$$\sum_{k=1}^m \frac{B_k l_k}{\mu_k} = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j$$

しかしながら、磁路の1セグメントでの磁束密度はそのセグメントのエリアによって分割された磁束線の数に等しいです。ゆえに、 $B_k$  のために代入します：

$$\sum_{k=1}^m \frac{\Phi l_k}{A_k \mu_k} = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j$$

漏れ磁束が僅かであると想定すると、磁束線の総数は全セグメント内で同じであるので、合計の外側に移動されます。

$$\Phi \sum_{k=1}^m \frac{l_k}{A_k \mu_k} = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j$$

さらに、式の左側の合計は磁路のリラクタンスに等しいです。故に、

$$\Phi R = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j$$

関係  $B_p k = A_c R$  を使用して、 $B_p k$  を解法します。

$$B_p k A_c R = A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j$$

$$B_p k = \frac{A\pi \sum_{j=1}^n N_j I_p k_j}{A_c R}$$

$$B_p k = \frac{A\pi N_p \sum_{j=1}^n T_j I_p k_j}{A_c R} \quad 4-12$$

## 巻線の DC 抵抗

巻線の低周波数抵抗は、以下のように、固有抵抗(温度、 $K_r$  の機能として)、長さ、そしてコンダクタの断面積に関連します：

$$R_{dc} = \frac{K_r(T) l_{wire}}{A_{wire}}$$

トランスまたはインダクタのケースでは、ワイヤの長さよりターン( $MLT_j$ )ごとの巻き数と中間の長さの観点から考えることが有効です。そのため、 $j$  番目ワインディング用抵抗の式は以下のようになります：

$$R_j = \frac{K_r(T) MLT_j N_j}{A_{wire_j}} \quad 4-13$$

$MLT_j$  は、巻線がボビンに追加されると、次第にもっと長くなります。それは、最初の巻線が最後の巻線より低い  $MLT_j$  であるということです。

## ウィンドウ活用

コアのパワー操作性能の役目は、利用可能な巻線スペースにどれほど銅が置かれるかに関連します。

以下の式は、巻き数比に対するウィンドウエリア、RMS 電流、第 1 ターン、そして電流密度に関連する二つのウィンドウ活用ファクタを使用します。

電流密度は裸銅断面積( $A_{wire}$ )に対する RMS 電流( $I_{RMS}$ )のとして定義されます。

$A_{wire}$  を解きます：

$$A_{wire} = \frac{I_{rms}}{J} \quad 4-14$$

一般に、マグネットワイヤのシングルターンによって使用された断面積は、裸銅の断面積より相当大きい長方形エリア( $A_r$ )です。

例えば、標準マグネットワイヤの外径は絶縁されたフィルムの厚さの二倍にされた裸銅より大きいです。

さらに、二つのラウンドワイヤが並列に巻き付けられた場合、各ワイヤはワイヤの外径と等しいサイドで四角形エリアを費やします。

そのため、各特有のワイヤタイプは、ワイヤによって使用された長方形エリアに対する裸銅エリアの比に等しい、ワイヤフィルファクタ、Kwire を備えます。

$$K_{wire} = \frac{A_{wire}}{A_r} \quad 4-15$$

大部分の巻線は多くのターンを要求します。

多くのターンが巻線エリアに置かれるので、ワイヤをしっかりと空けておくのが難しくなります。

結果として、他の巻線ファクタ、Kw が紹介されなくてはならない。

全での巻線用の一定の電流密度を使って、ワイヤの Nj ターンを操作するために要求されたウィンドウエリア、Aj の計算は：

$$A_j = N_j A_r = \frac{N_j A_{wire_j}}{K_w K_{wire}} = \frac{N_j I_{rms_j}}{K_w K_{wire} J}$$

n 巻線を操作するために巻線スペース(Abob)を要求された総数は、

$$A_{bob} = \sum_{j=1}^n A_j = \sum_{j=1}^n \frac{N_j A_{wire_j}}{K_w K_{wire}}$$

$$A_{bob} = \sum_{j=1}^n \left( \frac{N_j I_{rms_j}}{K_w K_{wire} J} \right) \quad 4-16A$$

この式は第 1 ターン、Np、合計の外側を因数分解することによって基準に合わせられます。

$$A_{bob} = N_p \sum_{j=1}^n \left( \frac{T_j I_{rms_j}}{K_w K_{wire} J} \right) \quad 4-16B$$

## 銅損失

トータルの銅損失は巻線の全てのために (i^2) \* R 損失の合計です。

$$P_{cu} = \sum_{j=1}^n \left( I_{rms_j}^2 R_j \right)$$

式 4-13 を使用して Rj に代入します：

$$P_{cu} = \sum_{j=1}^n \left( I_{rms_j}^2 \frac{K_r (T) M L T_j N_j}{A_{wire_j}} \right)$$

(J × Awire) を使って Irm を再配置し、以下の式を得るためにシンプルにします。

$$P_{cu} = J^2 \sum_{j=1}^n \left( A_{wire_j} K_r (T) M L T_j N_j \right)$$

ボビンの MLT を使って MLT<sub>j</sub> を再配置し、P<sub>cu</sub> を再調整します。

$$P_{cu} = J^2 K_r (T) MLT \sum_{j=1}^n A_{wire_j} N_j \quad 4-17$$

しかし式 4-16A から

$$\sum_{j=1}^n N_j A_{wire_j} = A_{bob} K_w K_{wire}$$

上記の 4-18 を得るために式 4-17 に上記の式を代入します。

$$P_{cu} = J^2 K_r (T) MLT K_{wire} K_w A_{bob} \quad 4-18$$

式 4-18 は電流密度を銅損失に関連させて表します。

そのため、一つは実際の RMS 電流またはターン数の与えられたコア巻線エリア用の指定パワー損失を達成するために、J の式を解法します。

## トランスとインダクタのコア活用

トランスとインダクタの両方に関して、設計の二つの指定タイプがあります：コア損失制限設計と磁束飽和制限設計があります。

トランスの場合、必要なコアエリアを確定する唯一の式があります。

$$A_c = \frac{edt \times 10^8}{dB Np} = \frac{edt \times 10^8}{2 B_{ac} Np} \quad 4-19$$

それ自体特に有効ではないけれども、式 4-16A を使って組み合わせられる場合、この式が基本コア選択方程式の一つになります。

コア損失制限の場合では、策は最適の磁束密度を選択することになります。

飽和制限の場合では、B<sub>sat</sub> の妥当なパーセンテージ(約 80%)を選択するのに唯一必要とされるだけなのでシンプルです。

式 4-19 は、インダクタ用の損失制限のケース用には十分に等しく動作します。しかし、DC バイアスが与えられるとすぐ、コア損失が過剰になる前に、コアは長く飽和するようになります。

飽和制限の場合では、式 4-12 は以下のようにコアエリアを見つけるために再調整されます：

$$A_c = \frac{4\pi Np \sum_{j=1}^n T_j I_{pk}}{B_{pk} R} \quad 4-20$$

## ハーフターン

中脚でのコアは 1/2 ターン増加用の物理的な性能を備えます。

ハーフターン巻線はコアの 1/2 での磁束をリンクするのみで、結果としてとても高い漏れインダクタンスになります。

Magnetics Designer は、追加された漏れインダクタンスの結果から出たブアなパワー変換実行のためにハーフターンをサポートしません。

これからのバージョンは “intrgrated” 磁気構成で発生した複数の磁路の問題を処理するでしょう。

## エリアプロダクト

コアのパワー関連操作を評価するための共通の方法はエリアプロダクトと呼ばれます。

エリアプロダクトは、コア断面積をウィンドウエリアの倍にします。

ここで、その評価に対するよりいっそうの工夫が提案されます。エリアプロダクトは使用可能なウィンドウエリアを有効エリアの倍にします。

初めに、トランス用のエリアプロダクト式が引き出されます。

式 4-16B は使用可能な巻線エリアを与え、式 4-19 はトランスに必要なコアエリアを与えます。エリアプロダクトを得るために、Ac と Abob を掛けます

$$AwAcl = \left( \frac{Np}{K_w Kwire J} \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \right) \left( \frac{edt \times 10^8}{2 Bac Np} \right)$$
$$AwAcl = \frac{edt \left( \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \right) \times 10^8}{2 K_w Kwire J Bac} \quad 4-21$$

電氣的要求と適切な J と Bac 選択が作成されるとすぐ、式 4-21 はエリアプロダクトを計算するために使用され、コアを選択します。

インダクタ設計がコア損失制限である場合、式 4-21 はコアを選択するために使用されます。しかしながら、設計が飽和制限である場合、異なる式が引き出されます。この場合、式 4-16B と 4-20 が組み合わさります。

$$AwAc2 = \left( \frac{Np \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj}}{K_w K_{wire} J} \right) \left( \frac{A\pi Np \sum_{j=1}^n T_j I_{pkj}}{B_{pk} R} \right)$$

$$AwAc2 = \left( \frac{A\pi N^2 p}{R} \right) \left( \frac{\sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \sum_{j=1}^n T_j I_{pkj}}{K_w K_{wire} J B_{pk}} \right)$$

$$AwAc2 = \frac{Lp \left( \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \right) \left( \sum_{j=1}^n T_j I_{pkj} \right) \times 10^{-7}}{K_w K_{wire} J B_{pk}} \quad 4-22$$

式 4-22 は特に、要求された入力すべてが設計のスタートですでに知られているインダクタ設計パラメータであるために有効です。

### 銅損失に対するコア損失の最適比

コア損失制限設計用に Bill Muldoon(Ref2)によって示され、トータルパワー損失を最小化する銅損失(高周波 AC 抵抗効果を無視すること)に対するコア損失の最適比  $r$  が存在します。この比はコア損失  $B(n)$  の指数関数のような材質タイプを使用して変化します。

$$r = \frac{P_{core}}{P_{cu}} = \frac{2}{n} \quad 4-23$$

一般に、トータルパワー損失は、最適値からはなれて変化する比率として、それほど変化しません。

しかしながら、設計を開始のポイントとして、一つは最適比を始めるほうがよいでしょう。

$P_{cu}$  に対する  $P_{core}$  の比が  $r$  である場合、 $P_{cu}$  は以下の式によって  $P_{tot}$  に関連します。

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{core}$$

$$P_{tot} = (1+r)P_{cu}$$

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{core}$$

$$P_{tot} = (1+r)P_{cu}$$

$$P_{cu} = \frac{P_{tot}}{(1+r)}$$

4-24

同様に、 $r$  と  $P_{tot}$  の関数のような  $P_{core}$  の式は引き出されます：

$$P_{core} = P_{tot} \frac{r}{(1+r)}$$

4-25

Magnetics Designer は最初に式 4-23 を満たす設計を引き出します。

そして、最小パワー損失が得られることで、設計を最適化するためにそれを続けます。

この解法は、式 4-23 にあるように、 $2/n$  のコアに対する銅比を備えるか備えないかです。

最適比計算を無効にする 2 ファクタがあります。

最初に、高周波で操作する場合、1 または 2 ターン巻線のようなものがあります。

ターンの増加か減少は、最適比を得るのを不可能にさせ、コア損失にとても大きな変化をもたらします。

次に、高周波におけるスタックの AC 損失はウィンドウ満たす NOT を好む傾向があります。

ウィンドウを満たすことは式 4-23 の誘導には絶対的です。

## コアギャップ

それはエアギャップを入力することによってトランスの磁化したインダクタンスを設定するのに便利です。

これが実行されると、磁束はそれ以上コアを制限しません。

コアを 2 等分する間の磁束は、有効ギャップエリアが物理的な断面積より大きいのでギャップが増加するようにフリンジし始めます。

フリンジング磁束はいくつかの問題を生成します：

1. 薄板のコアに関しては、いくらかの磁束は増加した渦巻き電流損失で起こった薄層状のものを正常にパスします。
2. 磁束が横切って巻線を妨げるために、巻線内で渦巻き電流損失を起こします。
3. ギャップの長さが増加すると、フリンジングはその有効エリアを増加します。

Magnetics Designer は、透磁率計算で使用された有効ギャップエリアを計算する場合、ギャップフリンジングを計算します。

結果生じたエリア乗数は、Kgap 関数を使用するユーザ・データフィールドを経て利用可能になります。

式 4 26 は、以下のように Stephen[11] に一致するコアエリアに対する有効エリアの比を計算します：

$$K_{gap}(l_g) = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \log\left(\frac{2 \times l_w}{l_g + 1\mu}\right) \quad 4-26$$

ここで、 $l_g$  は cm でのギャップの長さで、 $l_w$  は cm でのウィンドウの幅で、 $A_c$  は でのコア断面積です。

さらに Magnetics Designer が大きなギャップのインダクタンスをより良く概算するために、empirical correction を使用することで、この公式は大きなギャップ用にブレークダウンします。

Partridge[17]に一致し、薄板のコアのギャップロスには以下の公式となる：

$$P_g = 17 \times 10^{-4} \times l_g \times d \times \mu \times I^2 \times J \times B_m \quad 4-27$$

ここで、 $d$  は薄板の幅であり、 $t$  は cm での薄板の厚さです。

Magnetics Designer はパワー損失計算のこの概算を取り入れません。

しかし、ユーザはこの損失を User Data エリアにある Total Power Loss フィールド式に追加できます。

コアギャップは高周波設計用の重要な問題を起こします。

これらの問題は、ギャップが磁路にそって有効的に配分されるために、低い透磁率のコア材質を使用することによって実質的には取り除くことができます。

渦巻き電流損失は磁界の二乗に比例し、フィールドはギャップセグメントの数に反比例します。

一つのギャップから 2 になることは、2 によるそれぞれのリーケージフィールドと 1/4 によるそれぞれからの損失を減少します。

渦巻き電流損失もまた、ギャップから巻線を遠くに置くことによって最小化されます。

Severns[12]は 2 倍のエアギャップの長さで受け入れ可能な距離に置きます。

### 表皮効果、近接効果と分割巻線

電流を強制した磁束がコンダクタのエッジに向かって、電流を互いに離れさせることで、コンダクタ抵抗は高周波で増加します。

ラウンドコンダクタに関しては、電流はその厚さが表皮の深さである annulus の中に効果的に運ばれます。巻線がレイヤ内で作られ、お互いに対する近接はそれ以上の電流を流し、抵抗をさらに増加します。

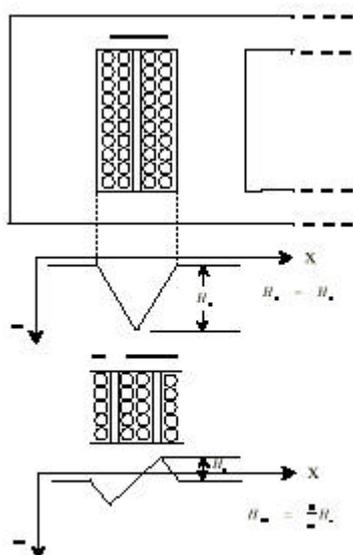
この電流が磁界の強さによって起こされたことで、コンダクタサイズが磁界の強さのいずれかを減少する巻線調整はこれらの効果を減少し、トランス能力を改良するでしょう。

下図は、第1が第2の各サイドで半分に分割されたトランスのフィールドの強さを比べます。第1と第2の両フィールドの強さは2のファクタによって減少します。

この場合、ワイヤサイズと電流は、第1が直列に接続されたことで、変化しません。

第2の低い電圧のようないくつかのターンのみを備える巻線を分割するには実用的でないかもしれません。

これらの場合、巻線は分割し並列に接続されるかもしれません。並列分割することは、ワイヤサイズと電流密度の両方を減少します；しかしながら、電流は平等に分配されないかもしれません。



ユーザは半端な分割のために最大により結果を生むことに気づきます。

なぜなら分割巻線間に挟まれた巻線がポジティブからネガティブへのその磁界を交代させます。

内部巻線を分割することは、外部巻線も分割することがない限り、よい結果を達成しません。

Magnetics Designer は巻線スタック内の磁界の概算をもとに AC 抵抗を計算します。"Apply using fields" ボタンを使用することは、これらのフィールドの計算より正確にします。

全てのプライマリは同時に指定した電流を導くと想定されます。

トランスに関しては、第2電流は逆にされたフィールド極性を持つ第1電流に関連すると想定されます。

これはシンプルなインダクタ, 第 1 のみ, もしくはフライバックトランスの場合に適合します。

## 漏れインダクタンス

漏れインダクタンスは Dauhajre[13]によって記述されたテクニックの使用することでモデル化されます。このペーパーで、Dauhajre は磁界パターンの詳細な知識での電流配分の依存であるので、たとえとてもシンプルな形状でも、一般の問題は数学的に困難であることを示しています。

3 つの寸法のフィールド解法を使用せずに概算をする根本的な想定は電流配分を正確に概算することができます。

電流が分るとすぐに、以下の積分を計算することによって漏れインダクタンスを解法します：

巻線間の区分のようにコアを通してリンクされない磁束である漏れ磁束を見つけます。前式を使用して漏れをその時解法します。

$$L = \frac{\mu_0}{I} \iiint H \cdot dv$$

漏れインダクタンスが磁化したインダクタンスに比べて小さい場合、磁化したインダクタンスは単一の巻線をすべて参照できます。

さらに、セクタ間の漏れインダクタンスが隣接巻線間の漏れインダクタンスに比べて大きい場合も、セクタ漏れを外部巻線に移動できます。

物理的なポイントの見解から、バレル巻線間の体積を観察することは、セクタ巻線間の体積がこれらの想定を有効にするより、小さくなります。

この物理的なモデルは容易に抽出できない  $n$  乗された項目を要求する  $n$ -ポート数学的モデルをかなりコンパクトにしました。

我々は理想的なトランスを使用するモデルを接続します。

浮遊容量が理想的なトランスの周りに直につくので巻線をカスケードすることが便利で；このようにネガティブな容量から発生する特異性を避けます。

このモデルは、以下の等価回路の結果になります：

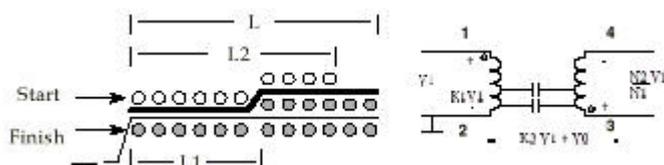


Magnetics Designer は、Start ID ナンバーが Finish ID ナンバーより小さい場合、巻線は左上で始まると想定されます。

Finish ID ナンバーが小さいならば、巻線は右上で始まります。

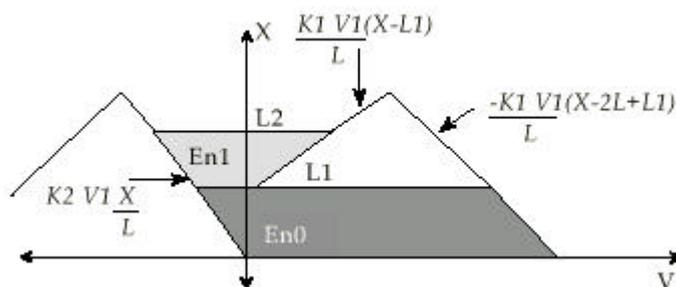
巻線レイヤは、各レイヤの最後で方向を逆にすると想定されます。

Magnetics Designer は、レイヤがワイヤまたは絶縁のいずれかを使って完成されると想定され、そのため、2巻線は同じレイヤを占領できません。



次に示されたものは、巻線(ケース 1)に沿った距離のプロット対電圧です。

En0 と En1 は、個々に、L1 にインターバル 0、L2 に L1 を統合した後、得られるエネルギーです。

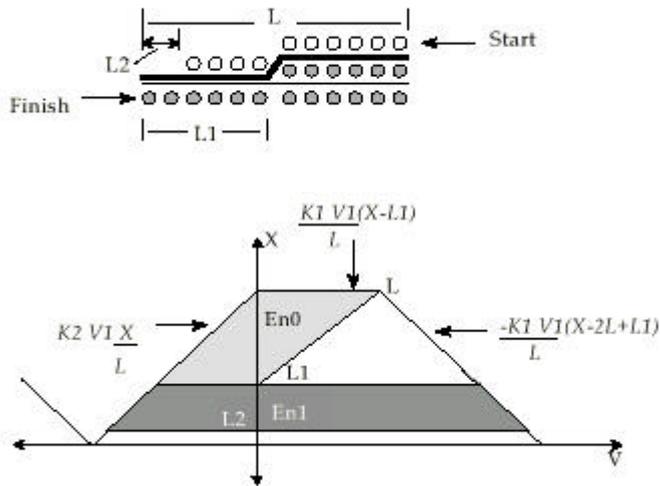


Start から Finish までの異なる巻線配分のために、二つのエネルギー配分、En0 と En1 を追加することによって、以下のマトリックスの解法で示された小信号容量の容量値が計算できます。

$$\begin{array}{l}
 V1=0 \\
 v(2-4)=0 \\
 v(2-3)=0 \\
 v(1-3)=0 \\
 v(1-4)=0
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\
 1 & 0 & A & B & 1 \\
 1 & A & 0 & 1 & C \\
 1 & C & 1 & 0 & A \\
 1 & 1 & B & A & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 C11 \\
 C2 \\
 C3 \\
 C4 \\
 C5
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 Cnext \\
 E(k3-N2/N1) \\
 E(k3=0) \\
 E(k3=1) \\
 E(k3=1+N2/N1)
 \end{bmatrix}$$

where:  $A = (N2/N1)^2$   
 $B = (1+N2/N1)^2$   
 $C = (1-N2/N1)^2$ , and  $C1 = C11 + Cself$

以下の図は第二ケース用です。



## IsSpice4 モデルを生成する方法

完全な SPICE モデルは先の浮遊容量と漏れインダクタンスモデルを組み合わせます。AC 抵抗は単一の L-C 並列セクションを使用して近づけられます。

インピーダンスは、損失が動作周波数と寄生の共振の 1/3 でモデル化されるように AC 抵抗に適合します。

AC 抵抗のプロットは各巻線用に Wire スクリーンで表示されます。

我々が見てきた全ケースに関するれば、漏れインダクタンスは AC 抵抗よりもっと高いインピーダンスを作り出します。

これは、AC 抵抗の効果がトランスの共振を減退させる方向に導きます。

このため、予想した共振の周辺に正確なモデルを作成することは重要です。

再度、二次的な効果を正確にモデル化する複雑なレベルはその値に対して難しくなります。

漏れインダクタンスと巻線容量を使用する共振周波数は理論上最大を表します。

予想した回路動作を使って、もっと近くに AC 抵抗計算を整えるために、この周波数を 1/3 に減少します。

理想的なトランスはフォワード電圧トランスとリバース電流トランスを計算し、ソースをコントロールした IsSpice のペアを使用しモデル化します。フォワード方向では、“Primary” 電圧が、巻き数比に設定されたそのゲインを使って電圧源をコントロールした電圧を使用しセカンダリに転送されます。リバース方向では、電流をコントロールした電圧が巻き数比によって、電流がセカンダリからプライマリに反映されることを確かめます。

DC と AC 抵抗の等価回路は、個別の巻線にそれぞれ追加されます。

最初の巻線後の電圧源は理想的なトランスモデルでのフィードバック項目用の電流を感知するために使用されます。

コアは磁化したインダクタンスを使って、パラレルにシンプル抵抗としてモデル化されます。抵抗は動作周波数において、コア損失式によって設定されます。

線形コアモデルが使用されます。

References[14]と[15]は非線形飽和コアモデルを作成するためのテクニックを説明します。渦巻き電流損はコアデータベースに十分に記述されず、よってその効果はプログラムによってモデル化できません。

この効果は製造会社のデータを合わせるために設定された磁化したインダクタンスに直列 R-C ネットワークを追加することによってモデル化できます。

これは、電流を導いている間にスイッチングデバイスを切っている場合、認められるリングングに特別にダンピングを追加します。

追加された効果をモデル化することは、かなりの計算手段を要求し、ユーザ設計用の非線形に依存することがない限り、終わるべきではない；例えば、“swinging”インダクタはパワーコンバータの連続的な伝導部分を拡張するために使用されるかもしれません。

## 熱モデル

空気中において磁気デバイスの周囲温度以上の表面温度上昇は表面エリアとパワー損失の合計に依存にします。

以下の式(Ref.2)は温度上昇の正当に良い概算を提供します。

$$\Delta T = \frac{710 P_{tot}}{A_{surf}} \quad 4-26$$

この式は、磁気デバイスの表面から対流的な熱損失を計算するだけで、デフォルト thermal model Tleve=0 を基本に使用されます。

表面から磁気デバイスの最も熱い部分への温度上昇は、このデフォルトモデルレベルでは考慮されません。

thermal model 1 および 2 は、磁気デバイス内部の温度上昇のために計算します。

磁気デバイスは、内部の温度を下げる fans, thermally conductive, heat paths, oil filled containers, water cooling のような特別な冷却方法に頼るかもしれません。

仮に、熱を消すために特別な規定があれば、自身の温度上昇結果を計算するために User Data

フィールドと式を使用して、熱トランス係数を修正しなくてはなりません。Transformer 又は inductor スクリーンの User Data エリアに自身の式を追加することは、第 2 章、User Data Input/Output フィールドに記述されています。

MD は 3 つの熱モデルを持っています。

モデルレベルは User Data エリア内の Tlevel 値を設定することによって変更することができます。

各種熱係数の値は User Data ボタンダイアログから望みの変数をアクセスすることによって見ることもできます。

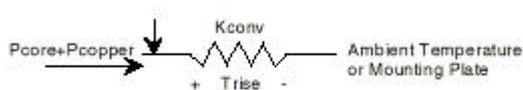
Thermal Model Level 0, Tlevel = 0

これは、デフォルトの熱モデルです。

結果、Trise は磁気デバイス表面の周囲温度以上の温度上昇です。

考えられる熱トランスの唯一の方法は、コア表面( 対流係数 Kconv を通じた場合の表面エリア(As))からの伝達です。

Kconv ( デフォルト値は 710) はコア表面と取り付け表面の間の熱抵抗です。これは空気以外の何かかもしれないが、Kconv 値の変更が必要となります。



このモデルを制御する対流レート方程式は  $q=h(Ts-Ta)$  である。

ここで、表面エリアによって分配された  $q$ =トータルパワー,  $h$  は対流係数、 $Ts$  は表面温度、 $Ta$  は周囲温度です。

対流レート方程式の再アレンジし、トータルパワーと表面エリアを代入することで、 $T=(Ts-Ta)=Ptotal/(Asurf*h)$  を得る事ができます。

対流係数は、熱量が磁気デバイスの表面から移される効率を制御します。

この係数は、自由対流 0.5m から 2.5m (w/ C) まで、強制対流に対しては 2.5m から 25.0m(w/ C) までのどこかに範囲ができます。

一般の値は 1.4m(w/ C) で、およそ 710( c/w) です。

上の式にこれを代入すると、 $T=(Ts-Ta)=710*Ptotal/Asurf$  を得ることができます。

Magnetics Designer は、周囲温度  $T_a$  (Options スクリーン中の) 及び対流係数  $K_{conv}$  ( $h = 1/K_{conv}$ ) へのアクセスを可能にします。

これは磁気デバイスが最終的に配置される外界の熱特性を記述する場合、優れた適応性を与えます。

トータルのパワー損失  $P_{total}$  は、トータルのコアパワー損失の  $P_{core}$  + トータルの銅パワー損失  $P_{copper}$  として計算されます。

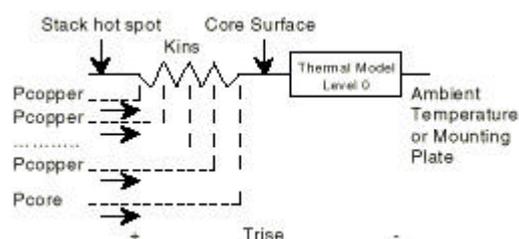
表面エリアは選択したコア形状の機能です。

Thermal Model Level1,  $T_{level} = 1$

この熱モデルの結果は、スタック過熱点から周囲温度への温度上昇、またはその他の取り付け表面までの温度上昇  $Trise$  です。incorporate ワイヤスタックからコアまでの熱伝導は混合されます。

絶縁伝導係数  $K_{ins}$  ( $K_{ins}=2E-3$ ) はスタック / コアインタフェースから表面までの温度上昇を計算するために適切な計算がされたエリアと銅パワー損失と連結して使用されます。

この結果は、thermal model 0 で記述された対流式と結合されます。



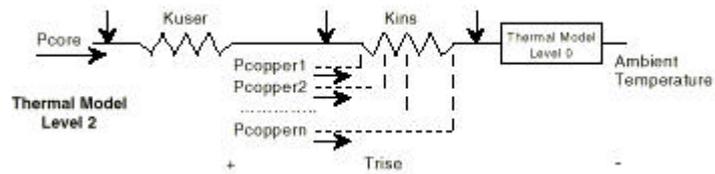
Thermal Model level2,  $T_{level} = 2$

この熱モデルは、温度上昇がワイヤスタックを通じた内部コアから周囲温度もしくはその他の取り付け表面までであること以外は level 1 に類似しています。

コアとスタック間のインターフェイスはわからないので、Magnetics Designer はユーザ定義の固有熱抵抗を提供致しません。

しかしながら、User Data ボタン、 $Trise$  値を使用してユーザは下記に記載したものと類似したユーザ独自の式を作成することができます。

$$T_{core} = Trise + K_{user} \times P_{core}$$



上図に関すれば、 $pcopper\#$ は巻線の数です。

伝導係数  $K_{user}$  は、コア/スタック境界の固有熱抵抗です。 $K_{user} \times P_{core}$  項は熱モデルの一部ではないことを思い出して下さい。構成方法に応じてユーザは、適切なドロップを追加すべきです。

level 2 がトロイド用に作動している一方で、level 1 は、露出されている表面のコアに適しております。

## コア選択アルゴリズム

Magentics Designer は自動的に、Transformer か Inductor スクリーンに書かれた電気的要求に基づいてコアとワイヤサイズを選択するでしょう。

以下の “pseudo code” は、設計要求を入力し、最初に Apply をクリックした後、初期設計を得るために使用される自動的なプロセスを説明してます。

```

While the design temperature rise is higher than specified
  If the core is not locked
    If it's the first pass, pick the smallest core based on low
      frequency copper loss
    Otherwise pick the next largest core in the family

  Select the current density and flux density
  Do until exit conditions (listed below)
    Calculate the turns for each winding
    Calculate the area available for each winding
    Do until the temperature is stable

      For each winding
        For each strand number
          Calculate the build and resistance
          Estimate AC losses
          Save data for lowest loss configuration
        Select the best strand count
        Calculate the build parameters
        Calculate power loss

    Break out of this loop after 15 iterations (exit conditions)
    Adjust the current density to make the winding fill equal
      to the specification
    Adjust the flux density to make the core/copper loss ratio optimum
    Adjust the core/copper loss ratio for minimum total loss
    Evaluate special break conditions

  Do until exit condition
    For each winding
      Make wire smaller if power loss decreases
    Break out after 3 passes
    Adjust area per winding
    Readjust strand and build calculations

  If no more cores, break out of the loop

```

内部ループは、構造が計算されるので、ベストなストランド構成を探します。これは完成された構造情報が AC 抵抗を計算するために必要とされるための概算のみです。これは高周波設計を最適化するよりも、時々多くのストランドが選択されることが原因となる僅かなエラーを生じます。エラーは明示されませんが、それは、多くのストランドのために正当化されると、確認するための maximum strand 制限を減少する助けをします。

最適磁束密度と最適電流密度は良い設計目標であるけれども、ある条件は受け入れられないプログラムによって生成された実際の設計を引き起こすでしょう。例えば、LOW パワー、低電圧、高周波アプリケーションを考えます。アルゴリズムは 10AWG ワイヤのシングルターンととても小さなコアを選択します。大きなワイヤのシングルターンはボビンエリアを上手に使用しないかもしれません。そのため、ワイヤをフォイルに変更することが望ましいです。その代わりに、電流がとても少ない時、ワイヤテーブルの一番小さいワイヤは大きすぎる断面積を備えます。そのため、ウィンドウは明確にいっぱいになるでしょう。

ブアな設計に生じた他の問題は、標準マグネットワイヤが高周波設計用に指定された場合に起こります。

ワイヤの AC 抵抗はワイヤの断面積が暗示するよりもっと高い損失を明確に引き起こします。この場合、設計は多くのストランドを強制する、あるいは最後の手段としてリッツワイヤかフォイルの使用を選択すべきです。

## 第 5 章 設計要求の生成

### トランスフォーマとインダクタ設計要求

インダクタもしくはトランス設計はシステム要求を磁気設計要求に変換することによって始まります。例えば、電源設計者は、トランス製造会社に、それが二つの孤立した 15Vdc 出力と 100Vdc 入力を備える 100kHz、500W のスイッチングレギュレータを設計することを知らせます。

トランス設計者が自分の仕事を始める前に、それは DC 入力/出力関係と周波数によってもたらされたより多くの情報を集めます。

sustain トランス設計者は、飽和がなく半周期以上を支えなくてはならないトランスの最大バルト-秒を知る必要があります。

また適切な巻線構成を決めなければなりません：全周期ブリッジ、プッシュ-プル、または single ended。

設計者は、DC 出力電流より求められる巻線の RMS 電流により興味を示します。

また周囲温度と受理可能な温度上昇を知る必要があります。

出力 cross-regulation が問題になるならば、設計者は最大の受理可能な巻線抵抗を知る必要があります。

回路設計者が Magnetics Designer に対する要求を正確に指定しない場合、結果は双方にとって災いになります。

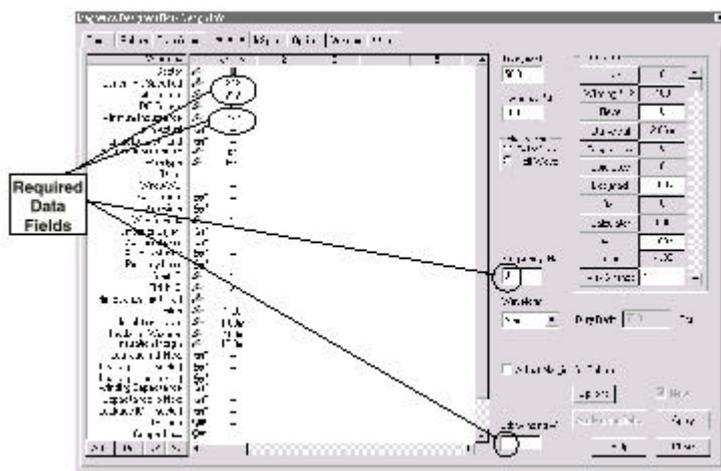
そのため、このセクションの目的は磁気設計要求の指定内に見識を提供し、それによって設計された部品は回路内の要求と機能を満たすでしょう。

Magnetics Designer はこのプロセスに関連した多くの困難を抱えた設計者を助けます。プログラムがコア形状を選択し、設計を繰り返す間、電気的要求は Transformer か Inductor スクリーンに入力されます。

設計者はそのとき、最終の設計目標が達成されるまで、最適化プロセスを継続、ワイヤサイズを変更、ターン比を適合、他の巻線構成等を試みます。

以下のセクションは、設計を生成し、その実行を計算するために、各設計パラメータを論じ、ソフトウェアによって、パラメータがどのように使用されるかを指示します。

## Inductor スクリーン



上図は初期の Inductor スクリーンを示します。スクリーンはいくつかのコンポーネントから成り立ちます。

要求するデータフィールドは、Edt(ボルト-秒)、指定した電流ピーク、AC 電流、そして最小インダクタンスを含みます。

それらは疑問符“???”によって指示され、値を供給しなければなりません。これらのフィールドのいくつかは、他のものがスクリーンのワイディング・スプレッドシートポジション内に配置される間、ダイアログのトップに配置されます。

スプレッドシートエリアは、各巻線に関連する情報を入力して繰り返し、巻線を追加、分割、または移動するために使用されます。

右側の User Data エリアは入力変数を入力し、計算された結果をみるために使用されます。

任意の設計制約はダイアログのトップに示され、最大 AC 磁束 excursion[Bac(max)]、最大電流密度(Max Idens)、そして最大磁束密度(Bp(max))、温度上昇(Trise(max))、そして最大ウィンドウフィル(Kwindow(%))を含みます。

スクリーンの右に表示される編集フィールドの値を入力することによって、内部で計算された設計制約を無効にします。

ワイヤタイプと周囲温度のデフォルトは Options スクリーンに設定されます。

インポーズされたとき、これらの制約は内部の設計最適化アルゴリズムを無効にします。

例えば、プログラムが最適電流は 500A/ であると決定し、設計者が 400A/ を指定した場合、プログラムはインダクタを設計するために 400A/ を使用します。

しかしながら、設計者が 600A/ を指定すると、プログラムは 500A/ の最適値を使用します。

最小インダクタンスは定義されたピーク電流において最小受理可能なインダクタンスです。より低い電流レベルにおいて、インダクタンスはこの指定された値以上に増加します。巻線記述コラムが空欄のままであるならば、プログラムは追加の巻線がないと推定します。

インダクタ要求を完全に記述するには、コアを加熱したり飽和したりすることなく、巻線 1 をこえてサポートされる最大ボルト-秒 (Edt) を決定する必要があります。

周波数を使用して接続した Edt は AC 磁束 excursion とコア損失を計算するために使用されます。

ピーク電流は最大磁束密度を計算するために使用されます。そのため、スプレッドシートに指定されるピーク電流は一番高いトータルアンペア-ターンに生じる電流の組み合わせです。通常この組み合わせはオーバーロードかスタートアップ状況に一致するでしょう。DC と AC 電流の組み合わせはトータル銅損失を計算するために使用されます。通常、トータル銅損失 (Pcu) は以下の式によって判ります。

$$P_{cu} = I_{dc}^2 R_{dc} + I_{ac}^2 R_{ac} + P_{proximity}$$

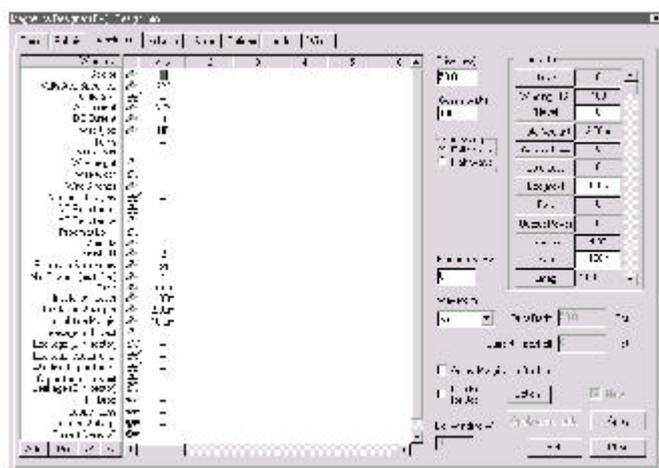
ここで、Rdc は巻線の DC 抵抗で、Rac は指定された周波数における巻線抵抗です。DC 電流は全周期以上の巻線の平均電流です。

AC 電流は DC 電流を引いたオリジナル電流の RMS 値です。

これらのパラメータを計算する方法はこのセクションの後ろで示されます。

近接ロス は AC 磁界を経験するゼロ電流巻線のために計算されます。

## Transformer スクリーン



上に示された Transformer スクリーンは、Inductor スクリーンととても似ています。要求されたデータフィールドは設計の動作周波数、そして各巻線用の 3 パラメータ；平均電圧、DC 電流、そして AC 電流を含みます。要求されたフィールドは疑問符“???”によって指示され、値を供給しなければなりません。スクリーンの中央にあるスプレッドシートエリアは、各巻線に関する情報を入力しレビューするために、そして巻線を追加、分割、移動するために使用されます。右にある User Data エリアは入力変数と計算された設計結果をアクセスするために使用されます。任意の設計制約はダイアログのトップに見られ、Inductor スクリーンで判ったもののよう厳密に操作されます。

Flux Swing ラジオボタンは、トランスが処理するために設計される磁束振幅のタイプをプログラムに知らせます。

全波は、磁束が対称的に両方向でドライブされることを意味します。

半波はコアの磁束が一つの極性でドライブされ、別の極性で残った磁束密度をリセットすることを指示します。

Frequency は設計が実行でき、巻線の AC 抵抗が指定された周波数で計算できるように申告しなくてはなりません。注意：コア family と material は、設計を進行するために選択しなくてはなりません。

Volts Avg Specified は、トランスターミナルを備えるか、生成する平均電圧です。

値は要望の磁束密度で操作し要求されたターン数を計算するために使用されます。

AC と DC 電流は電流密度を決定し銅損失を計算するために必要です。

センタータップ巻線構成を達成するために、二つの一致するセカンダリ巻線を入力し、第2巻線の Start ID ナンバーと同じ最初の巻線の Finish ID ナンバーを作成します。

## 要求の決定用ユーティリティ

インダクタかトランスを正確に設計するために、様々な要求を正確に指定することがとても重要です。

たとえば、波形が大きな DC コンポーネントととても小さな AC コンポーネントを備えている場合、高周波 AC 抵抗に関連した銅損失ははっきりと設計に影響を及ぼしません。

しかし、大きな AC 電流のコンポーネントがある場合、高周波銅損失が DC 損失より大きいマグニチュードのオーダーになります。

そのため、AC と DC コンポーネント内で電流を分割し、各コンポーネントのマグニチュードを正しく計算することが重要です。

さらに、Magnetics Designer はピーク磁束密度を計算するために最初の巻線を超えて平均値を使用します。そのゆえ、平均電圧の代わりに RMS 電圧を指定する場合、プログラムは、要求を満たすために必要以上に大きなコアを選択します。

## DC と AC 電流の計算

複雑な波形の平均値は、方程式の積分を見つけ、結果を波形の周期で割ることによって判ります。それは、

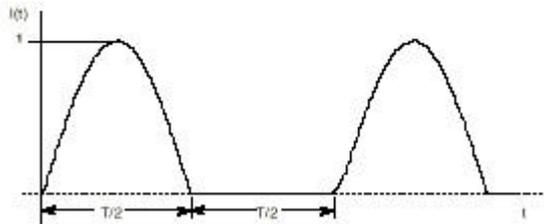
$$I_{ave} = \int_0^T \frac{I(t)dt}{T} \quad 4-1$$

下に示された整流された半波のサイン波平均(または DC)成分は

$$I_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega t) dt = \left[ -\frac{1}{\omega} \cos(\omega t) \right]_0^T$$

However,  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ . Therefore,

$$I_{dc} = \frac{-\frac{T}{2\pi} [\cos(\pi) - \cos(0)]}{T} = \frac{1}{\pi}$$



Half-Wave Rectified Sine Wave

反復の波形の RMS 値は以下の式によって求めることができます。

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^T I(t)^2 dt}{T}} \quad 4-2$$

ここで  $I(T)$  は時間機能としての電流で、 $T$  は波形の 1 つの反復全周期です。

たとえば、この方法を使用する上記の波形を整流した半波の RMS 値を見つけることは可能です。

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{T/2} \sin^2(\omega t) dt}{T}}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\left[ \frac{1}{2}t - \frac{1}{4\omega} \sin(2\omega t) \right]_0^{T/2}}{T}}$$

where  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  Therefore,

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\left[ \frac{1}{4}(T-0) - \frac{T}{8\pi}(\sin(2\pi) - \sin(0)) \right]}{T}}$$

サイン(2 )とサイン(0)は両方 0 に等しいので、

$$I_{rms} = 1/2$$

一般に、あらゆる波形は DC コンポーネントと AC コンポーネント内で分けられます。それは  $i(t) = I_{dc} + i_{ac}(t)$  です。

分割されるとすぐに、波形の RMS 値は DC と AC コンポーネント 2 乗の合計のルート (RSS) を用いて求めます。

$$I_{rms} = \sqrt{I_{dc}^2 + I_{ac}(rms)^2}$$

さらに、RMS 値と波形の平均値が分っている場合、AC 電流の RMS コンポーネントは以下のように計算されます。

$$I_{ac}(rms) = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}$$

上記の関係を引き出す方法を説明するために、以下の論点が考えられます。

あらゆる複雑な波形がフーリエシリーズを使用して表現されます。

シリーズは DC コンポーネント (おおよそ 0)、様々な振幅と周波数のサイン波の数に持っています。

例えば、下に示されたフーリエシリーズは前に示された半波整流器波形を表すために使用されます。

$$i(t) = \frac{1}{\pi} \left[ 1 + \frac{\pi}{2} \cos(\omega_1 t) + \frac{2}{3} \cos(2\omega_1 t) - \frac{2}{15} \cos(4\omega_1 t) + \frac{2}{35} \cos(6\omega_1 t)^2 - \dots \right]$$

Parseval の法則 (参照 5) にしたがって、この式の RMS 値は、全項の RMS の RSS (2 乗合計のスクウェアルート) です。

$$I_{rms} = \frac{1}{\pi} \left[ 1^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{2}{3} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{2}{15} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{2}{35} \right)^2 \dots \right]$$

$$I_{rms} = .49903$$

上記のデモンストレーションは、同じ RMS 値で生じたフーリエシリーズ方法か直接積分の方法のいずれかを、少ない数の相違を除いて説明します。

一般に、いずれかの方法は RMS 電流を計算するために使用されます。

さらに、DC 電流が単にフーリエシリーズの初めの項で、AC 電流は全 AC コンポーネントの RSS で、 $I_{rms}$ 、 $I_{dc}$  間の関係で、 $I_{ac}$  が証明されました。

## Vavg、Vrms、そしてEdt の計算

電圧と磁束間の関係は先に示された通りです。

$$e = n \frac{d\Phi}{dt} \times 10^{-8}$$

この式は、電圧が磁路の磁束変化率に比例することを意味します。

ユーザが電圧よりも磁束に興味がある場合、式は のために解法されます：

$$\Phi_1 - \Phi_0 = \int_0^t \frac{e dt \times 10^8}{N}$$

単純に話すと、この式は、磁束の変化は時間を考慮しての電圧の積分に比例すること言っています。

Edt はそのとき、指定された時間区間以上の時間を考慮しての電圧の積分として定義されません。

全磁気素子に関すれば、あらゆるゼロ抵抗巻線を超える電圧の積分は t が無限に近づくようにゼロにならなければなりません。この条件が背かれると、コアが飽和するまで一つの極性で増加しつづけるでしょう。

そのため、このパラメータが安定した状態でゼロでなければならぬために、全周期以上の Edt が考慮されることは妥当ではありません。

その代わりに、Edt は 1 周期以上の一つの極性での電圧の積分です。例えば、100Vpk、100kHz 矩形波(次のページで示す)を考えます。

$$Edt = Vpk \left[ \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{1}{f}\right) \right] = \frac{Vpk}{2f}$$

$$Edt = \frac{(100V)}{(2)(100KHz)} = 5 \times 10^{-4} \text{ volt-sec}$$

サイン波数字を整流した半波で示されるように、波形が調節されたデューティサイクルであるならば、

$$Edt = Vpk \left[ D \left(\frac{1}{f}\right) \right] = \frac{DVpk}{f}$$

平均電圧は、関係を使用する平均電流のように近似法で計算されます。

$$Vave = \frac{\int_0^T |V(t)| dt}{T} \quad 4-3A$$

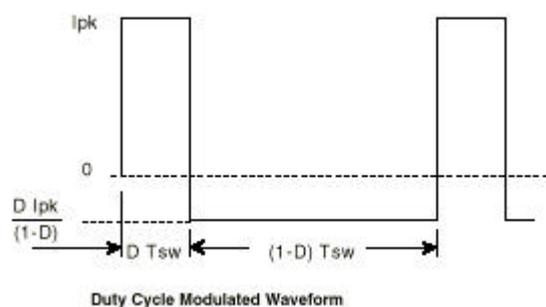
注意：平均電圧は、時間を考慮して電圧波形の絶対値を積分することで計算されます。電圧波形の絶対値がない場合、平均電圧はいつも AC 波形ではゼロになります。

周波数と Edt が分る場合、平均電圧は方程式から計算できます。

$$V_{ave} = 2 f Edt \quad 4-3B$$

例えば、周波数が 100kHz である場合、Edt は 10 秒で、そのとき、

$$V_{ave} = 2(100k)(10 \times 10^{-7}) = 2 \text{volts}$$



RMS 電圧は RMS 電流と同じ方法で計算されます。

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^T V^2(t) dt}{T}} \quad 4-4$$

注意：AC と DC コンポーネントの両方をもつ巻線を通る電流と違って、インダクタかトランス巻線を超える電圧は、これがコアを飽和させることで、DC コンポーネントをまったく備えません。

### 異なるアプリケーションからの要求

以下のセクションはトランス要求に対する回路/波形データを変換する方法を説明します。初めのセクションは、大きい DC 電流を備えるインダクタ用の要求を生成する方法を説明します。

次に、三つの低周波トランス整流器回路は、低周波トランスとインダクタ要求をいかに計算するかを実証するために考究します。

最後に、いくつかのスイッチングレギュレータトポロジが高周波スイッチングレギュレータ磁気素子要求を引き出す方法を示すために記述されます。

## DC チョーク(コイル)

多くのフィルタアプリケーションはとても大きな DC 電流のコンポーネントととても小さな AC 電流のコンポーネントをもつインダクタを要求します。

通常、インダクタのこれらのタイプは最大 DC 電流率において指定されたインダクタンスをもつことを要求されます。たとえば、28Vdc バス用の EMI フィルタ・インダクタを考えます。そのようなインダクタは最大 DC 電流において最小インダクタンス要求を満たすために指定されます。

たとえば、EMI フィルタ・インダクタは 10Adc で 20uH の最小インダクタンスを持つことを要求されるでしょう。

場合によって、インダクタは小さく安定した状態の電流を操作するのみで、過渡状態の間、もっと高い電流では飽和しません。

この場合、断面積は、安定した状態の電流に基づいて低い損失を満足できるように供給するために選択されます。

しかしながら、コアサイズとギャップの長さは最大の予想された電流でのコア飽和を防止するために選択しなければならない。

最後に、インダクタは小さな AC 電圧をサポートするために要求されます。

この AC 電圧はコア損失を起こす傾向があり、インダクタのフローに対し AC 電流を起こします。

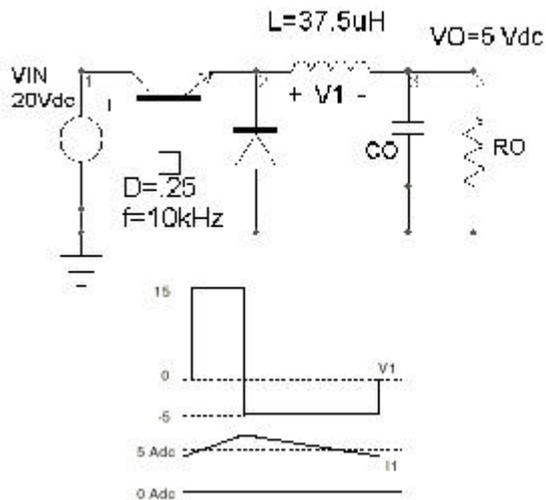
AC 電圧と周波数に関連した  $Edt$  は AC 電流の振幅ばかりでなく、プログラムにも指定されなければなりません。

そのため、インダクタ設計要求を指定すると、以下の要求を決定する必要があります。

- ・ワーストケースの  $Edt$  (volt-seconds)
- ・動作周波数(Hz)
- ・最大ピーク電流(Amps)
- ・安定した状態の DC 電流(Adc)
- ・安定した状態の AC 電流(Arms)
- ・ピーク電流での要求インダクタンス

以下のバックレギュレータ例を考えましょう。

下図は 20Vdc を 5Vdc に変換するバックレギュレータのシンプルにした回路図ダイアグラムを示します。



電流制限回路は、10Apk を超えるところからインダクタ電流を妨げます。

安定した状態の出力電流(そしてそのための安定した状態のインダクタ電流)は 5Adc です。

P-P リップル電流は方程式から見つかります。

$$\Delta I = \frac{V \Delta T}{L} = \frac{(V_{in} - V_o) D / F}{L}$$

$$\Delta I = \frac{.15(.25 / 100000)}{37.5 \times 10^{-6}} = 1 \text{ Amp}(p-p)$$

付録 A の波形公式から、ramp (  $I_p \cdot \text{sqrt}(D)$  ) の RMS 値は  $.577 \times I_p = .289 I_p = .289 \text{ Arms}$  です。

Edt は以下のように計算されます。

$$Edt = (V_{in} - V_o) \left( \frac{D}{F} \right) = 20 - 5 \left( \frac{.25}{100000} \right)$$

$$Edt = 37.5 \times 10^{-6} \text{ volt-sec}$$

バックレギュレータ要求は下のように要約されます：

$$Edt = 37.5 \mu \text{ volt-sec} - (\text{Edt Winding\#1})$$

$$\text{周波数} = 100 \text{ KHz}$$

$$\text{ピーク電流} = 10 \text{ Apk} - (\text{指定された電流ピーク})$$

$$\text{AC 電流} = 0.289 \text{ Arms}$$

$$\text{DC 電流} = 5 \text{ A}$$

$$\text{Min. Induct} = 37.5 \mu \text{H} - (\text{最小インダクタ})$$

これらの要求はインダクタ設計スクリーンに入力されます。

二つの追加の入力は、初期設計が Magnetics Designer によって完成される前に、Inductor スクリーンで要求されます。

コア family と material タイプを選択されなければなりません。

材質特性は後のセクションで論じられ、様々なアプリケーション用の適切な材質を選択する方法を記述します。

## 低周波サイン波形アプリケーション

三つの低周波トランス整流器例はトランス要求をいかに指定するかを描きます。

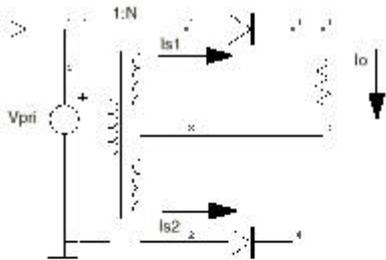
特に、抵抗負荷、容量負荷、そして誘導負荷のそれぞれを使ってトランス整流器回路を操作する方法を記述します。

### 全波トランス整流器、抵抗負荷

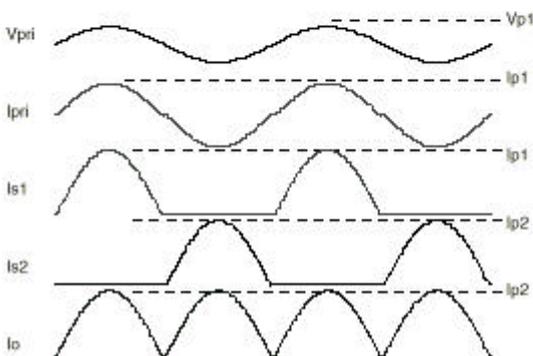
下図は抵抗負荷を使って全波トランス整流器の基本波形を描きます。

整流器フォワード電圧降下は出力電圧と小さく比較し、トランス磁化する電流が反射された負荷電流と小さく比較することを想定してプライマリ電流は本来、入力電圧での位相にあります。各セカンダリのサイドは整流された半波のサイン波の電流を備えます。

$$I_{p2} = \frac{N V_{p1}}{R_o} \quad I_{p1} = N I_{p2}$$



Full Wave Transformer-Rectifier: Resistive Load



トランス整流器が以下の要求を満たすことで、Transformer スクリーンによって要求されるパラメータに対する要求を変換する必要があります。

すなわち、Transformer 設計インスクリン上の入力のそれぞれが基本要求から計算しなければなりません。

- 入力電圧 = 95 to 135 Vrms
- 平均出力電圧 = 24.3Vavg at 135 Vrms
- 周波数 = 60Hz
- 負荷抵抗 = 8 to 80 ohms

Transformer スクリーンを参照して、入力された初めのパラメータは磁束振幅タイプです。

入力電圧が両極性で同等にドライブされるので Flux Swing は Full Wave です。

最大出力パワーは、最大 RMS 出力電圧の 2 乗を最小負荷抵抗で割ったのと等しいです：

$$P_o = \frac{V_{rms}^2}{R_o}$$

しかしながら、トランスは 24.3 Volts(avg.) を与えるために設計されます。

RMS 電圧に対する平均電圧を変換します。

$$V_{rms} = \frac{\pi V_{ave}}{2\sqrt{2}} = 1.11 \times (24.3)$$

$$V_{rms} = 26.97 \text{ Vave}$$

Therefore, the output power is

$$P_o = \frac{26.97^2}{8} = 90.9 \text{ Watts}$$

周波数は 60Hz になるように与えられました。

サイン波の平均電圧は以下の方程式による RMS 電圧に関連します：

$$V_{ave} = \left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right) V_{rms}$$

それゆえ、平均入力電圧は 85.5 から 121.5Volts まで範囲です。

入力電圧は 85.53 から 121.54Vavg まで変化します。

平均出力電圧は 17.1 から 24.3 Volts までの範囲になるでしょう。

セカンダリのピーク電流はピーク電圧を 8 オームで割ったのと等しいです。

すなわち、

$$I_{s2(pk)} = \frac{\pi V_{ave}}{2 R_o(\min)}$$

$$I_{s2(pk)} = \left( \frac{\pi}{2} \right) \left( \frac{24.3}{8} \right) = 4.77$$

セカンダリ電流は現在、DC コンポーネントと、そしてサイン波を整流した半波用の付録 A にある式に基づいた AC コンポーネントに分けることができます。

$$I_{dc} = \frac{2D I_p}{\pi} = 318 \times 4.77 = 152 \text{ A dc}$$

AC RMS 電流はテーブル 4.2 2 で示された式から同じように計算されます：

$$I_{ac(rms)} = I_p \sqrt{\frac{D}{2} - \left( \frac{2D}{\pi} \right)^2}$$

$$I_{ac(rms)} = 4.77 \sqrt{\frac{0.5}{2} - \left( \frac{2 \times 0.5}{\pi} \right)^2} = 1.84 \text{ Arms}$$

ピーク電流はターン比 ( $N_s / N_p = 24.3 / 121.54 = .2$ ) によってセカンダリからプライマリに反映されます。

そのため、プライマリ上のピーク電流は 0.954Amps ( $.2 \times 4.77$ ) です。

プライマリが AC 電流のみを備えるので、AC RMS 電流は  $0.707 \times I_p = 0.674 \text{ Arms}$  で、DC 電流は 0 です。トランスを設計する必要がある要求リストを以下に示します：

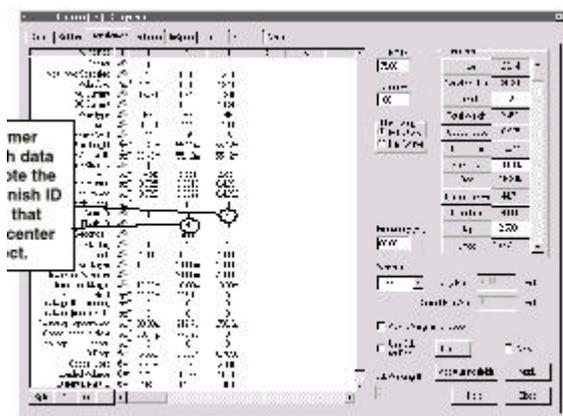
磁束振幅タイプ = 全波  
 出力パワー = 90.9 Watts  
 周波数 = 60 Hz  
 Pri. 電圧 = 121.5 Vavg - (Volts Avg Specified)  
 Pri.AC 電流 = .674 Arms  
 Pri.DC 電流 = 0 A  
 Pri. 電圧 = 24.3 Vavg - (Volts Avg Specified)  
 Pri.AC 電流 = 1.84 Arms  
 Pri.DC 電流 = 1.52 A

コア family と material が選択されるとすぐに、下に示したとおりに、要求は Transformer スクリーン上で指定することができます。

プログラムは試し設計を実行するでしょう：コアが選択され、ワイヤサイズが決定され、各巻線用のターン数が計算されます。

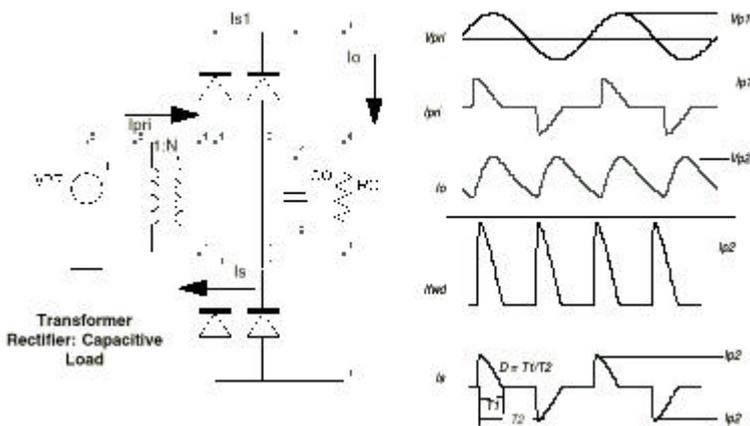
センタータップ巻線構成を達成するために、セカンダリ用の二つの巻線を入力します。セカンダリ電圧は、電流が同じである一方、二つの巻線(=12.15V)間で公平に分割されます。初めのセカンダリの Finish ID ナンバーが下側のセカンダリ巻線の Start ID ナンバーと同じです。

これは、左に示されたように、回路図シンボルを正確に構築させるために起こします。



## ブリッジトランス整流器、容量負荷

下図は整流器ブリッジと容量負荷でロードされるトランス回路を描いています。容量が大きいと想定すると、出力電圧はリップルを持つ DC 電圧となります。



出力容量を  $V_{p2}$  にチャージするピークの後、トランスからの出力電圧は増加し始めます。容量の電圧はトランスからの出力より大きいので、整流器は反転がバイアスされたということです。

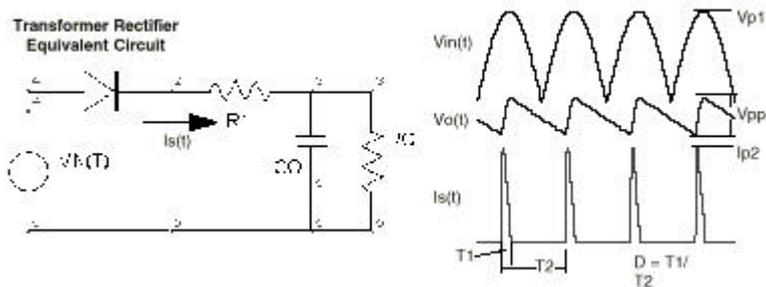
そのため、トランス電流は 0 です。次の半波で、トランスからの出力は結局、容量電圧を越え、電流は整流器を通して流れ始めます。

伝導デューティサイクル( $D=T1/T2$ )は容量と負荷電流のサイズに依存します。

与えられた負荷電流に関しては、減少する  $C$  はデューティサイクルを増加させ、トランス RMS 電流を減少させます。

上記に示された回路の数字解析はリップル電圧、デューティサイクル、トランス RMS 電流、そして平均負荷電流間の関係を示すために、IsSpice4 を使って実行されます。

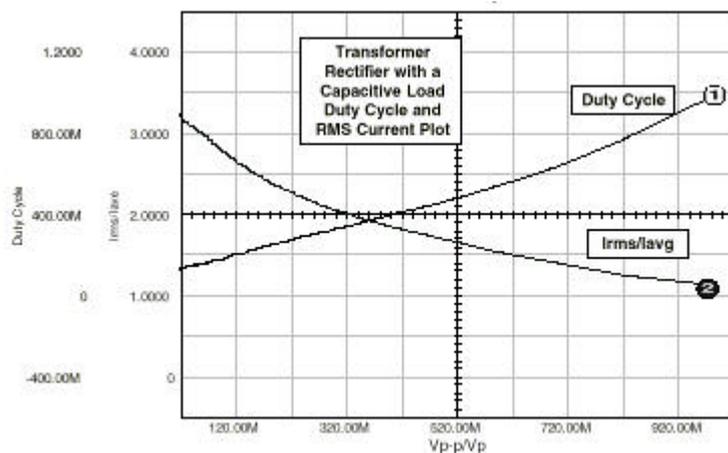
解析用の基本モデルは次の図で示されます。



モデルは、 $R1$  がトランス-整流器出力インピーダンスを表す大きさを除いて、トランス特性を計算しようとしません。

容量サイズは値の大きな範囲以上に変化し、以下のパラメータは各ケース用に計算されました： $V_{pp}/V_p$ 、 $I_{rms}/I_{avg}$ 。 $V_{pp}/V_p$  は P-P 出力リップルをピーク出力電圧で割った比率で、 $D$  は伝導デューティサイクルで、そして  $I_{rms}/I_{ave}$  は平均(DC)負荷電流に対するソース

内の AC RMS 電流の比率です。解析結果は以下に要約されます。



ここで、Transformer スクリーン要求に対する以下の要求を変換する必要があります：

入力電圧 = 115Vrms  
 周波数 = 50Hz  
 Avg. 出力 DC 電圧 = 100V  
 出力リップル = 16.2Vp-p  
 出力負荷 = 100ohm

再度すぐに、サイン波図を整流した半波を参照にして、トランス磁束振幅が全波、DC 出力パワーは 100W、周波数は 50Hz です。

整流された DC 電圧は 100 volts(avg) でリップル 16.2Vpp であるので、セカンダリのピーク電圧は 108.1 でなければならない。

そのため、巻線を超える平均電圧は  $68.8\text{Vac} (2/\sqrt{2} \times 108.1)$  です。

グラフから、 $V_{pp}/V_p = .15 (16.2/108.1)$  における  $I_{dc}$  に対する  $I_{rms}$  の比は 2.52 です。

DC 電流は  $1A_{dc}$  であるので。

セカンダリの RMS 電流はこの時、 $2.52A_{rms}$  である。

示された回路がブリッジ整流器であるので、巻線の電流の DC コンポーネントは 0 です。

プライマリを超えるピーク電圧は  $162.6\text{Vpk} (\sqrt{2} \times 115\text{Vrms})$  です。平均電圧はこの時、 $103.5\text{volts avg} ([2/\sqrt{2}] \times 162.6)$  です。

プライマリからセカンダリまでのターン比は  $1.5 (162.6/108.1)$  です。プライマリの RMS 電流は  $1.68A_{rms} (2.52/1.5)$  で、DC 電流はゼロです。Transformer スクリーン要求は以下のよう要約されます：

磁束振幅タイプ = 全波  
出力パワー = 100 W  
周波数 = 50 Hz  
Pri. 電圧 = 103.5 Vavg - (Volts Avg Specified)  
Pri.AC 電流 = 1.68 Arms  
Pri.DC 電流 = 0 A  
Sec. 電圧 = 68.8 Vavg - (Volts Avg Specified)  
Sec.AC 電流 = 2.52 Arms  
Sec.DC 電流 = 0 A

トランス-整流器の容量負荷は、DC 負荷パワーを考慮して、トランスの VA 率をかなり増加します。

そなわち、トランスのセカンダリの VA( $V_{rms} \times I_{rms}$ )比率は出力パワーのほぼ二倍(192.5VA)になります。

追加の容量を加えることで出力リップルを減少しようとするあらゆる試みは、増加するトランス比率の結果になります。

そのため、整流器回路はときどき、トランスの VA 率を増加することなしに低出力リップルを達成するために、L-C フィルタによって追従します。

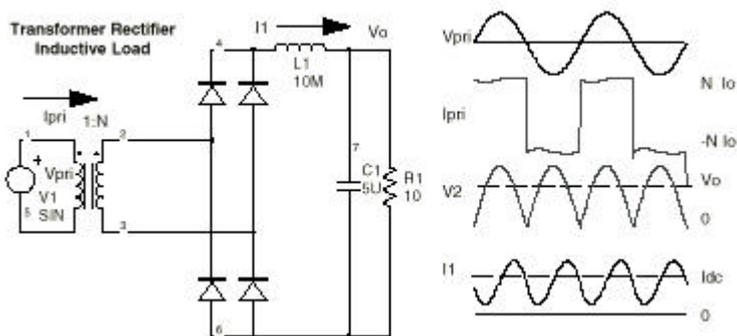
### トランス整流器、誘導負荷

下図は整流器ブリッジ、インダクタ、そして容量を使ってロードされるトランス回路を描いています。

リップル電流は明らかに DC 負荷電流より小さいために、インダクタがとても大きい場合、トランスの電流は本来、負荷電流と同じピーク電流での矩形波です。

出力電圧は整流されたサイン波の平均です。この例に関するれば、要求は以下に要約されます：

入力電圧 = 200 Vrms  
周波数 = 400 Hz  
出力電圧 = 50 Vdc  
負荷抵抗 = 15 ohm



セカンダリ側の出力パワーは 167W(502/15)です。

その上、出力電圧が 50Vdc である場合、セカンダリ電圧は 50 Vavg になります。

負荷電流(インダクタ内はとても小さいリップルと想定)と大体等しい RMS セカンダリ電流は 3.33Arms です。

セカンダリは電流の DC コンポーネントを備えません。

プライマリの平均電圧は 198VAC です。そのゆえ、プライマリの電流は .84Arms です。

要約して、トランス要求を以下にあげます：

磁束振幅タイプ	= 全波
出力パワー	= 167 W
周波数	= 400 Hz
Pri. 電圧	= 198 Vavg - (Volts Avg Specified)
Pri.AC 電流	= 0.84 Arms
Pri.DC 電流	= 0 A
Sec. 電圧	= 50 Vavg - (Volts Avg Specified)
Sec.AC 電流	= 3.33Arms
Sec.DC 電流	= 0 A

この場合、トランスの VA 率は実際の出力、いわゆる 167W に反する 185VA にかなり近くなります。

### 高周波スイッチングレギュレータ・コンポーネント

バックスイッチングレギュレータは、インダクタ要求を指定する方法を説明するために、DC チョークセクションであらかじめ記述されました。

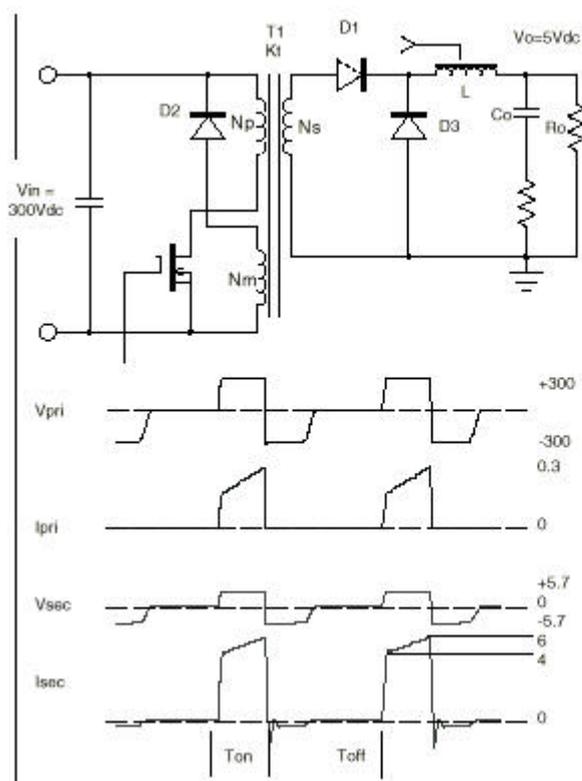
このセクションは他二つの共通のスイッチングレギュレータトポロジ: フォワードコンバータ、そしてフライバックコンバータを記述することによって続きます。

## フォワードコンバータ

次図に示されたように、フォワードコンバータはバックレギュレータとかなり似ていますが、セカンダリはトランスによってプライマリから絶縁されます。

そのため、トランスとインダクタの両方を設計する必要があります。

我々は方程式と波形を通してコンバータの基本ビヘビアを記述することによって、始めます。



トランジスタがオンになると、トランスのスタート(点線のエンド)の電圧がポジティブになり、フォワードバイアス D1 をドライブします。

電圧がポジティブである間、インダクタ電流はトランス内で磁化した電流を構築する間に最大値に増加します。トランジスタがオフになると、トランスノ磁化した電流が流れつづけます。そのため、流れる磁化した電流用のパスのみを通った D2 である。

このように、トランスを横切って反転し、磁束を再設定する電圧を供給します。

しかしながら、トランス巻線の電流が 0 に至るとき、トランス磁束がコア材質の残留磁束に戻ったことを指示して、巻線を横切る電圧は 0 に下がります。

トランジスタがオフ中、インダクタ電流は減衰します。

しかし、インダクタンスが十分に大きい場合、インダクタ電流はゼロに戻らず、コンバータは連続的なコンダクションモード内で動作するでしょう。

インダクタンスが小さい場合、インダクタ電流はオフタイムの間にゼロに戻ります。

二つ目のケースは継続しないモードです。

この例では、コンバータは連続的なモードで動作していると想定します。

フォワードコンバータ波形は回路ダイアグラムの下に見られます。

以下の式はコンバータビヘビアを記述しています。

$$\text{Output voltage: } V_o = Dk_t \eta V_{in}$$

ここで、 $V_o$  は出力電圧、 $D$  はスイッチのデューティサイクル、 $n$  はコンバータ効率、 $V_{in}$  は入力電圧、そして  $K_t$  はトランスのターン比です。

$$\text{P-P Inductor Current: } \Delta I_L = \frac{(1-D)T_{sw}(V_o + V_{fwd})}{L}$$

ここで、 $I_L$  は P-P インダクタ電流、 $V_{fwd}$  は整流器フォワード電圧、 $T_{sw}$  はスイッチングタイム、 $L$  はインダクタンスです。

$$\text{Avg. Inductor Current: } I_{L,avg} = I_o = \frac{V_o}{R_o}$$

ここで  $I_o$  は出力電流、 $R_o$  は負荷抵抗です。

$$\text{Max. Edt (Transformer primary): } Edt_{pri} = \frac{DV_{in}}{F_{sw}}$$

ここで、 $F_{sw}$  はスイッチング周波数です。

$$\text{Max. Edt (Inductor): } Edt_L = (V_o + V_{fwd})(1-D)T_{sw}$$

一般に、コンバータは入力電圧と負荷電流のワイドダイナミック範囲以上で操作します。しかしながら、Magnetics Designer は最大トランス率内に生じるケースを考慮する必要があるのみです。

フォワードコンバータに関しては、これは巻線内の RMS 電流が最大である低いラインです。レギュレータからの平均出力電圧が一定に維持されるので、最初のオーダーバイアスでは、コア損失はラインと負荷変更によって影響しません。

回路考慮に基づいて、以下の要求が生成されました：

最小入力電圧 = 300 Vdc  
 周波数 = 100 KHz  
 インダクタンス = 17.7 uH  
 Vfwd = .7 Vdc  
 デューティサイクル = .38  
 ターン比(Kt) = 1/20  
 最大負荷電流 = 5 Adc

初めに、出力インダクタを考えましょう。P-P インダクタ電流：

$$I_{pp} = \frac{(1-D)}{f_{sw} L} (V_o + Vfwd) = \frac{(1-.38)(5.7)}{(100K)(17.7\mu H)}$$

$$I_{pp} = 2Ap-p$$

ピークインダクタ電流はこのとき 6Apk です。DC 電流は 5Adc です。

AC 電流は .577Arms( $I_{pp}/2 \sqrt{3}$ ) です。

残りの要求は、DC チョークセクションにあるバックレギュレータインダクタ用の要求を決定するために使用された同じ基本アプローチによって決定されました。それらは Inductor スクリーンで入力されます。

Edt 巻線 #1 =  $35.5 \times 10^{-6}$  Volt-sec  
 周波数 = 100KHz  
 電流 PK 指定, Ipk = 6 Apk  
 AC 電流, Iac = .55 Arms  
 DC 電流, Idc = 5 A  
 最小インダクタンス = 17.7 uH

トランス波形はこのセクションの始めに示されています。

この場合、トランスがそれ自体をリセットさせるので、磁束タイプは半波です。

出力パワーは 28.5 watts( $5.7Vdc \times 5Adc$ ) です。

セカンダリを横切る平均電圧は式 4-3B から計算することができます。

$$V_{ave} = 2fEdt = 2f_{sw} \left( V_{in} \frac{\eta_{sec}}{\eta_{pri}} \right) \left( \frac{D}{f_{sw}} \right)$$

$$V_{ave} = 2DV_{in} \frac{\eta_{sec}}{\eta_{pri}}$$

$$V_{ave} = 2(.38)(300) \left( \frac{1}{20} \right) = 11.4 \text{Volts(ave)}$$

ユニポーラ台形の波形用の付録 A 公式を使用して、DC 電流は：

$$I_{dc} = \frac{D(I_p + I_m)}{2}$$

$$I_{dc} = \frac{.38(6 + 4)}{2} = 1.9$$

その他に、巻線の RMS 電流は：

$$I_{rms} = \sqrt{D \left( I_p \times I_m + \frac{1}{3} (I_p - I_m)^2 \right)}$$

$$= \sqrt{.38 \left( 6 \times 4 + \frac{1}{3} (6 - 4)^2 \right)} = 3.103$$

DC と RMS 電流が分かると、AC 電流は：

$$I_{ac} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}$$

$$I_{ac} = \sqrt{3.103^2 - 1.9^2} = 2.45 \text{A}$$

プライマリの平均電圧は 228Vavg. (20 × 11.4Vavg.) です。

プライマリ電流の DC コンポーネントはこのとき 0.095Adc(1.9/20)で、プライマリ電流の AC コンポーネントは 0.123Arms(2.45/20)です。

トランス要求は以下に要約され、Transformer スクリーンに入力されます。

磁束振幅	=	半波
周波数	=	100 kHz
Pri.電圧	=	228 Volts avg - (Volt Avg Specified)
Pri.AC 電流	=	.223 Arms
Pri.DC 電流	=	.095 A
Sec.電圧	=	11.4 Volts avg - (Volt Avg Specified)
Sec.DC 電流	=	1.9 A
Sec.AC 電流	=	2.45 Arms

## フライバックレギュレータ

トランスと呼ばれるが、フライバックレギュレータにある主な磁気素子には実際にはインダクタです。

エネルギーが意図的にコアかコアギャップに格納されるので、それはインダクタとしてよく記述されます。

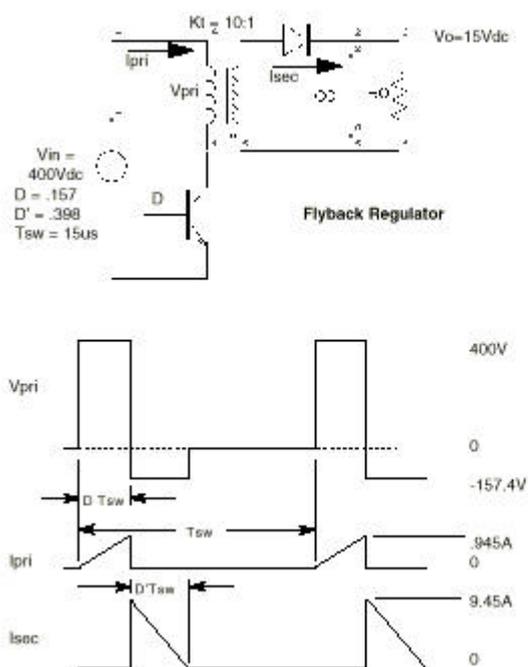
それゆえ、1つはフライバックトランスを設計するのに Inductor スクリーンを使用すべきです。

フライバックレギュレータは不連続的なモードで動作するために設計されます。

すなわち、フライバックトランス(インダクタ)の磁束は、プライマリとセカンダリの両方の電流はスイッチングサイクル部分の間、ゼロに等しい事実によって証明されるように、全てのサイクルでは0に戻ります。

トランジスタの“オン”時間の間、エネルギーがフライバックトランスに格納されるように電流は.954Aをランプアップします。

電流上昇率はライン電圧(400V)に比例し、プライマリインダクタンス( $L_p=1\text{mH}$ )に反比例します。



トランジスタが“オフ”になると、電流は巻線の点で記されたエンドに流れ続けます。

そのため、すぐに、電流はセカンダリ巻線に方向を変えます。

ターン比が 10:1 で、アンペア-ターンが維持されなければならないので、電流はプライマ

り巻線よりもセカンダリにおいて 10 倍高くなります。

セカンダリのインダクタ電流の低下率は、出力電圧+整流器フォワード電圧に比例し、そしてセカンダリ ( $Kt2Lp$ ) ではインダクタンスに反比例します。

基本波形データは上に示され、インダクタ設計要求に変換されなければなりません。

Edt は容易にプライマリ巻線から計算されます：

$$Edt = V_{in} t_{on} = V_{in} DT_{sw}$$

$$Edt = 400 \times 2.36 \times 10^{-7} = 9.44 \times 10^{-7} \text{ volt-sec}$$

周波数は 66.7kHz (1/15sec) です。プライマリのピーク電流は .944Amp- ピークです。

付録 A から、 $I_{dc}$  と  $I_{ac}$  は次のように計算されます：

$$I_{dc} = \frac{D}{2} I_p = \frac{.157}{2} (.944) = .0743$$

$$I_{ac} = I_p \sqrt{\frac{D}{3} (1-.75D)}$$

$$I_{ac} = .944 \sqrt{\frac{.157}{3} (1-.75 \times .157)} = .203 \text{ Arms}$$

巻線はプライマリで、要求されたインダクタンスは 1mH です。

セカンダリ側で、ピーク電流は 9.44Apk です。DC 電流はそのとき

$$I_{dc2} = \frac{D'}{2} I_{pk} = \frac{.398}{2} (9.44) = 1.88 \text{ A}$$

ここで、 $D'$  はセカンダリ伝導期間を全スイッチング期間で割ります AC 電流は：

$$I_{ac} = I_p \sqrt{\frac{D'}{3} (1-.75D')}$$

$$I_{ac} = 9.44 \sqrt{\frac{.398}{3} (1-.75 \times .398)} = 2.88 \text{ Arms}$$

巻線タイプはセカンダリです。インダクタンスは  $10\mu\text{H} ((Kt^2) * Lp)$  です。

フライバックトランス設計要求は以下に要約されます：

Edt 巻線#1 =  $9.42 \times 10^{-4}$  Volt-sec

周波数 = 66.7 KHz

電流 PK 指定 = .944 (Primary)

Pri.AC 電流 = .203 Arms

Pri.DC 電流 = .0743 A

電流 PK 指定 = 9.44 (Secondary)

Sec.AC 電流 = 2.88 Arms

Sec.DC 電流 = 1.88 A

ピーク電流はターン比によってプライマリからセカンダリまで反映されますが、AC と DC 電流はそうではないことに注意して下さい。

これはセカンダリ上の伝導タイムがプライマリの伝導タイムよりもっと長いという事実によるためです。

## 第6章 正しいコアの選択

### 正しいコアの選択

コアは多くの異なる材質と形状において利用可能です。

この fact は幸運か災いのいずれかです。あらゆる与えられた設計を最適化するのに利用できる多くのオプションがあれば幸運です。

時々、オプションがあまりに多すぎて調査できなければ災いです。

以下のセクションは様々な材質とコアタイプを論じ、指定の材質と形状の選択を考慮して提案を提供します。

以下のデータの多くは W.J. Muldoon(参照 7)によって用意されたレクチャノートから利用されます。

### 材質タイプ

材質は磁界内のそれらのビヘビアにしたがって分類することができます。

すなわち、三つのグループ内：強磁性、常磁性、反磁性で材質を分類するために測定され使用される一定のプロパティがあるということです。

材質の小さな断片が強力な磁界の細いスレッドにサスペンドされている場合、常磁性材質は一般に、反磁性材質がフィールドの一番弱い部分にひきつけられている間、フィールドの一番強い部分に向かってひきつけられます。

材質がフィールドの一番強い部分に対し特に強いアトラクションになる場合、材質は強磁性です。

これら三つの現象を記述する他の方法は強磁性材質がとても高い比透磁率を備えるということで、常磁性は、1 に近いがそれより大きい比透磁率を備えます。

反磁性材質は1 よりも小さい比透磁率を備えます。

強磁性原子は、原子(双極子)の磁性分極に生じる一方向の電子スピンの過多によって特徴付けられます。単結晶は領域か原子ループを作り上げます。

強磁性材質では、領域のいくつかは、並列の分極の磁気軸を使って、立方体グループ内で原子を調整します。

領域は磁区と呼ばれます。

これらの領域では、原子は立方体の角に整えられ、そして立方体表面の中央(ニッケルで)か立方体の中央(鉄)のいずれかは、材質に基づいて整えられます。

鉄結晶では、磁区内の原子的な磁気能率は立方体結晶の一端を使って並列に整列されます。しかしながら、全体としての結晶では、各磁区のオリエンテーションは立方体の六つのあらゆる方向にそってランダムです。

外側のフィールドが強磁性にあてがわれると、初期の磁気双極子は、フィールドでの大部分の並列を使用して立方体表面で調整する自然な調整からフリップします。

磁区のすべてがフィールドを使ってラインに近くなる表面にフリップしたとき、材質は B-H ループの飽和切断でのものです。

フィールドのそれ以上の増加は、軸があてがわれたフィールドを使ってラインに直接おかれるまで、全体として磁区を交替しがちです。

結局、フィールド強度でのあらゆるそれ以上の増加が磁束密度でより小さい効果をもたらす場合、材質は飽和されます。

あてがわれたフィールドがゆっくりと 0 に向かって減少するとき、磁束密度は 0 に戻りません。代わりに、磁区のいくつかは先のフィールド方向で整列されたままです。

外側にあてがわれたフィールドが 0 である時、残った磁束密度は残留磁束密度( $B_r$ )と呼ばれます。

磁束密度を 0 に戻すためには、磁力が反対の方向にあてがわれます。

磁束をゼロに戻すことを要求される磁力は、保磁力( $H_c$ )と呼ばれます。

磁束密度( $B$ )対フィールド強度( $H$ )のプロットは通常、材質の B-H ループとして参照されません。

強度が急速に回帰されると、ループのエリア内部は増加し、周波数増加と同じくより大きくなります。これらのループはヒステリシスループと呼ばれます。

ピーク磁力が減少すると、エリアはピーク磁束密度が下がるためばかりでなく、ループがより狭くなるために減少します。

ヒステリシスループエリアはエネルギー損失を表します。

DC ループの場合には、この損失は、分子摩擦に対しドメインの交替が実行されることが考慮されます。

より高周波での追加の損失は(より広い B-H ループによって指示されたように)コア材質で循環する渦巻電流のためです。

これらの電流は、AC 磁束密度を囲んだ材質の導いているグルーブの指示された電圧によって起こされます。

一つは B-H ループをプロットし、サイクルごとの実行を見つけ、周波数によって乗じることによってコア損失を計算します。

幸い、ベンダは通常、材質損失を特徴づけ、周波数の機能とピーク磁束密度として損失を記述するカーブを供給します。

ある温度において、磁性材質の透磁率が急速に 1 に向かって減少します。

この温度はキュリー温度と呼ばれます。

フェライト用に大体 150 度 C からシリコンスチール用に 750 度 C より高くまで移動します。

強磁性を示す鉄、コバルト、ニッケルそしてマンガンのようないくつかの原子のみがあります。

しかしながら、これらの金属は合金として組み合わせられ、磁区を整列するために特別に扱われ、有益なプロパティを強化します。

更に、これらの金属の酸化物はとても高い固有抵抗を備え、そのため高い周波数で低い損失を備える材質(フェライトと呼ばれる)を作成するために使用されます。

徹底的なという意味はまったくないけれども、材質の以下のリストは様々な材質の利益と不利益の指示を提供するでしょう。

## ケイ素鋼

方向性ケイ素鋼は、市販の 50Hz と 60Hz パワートランスとインダクタ用に最も一般的に使用され、時々、オーディオトランスで使用されます。

通常、材質は薄いシート内でホットロールされ、多かれ少なかれ無方向のプロパティを使って、薄板で切断します。薄板の厚さは .004 から .014 インチまで変更されます。

ケイ素鋼は通常、およそ 18K ガウスの飽和した磁束密度での 3%シリコン合金です。高周波でのコア損失は、およそ 2000Hz 以上の周波数で高効率パワートランス用のこの材質の使用を禁止します。

例えば、10kHz と 2k ガウスでのコア損失は.014 インチ厚さの材質のためにおよそ 100 Watts/lb です。

しかしながら、高い DC 磁束密度(例えば、DC チョーク)と小さな AC 磁束密度を備えるアプリケーションでは、この材質は 10kHz までの周波数で使用されます。

Grain-oriented、cold rolled steel は、回転の方向にある grain orientation の高い度数に生じる連続的な冷却回転操作によって、より多くの望みのプロパティを達成します。これは、飽和磁束レベルを増加している間、保磁力(Hc)と関連した損失を小さくします。材質は、C コアかトロイド内に巻き付けることができる作成中の薄板か薄いストリップ(.001 ほどに薄い)の作成に適したシートで利用可能です。

ロス は明らかに non-oriented ケイ素鋼より低いけれども、10kHz と 2k ガウスにおけるコア損失は、スイッチングレギュレータ・トランスアプリケーション用には、あまりに高すぎます。

しかし、方向性鋼は、とても高い DC バイアスと小さな AC 磁束をもつ DC チョークに関してはとても魅力的です。通常のアプリケーションは EMI フィルタ、スイッチングレギュレータ出力チョーク(30kHz まで)、そして 60 - 400Hz AC チョークを含みます。

ケイ素鋼は、シリコンスチール用のキュリー温度が 750 を超えるので、とても高い温度で有益です。

#### Iron-Cobalt (Supermendur)

Supermendur は高度に精製された鉄 バナジウム コバルト合金です。それは.002 インチと.004 インチの厚さで使用可能です。この材質はとても高い飽和磁束密度(およそ 22k ガウス)を生じるために、磁界内で処理され、焼き入れられます。

.002 インチ Supermendur は 20kHz ガウスと 1500Hz まで有効です。

.004 インチ Supermendur は 20k ガウスでの 750Hz で有効です。

#### Permalloy 80(80/20 NiFe)

Permalloy 80 は non oriented 80%ニッケル、20%鉄合金です。

それは、コアを巻き付けた.001、.002、そして.004 インチテープの厚さと、薄板作成用に使用される.004、.006 と.014 インチ厚さシートで使用可能です。

Permalloy 80 は高い初透磁率と低い損失を備えるために処理されます。しかしながら、7500 ガウスにおける飽和した磁束密度は、シリコンスチールのそれよりかなり低いです。

通常のアプリケーションはパワートランス(30kHz まで)、電流の大きな DC コンポーネントでのスイッチングレギュレータ出力チョーク(100kHz まで)、パルスパワートランス、磁気増幅器(100kHz まで)、そしてカレントトランスを含みます。Permalloy 80 のキュリー温度は 460 です。

## Orthonol (50/50NiFe)

Permalloy 80 よりもっと多くの損失があるけれども、Orthonol は 15k ガウスのより高い飽和磁束密度を備えています。Orthonol は方向性 50/50 ニッケル合金です。

それはフォームを巻き付けた .001、.002、そして .004 テープと薄板での .004、.006、そして .014 で利用可能です。

損失は類似方向性ケイ素鋼のおおよそ半分です。

.001、.002、そして .004 は、個別に、2000、4000、そして 8000kHz での 10k ガウスにおいて使用可能です。

大きな DC バイアスがあるアプリケーションでは、Orthonol は 40kHz までのスイッチングレギュレータで有効です。

コア損失がきわどいアプリケーションでは、Orthonol は 400Hz のオーダーで周波数用のケイ素鋼より良い選択するかもしれません。

## フェライト

フェライトは高周波でのとても低いコア損失と適度に低い保持力によって特徴付けられます。しかしながら、飽和磁束密度は Permalloy 80 よりかなり低いです。フェライトは zinc とマンガンのような他の金属で組み合わされる鉄-酸化物合金から形成されてます。

材質は高耐圧の下でモデル化され焼結される絶縁の酸化物を使って良質の粉で作成されません。酸化物の存在は先に記述された他の磁性材質よりもっと高いレベルにフェライトの固有底鋼を増やします。そのため、渦巻電流損失はとても低いです。

フェライトは通常、3 から 5k ガウスまでの範囲の飽和した磁束密度を備えます。

コア損失は通常、明らかに .001 インチ Permalloy80 より低いです。

フェライトがセラミック技術の使用をモールド化し燃やされるので、それらは大きく様々な形状に作られます。さらに、焼却操作後の公差を正確にするために機械で作ることができます。

利用可能な形状は POT コア、トロイド、EI、EE、そして UI コアを含みます。

Core スクリーンでは、LF 設計での材質は、HF 設計での材質が 100kHz 以上の周波数で特徴付けられる一方で、100kHz 以下の周波数に特徴付けられます。

フェライトは、500kHz までの周波数におけるスイッチングレギュレータトランスとチョークを含む、多くの高周波アプリケーションで使用されます。

キュリー温度は、特定の材質に基づいて、100 から 300 までの範囲になります。

## Powdered Irons

粉末状の鉄は純粋な鉄、ニッケル-鉄合金で使用可能です (Permalloys)。コアはモールド内で特別にダイ-プレスされる良質の粉から作られます。

コア損失は一般に、フェライトのものより高いです。

しかしながら、飽和した磁束密度は一般により高いです。(5 から 10k ガウスまで範囲)

粉末状のコアは通常、14 と 550 間の指定する比透磁率用に設計されます。

さらに、透磁率はより高い透磁率における DC バイアスを使ってかなり急速に減少します。

材質はしばしば、EMI フィルタ、共振回路、高 Q フィルタ、そしてスイッチモードフィルタチョークのようなアプリケーションで、高周波、low コストチョーク用に使用されます。普通、コアはトロイダルです。しかしながら、EI と EE コアも普通です。

## コアタイプと構成

コア形状は一般に、材質タイプに基づきます。

構造は一般的に巻き付けられたテープ、薄板、もしくはプレスされた/形をつくられたように分類されます。次のページの図はいくつかの普通のコア形状を描きます。

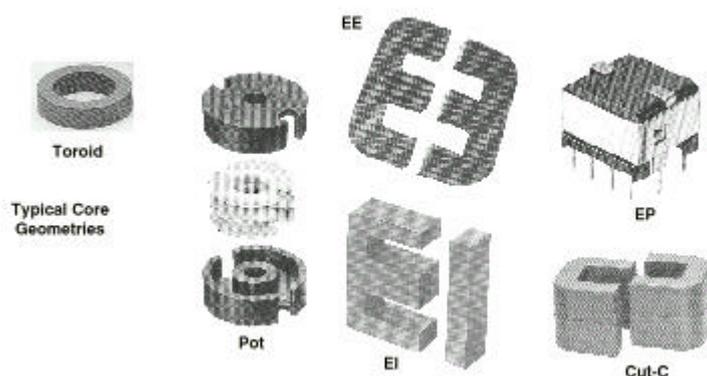
ケイ素のようなシートで作られる材質は、Permalloy 80、または Orthonol は、(1)材質の薄いストリップがフォーム上で巻き付けられる。

(2)薄板がシート材質からスタンプされる：2 つの方法の一つで、コア内で組み立てることができます。コアは薄板を積み重ねることによってこの時、作られます。

通常のコア形状図は、二種類のコアを巻き付けたテープ、Cut C コアとトロイドを巻き付けたテープを描きます。

この図はまた EI 薄板から作成されたコアを描きます。普通、巻線はボビンかコイル型にあ

らかじめ巻き付けられ、そして薄板はコイル中央の内側にある薄板の中脚を使用して積み重ねられます。



フェライトは幅広く様々な形で使用されます。図はいくつかの通常の構成：Pot コア、EE(または EI)、コア、トロイド、Cut-C、そして EP コアを描きます。

Pot コアはしばしば、磁気保護の高い度数が要望されるとき、使用されます。EP と EE(または EI) コアは通常スイッチングレギュレータ用のパワートランスとして使用されます。トロイドはしばしば、パルストランスかとても低く包んでいる profile を要求するアプリケーションで使用されます。

粉末状の鉄コアは通常、トロイドと EE または EI コアとして利用可能です。

トロイドは特にフィルタインダクタアプリケーションで知られています。

高周波アプリケーションでは、EE と EI コアはしばしば、DC チョークで使用されます。

## コア材質と形状概要

次の表は通常の材質の数字をリスト化し、それらのアプリケーションを考慮して一般的な指針を与えます。

Material	Relative Impedance (Curie Temp)	Perm @ 1 KG.	Typical Operating Frequency	Core Geometries	Application Information
Silicon Steel (Unoriented)	2000-20,000 (~730°C)	22	50 Hz to 1k Hz	EI, EE, UI, UU Laminations	.004 - .014 inch thick material. Primarily used in low frequency power from 60 - 1000 Hz. Also useful in DC chokes, audio transformers, and power line AC inductors.
Silicon Steel (Oriented)	5000 (~730°C)	15-20	50 Hz to 1k Hz	EI, EE, UI, UU Laminations	.004 - .014 inch thick material. Used in low frequency power from 60 - 1kHz. Used in DC chokes, audio transformers, power line inductors.
Silicon Steel (Oriented)	10,000 (~730°C)	13-18	50 Hz to 1 kHz *1 50 Hz to 30 kHz *2	Cut C, Toroid, 3 Phase EE	.001-.012 inch thick material. Primarily used in low frequency power applications from 50 to 1000 Hz. .001 inch thick material sometimes is used for DC chokes at freq. up to 30 KHz.
Iron-Cobalt Supermendur	30,000 (~940°C)	23	50 Hz to 2 kHz *1 50 Hz to 30 kHz *2	Cut C, 3 Phase EE, Toroid	.001-.004 inch thick material. An expensive material that performs better than silicon steel (> Bsat, lower core losses).
Orthonal (50/50 NiFe)	30,000 (~360-500°C)	14-16	50 Hz to 10 kHz *1 50 Hz to 50 kHz *2	Cut C, 3 Phase EE, Toroid	.0005-.004 inch thick material. A good material for low loss low frequency (50-5000 Hz) power transformers and saturable reactors, high performance audio transformers, high power pulse transformers, and DC chokes with a small AC flux (to 50 KHz).
Permalloy 80	70,000 (~450°C)	7	400 Hz to 30 kHz *1 400 Hz to 100 kHz *2	Cut C, 3 Phase EE, Toroid	.0005-.004 inch thick material. An excellent material for power transformers and saturable reactors, high perf. audio and high power pulse transformers, and DC chokes with a modest AC flux (to 100kHz).
Permalloy Powder	14-550 (~450°C)	5-10	10 kHz to 200 kHz	Toroid, EI, EE	Relative permeability varies as a function of the particular powder. Often used in EMI filters and switching regulator chokes.
Iron Powder	4-100 (~770°C)	10	100 kHz to 250 MHz	Toroid	Relative permeability varies from 4 - 100 as a function of the particular powder. Most often used in RF applications as EMI filters and high Q tuned circuits.
Ferrites	700 - 15,000 (~150-450°C)	2.5-4.5	1 kHz to 100 MHz	EE, EI, Pot, Toroid, PQ, EC, ETD, RM	Permeability varies as a function of material choice. Because of their very low core losses at high frequencies, Ferrites are the most common materials used in switching regulator power and drive transformers. Ferrite cores are often gapped and used in DC inductors and RF filters.

\*1 High AC flux applications.

\*2 High DC flux with a small AC flux superimposed.

203

## 第7章 設計例

### 設計例

1. 希望のコア種類および材質はコアスクリーンを使用して選択されます。
2. 設計必要条件は、トランススクリーンまたはインダクタスクリーンで入力します。  
これはデバイスのタイプに依存します。
3. “Apply”ボタンをクリックして、Magnetics Designer 上での設計を完成させます。  
;例えば、コア形状、巻線の数およびワイヤサイズを選択します。
4. 設計のマニュアル調査および最適化は、異なる構成のコアや材質等を試す事により  
実行します。
5. 出力は、SPICE モデルが簡易的な報告書の形で生成されます。

### 50 W のフォワードコンバータトランス

10 Adc で 5Vdc を与えるフォワードコンバータトランスを設計します。

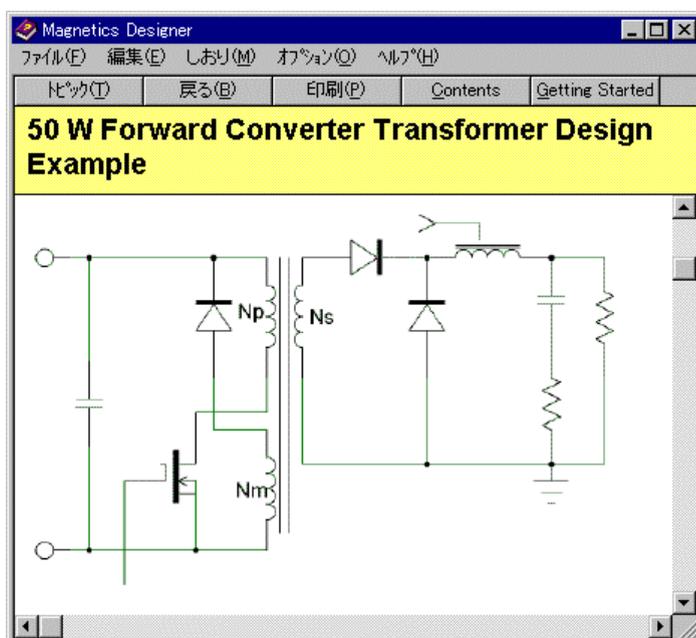
最小入力電圧は 110Vdc です。最大 duty cycle は、50%で制限されます。5.5Vdc の平均電圧を供給するために、トランス第 2 電圧は  $11V_{pk}(V_o/duty)$  であり、50% duty cycle なので、 $11V_{avg}$  です。出力電圧が高い場合、トランス電流は 10 アンペアです、そして出力電圧が低い場合は、0 アンペアです。DC コンポーネントはしたがって  $D \times I_{peak} = .5 \times 10 = 5$  Adc です。DC コンポーネントが減じた場合、残りの電流は 5Arms の RMS 値を持つ  $10A_{p-p}$  矩形波です。フォワードコンバータは、 $B_r$  で始まり、最大値、 $B_{max}$  を達成する磁束変動を持っています。したがって、磁束タイプは半波です。

最大の温度上昇の要求は、50 、周囲温度は 55 になると想定します。さらにコンバータが 40kHz で作動し最大磁束密度が 3000 ガウス未満に抑制されると想定されます。

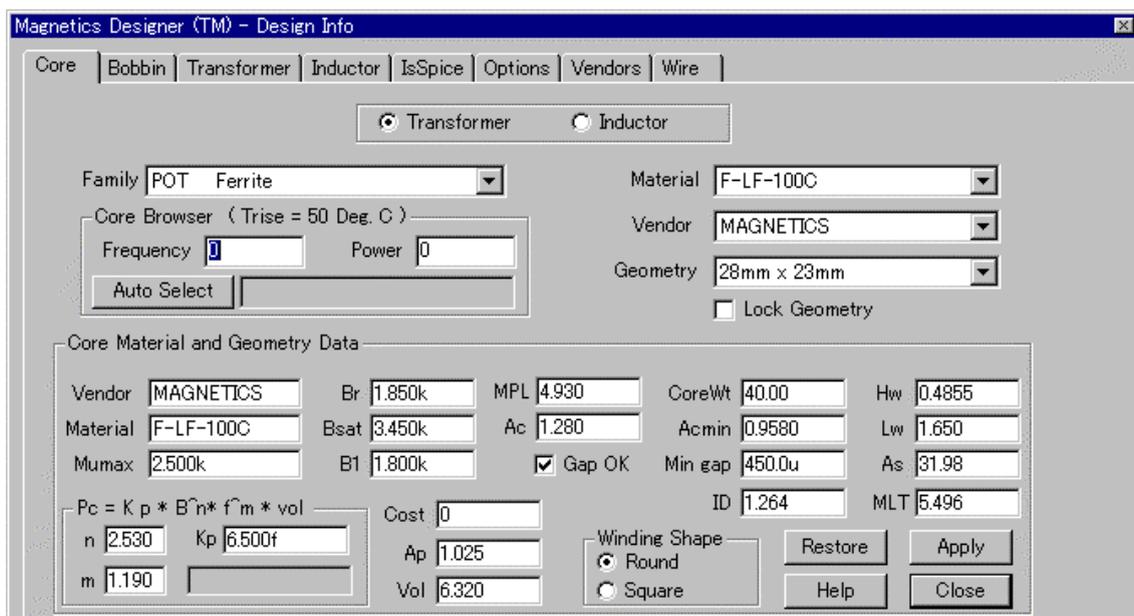
基礎的なトランス設計仕様書は以下に要約されます：

コアタイプ(Core Type)	=POT コア
材質タイプ	=F(Magnetics).
最大温度上昇	=50

周囲温度 (Amb. Temp)	=55
磁束タイプ	=半波
波形	=パルス、D=50%
出力パワー	=55 ワット
周波数	=40kHz
Vpri	=110Vavg.
I <sub>dcpri</sub>	=.5Adc
I <sub>acpri</sub>	=.5Arms
V(5v)	=11Vavg.
I <sub>dc</sub> (5v)	=5Adc
I <sub>ac</sub> (5v)	=5Arms
B <sub>max</sub>	<3000 ガウス



- オープニングのコアスクリーンでコア種類ポップアップから、POT Ferrite を選択します。
- ベンダーポップアップリストから、Magnetics を選びます。
- 材質リストから、F-LF-100C (<100kHz, 100 )を選びます。

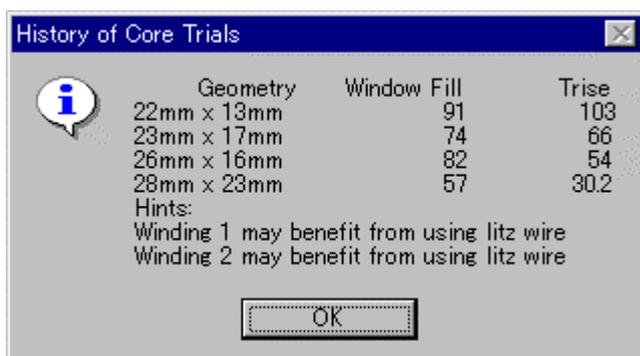


- “Design info”ウィンドウの上にあるトランスタブをクリックして、画面をトランススクリーンに変えます。

トランススクリーンでは、入力しなければならないいくつかの空欄の項目があります。

- スクリーンの右中心にある周波数フィールドの中へ、動作周波数として 40K(40kHz)を入力します。
- 周波数フィールドの下のウェーブフォームポップアップの中からパルス・エンタリーを選択します。これは、矩形波中のより高いハーモニックコンテンツにより増加した AC ロスを Magnetics Designer は計算します。
- トランススクリーンの右上部エリアのユーザデータボタンをスクロールし、Bp(max) ボタンのフィールドへ 3k の値を入力します。
- Flux Swing エリアの中でハーフウェーブ (半波) ボタンをクリックします。
- 第 2 巻線を追加するために、トランススクリーンの左下コーナーの Add ボタンをクリックします。
- 第 1 巻線の編集上で平均電圧指定 ( Volts Avg Specified ) にマウスをあわせて左クリックします。

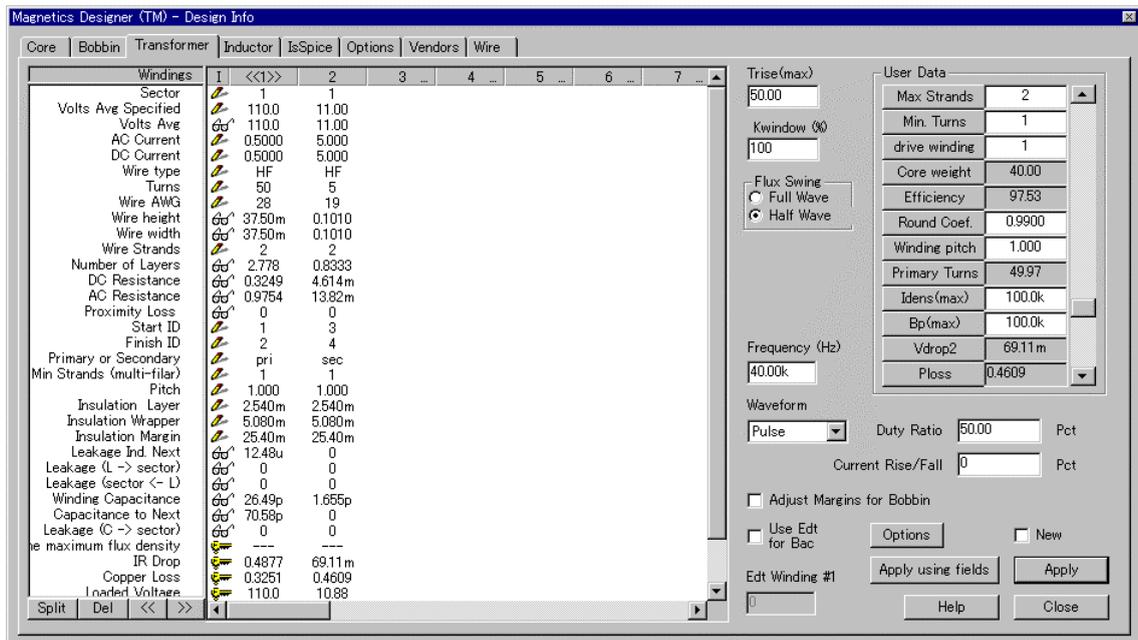
- 110(110 volts)のプライマリ電圧を入力します。
- タブキーを使って、AC 電流の.5(.5Arms)と DC 電流の.5(.5Adc)を入力します。
- 同様に、第2巻線の指定として、AC 電流 5Arms の 5 と DC 電流 5A の 5 を入力します。
- トランススクリーンの右上の Trise に最大許容温度上昇値としての 50 を入力します。  
(必要に応じ)
- オプションタブをクリックしてオプションスクリーンを表示し、周囲温度(ambient Temp)の 55 を入力します。(必要に応じ)
- トランスタブをクリックして、トランススクリーンを表示します。
- Apply ボタンをクリックします。



コア試験ダイアログから、Magnetics Designer が 4 個のジオメトリを試してみたことが解ります。これによると、28m×23m コアがウィンドウフィル 57%で温度上昇も 30.2 度と有効な設計が得られることが解ります。

- History of Core Trials (コア試験履歴)のダイアログを OK ボタンで閉じます。

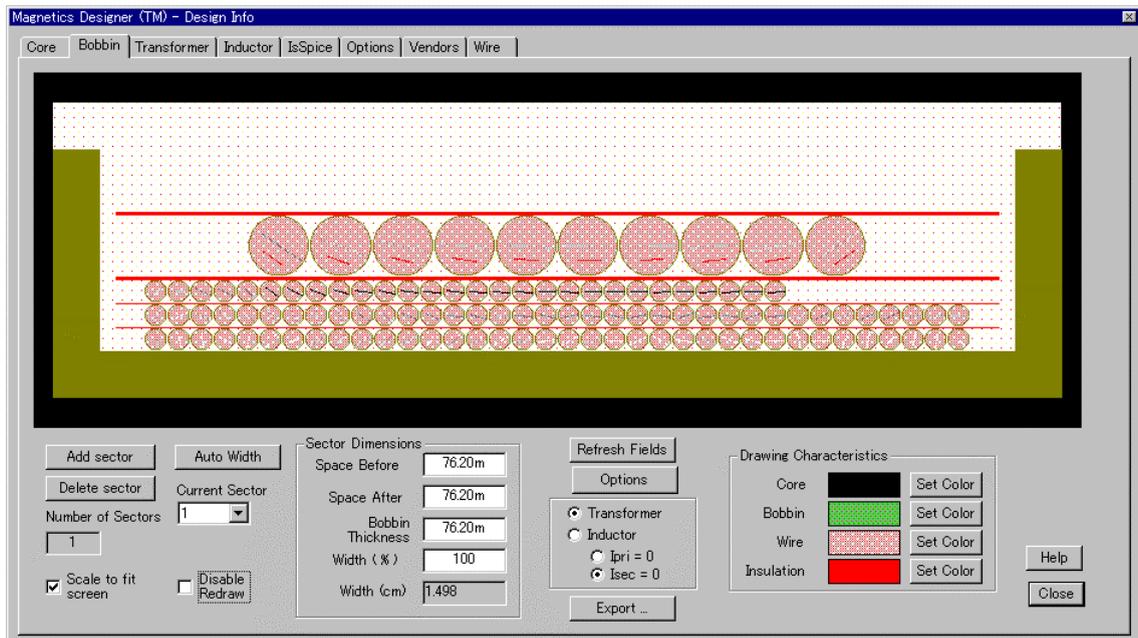
以下のトランススクリーンが表示されます。



- **Apply using fields** をクリックして、より精度の高い AC 抵抗値を得ます。計算終了後 **Field Status** ウィンドウを **Close** ボタンで閉じます。

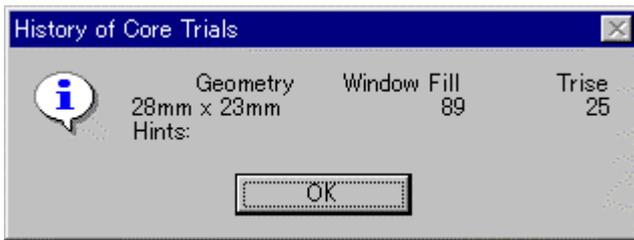
温度上昇は、31.84 度で初めの見積もりとしては良い結果が得られています。巻線スプレッドシートには、28mm×23mm コアが含まれます。

- 次の図で示されるようなフィールド分配と形状を見るために、ポピンスクリーンを選択します。



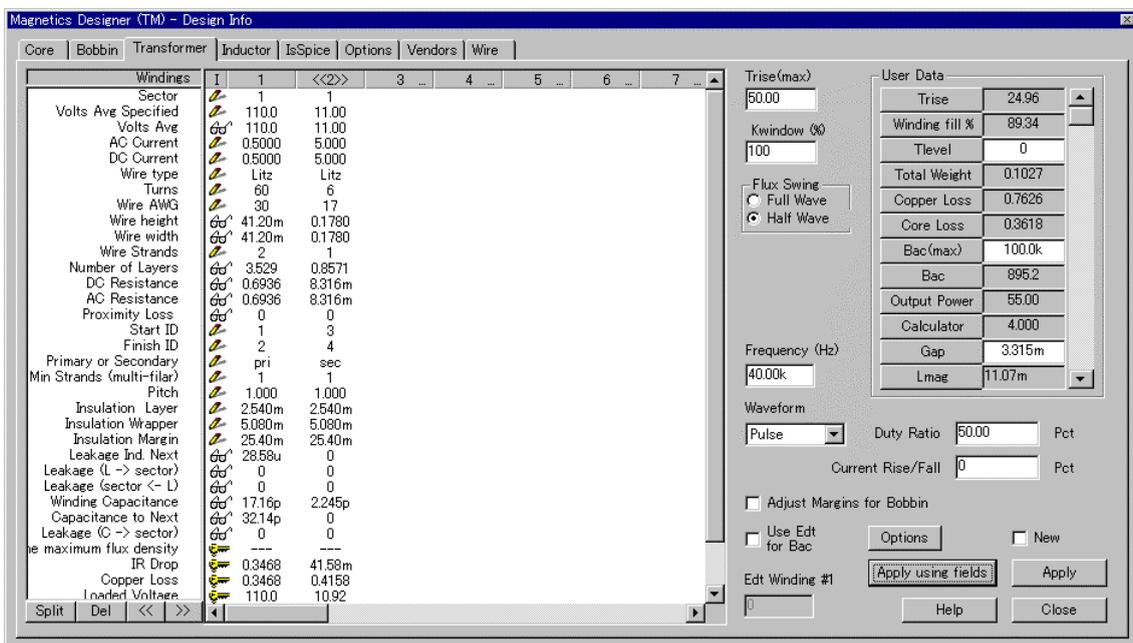
データの試験は改良をもって明らかにされます。例えば、AC 抵抗は DC 抵抗の 3 倍を超えます。Lits ワイヤは、History of Core Trials で示唆されています。

- トランスタブをクリックします。
- 第 1 巻線のワイヤタイプフィールド("HF")をクリックし、Lits ワイヤタイプを選びます。
- 同様に第 2 巻線も Lits に変更します。
- 次に、コアスクリーンへ移り Lock Geometry をチェックします。見積もりではこのコアを保持します。これは、Lits ワイヤを使うことの影響を簡単に見ることができます。
- トランススクリーンへ戻り、New box をチェックします。
- Apply ボタンをクリックします。
- Magnetics Designer は同じコアを使いながらこの見積もりをする能力を持っています。



- History of Core Trials ダイアログ抜けるために OK をクリックします。

以下のトランススクリーンが表示されます。

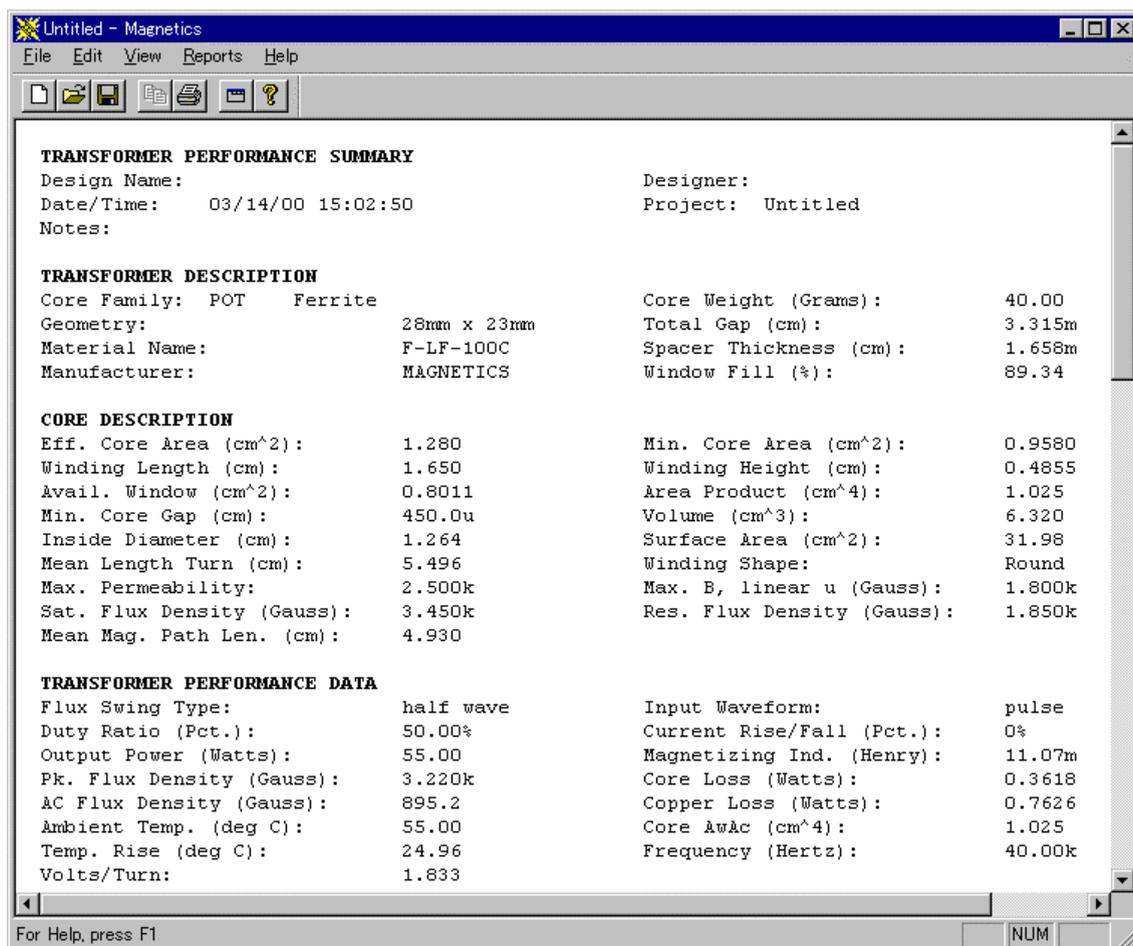


温度上昇は約 15%程減少しました。一般的に、これは Lits ワイヤにしては小さすぎます。しかしこのケースで、もしコアが自由に選べるのであれば、次には小さいコアを選べます。大体、設計中で Litz ワイヤを指定するように促していきます。また、上昇時間およびボビン厚さを縮小し、HF ワイヤを使ってより小さなコアを使用しました。さらに再びコアサイズを落とすが、コストを増加させて、低電圧巻線のために Foil を試みることもできます。特に複合の線が使用された Magnetics Designer によって選択された最適化に非常に近づく多くの設計バリエーションがあると解ります。ワイヤサイズ縮小が実際に AC 抵抗を小さくした場合、ボビンは下方から満たされます。多数の線の使用は、これを償う傾向にあります。再び複雑にしコストを増加させます。

- 設計に関するサマリーレポートを見る;
- View メニューでメニューアイテムの Design Info を選びます。

これは、“Design info”スクリーンをオフし、Magnetics Designer リポートウィンドウを前面に見ることができます。

- リポートメニューから、Trnsformer Summary 機能を選択します。リポートに記述された内容のウィンドウを拡張するかスクロールで見ることができます。



File メニューから Print Report ...で報告書を印刷するか、Save Report...でディスクへ保存することができます。

- View メニューで Design Info メニューを選びます。

次に、設計を改訂します。隣接セクター (Adjacent sector) 上にプライマリとセカンダリ巻線を置きます。これは、高電圧プライマリと低電圧セカンダリ巻線間の確実な分離を行うことが目的です。さらに、プライマリ上のスイッチングからの EMI 注入は、注重量より小さくなります。はじめに、ポインタブでポピンスクリーンに切り替えて、セクタを

定義しなければなりません。

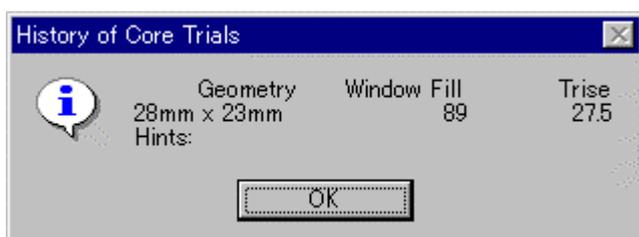
- ポインタブをクリックします。
- 新しいセクタを得るために、Add sector をクリックします。
- 2つの同じパーツになるようにポビンを分割するため、Auto Width をクリックします。

残った設定は、始めの設計が巻線間で銅を分配した後、適合されます。

- 事態を促進するために、45%として新しいセクタ幅を登録し、リストボックスポップアップの Current Sector を使いながら、Current Sector を、1 に切り替えます。
- 55%幅のセクタ 1 を作り、Space After データフィールドで 10m を入力します。

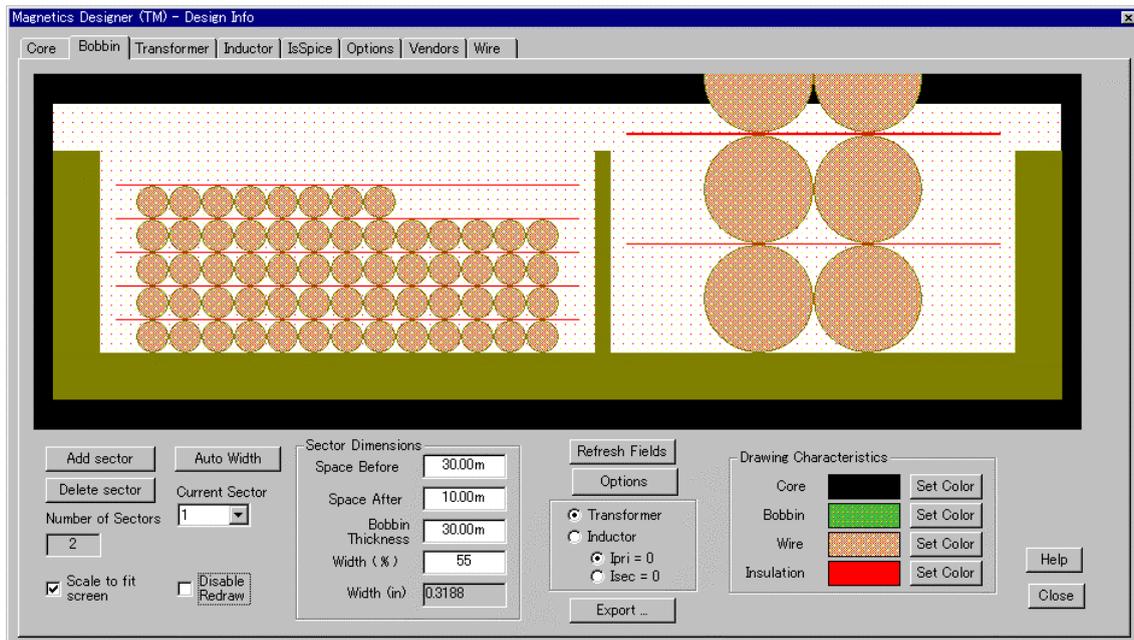
トランスは第 1 セクター内にそれ自身を描きます。もしこの再描画が、豚雑で、長くかかりすぎる場合は、Disable Redraw チェックボックスをチェックすることで、それを回避できます。これらのエントリーに対するユニットオプションはオプションスクリーン中でインチにセットされています。

- トランススクリーンに戻り、第 2 巻線のセクタとして 2 を入力します
- New ボックスをチェックし、Apply ボタンをクリックします。

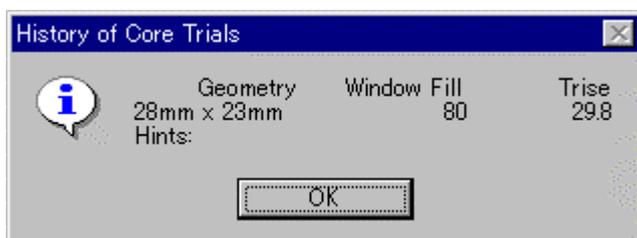


- History of Core Trials ダイアログを OK で抜けます。
- ポビンスクリーンに戻ります。

第 2 ポビンフィールドにワイヤが入れ過ぎたことを確認することができます。これはラージワイヤのために起こりました。



- トランススクリーンに戻り、第2巻線の Min Strands (multi-filar) row に2を入力します。
- New ボックスをチェックし、Apply ボタンをクリックします。



- History of Core Trials ダイアログを OK とクリックして抜けます。
- ボビントブを選択します。

巻線はうまく適合するようになります。

リークインダクタンスがチャージしている間、捕獲巻線がスイッチング・トランジスタを使用して電圧を制限するために必要なセクタ間のリークインダクタンスが十分高いことに注目してください。

捕獲巻線とプライマリ間の結合は、プライマリの内部で捕獲プライマリを間にはさむことにより最大限にすることができます。これを遂行するために、プライマリを分割する必要

があります。それがどう作業するかはここに記述します。

- トランスタブを選択します。
- New ボックスをチェックし、左下の Add ボタンをクリックします。
- Volts Avg Specified に 110 を、AC 電流には 0 を入力します。  
望めば、後でシミュレーションを実行し、設計に実際の AC および DC 電流値を挿入することができます。
- 第 1 巻線データフィールドの初めの行をクリックすることで第 1 巻線を選択し、New チェックボックスをアンチェックします。
- コントロールを押しながら、Split ボタンをクリックします。

これは、第 1 巻線を 2 つのシリーズパーツに分割します。次に巻線を再定義します。

- 第 2 巻線としての、入力データフィールドのはじめの列をクリックし第 2 巻線を選択します。
- >>ボタン(Split ボタンのところの一番右)を 2 度クリックし、第 2 巻線を最後の位置( 4 番目 ) に移動させます。
- 捕獲巻線が電圧ストレスに耐えられるように、第 1 及び第 2 巻線の Insulaion Wrapper 値を 15m に設定します
- 第 3 及び第 4 巻線の Insulaion Wrapper 値を 5m に設定します
- すべての Insulation Margin 値を 10m に設定し、すべての Insulation Layer 値を 5m に設定します。
- Adjust Margins fo Bobbin ボックスをチェックします。
- New ボックスをチェックし、Apply ボタンをクリックします。
- History of Core Trials ダイアログを OK で抜けます。

- Apply using fields をクリックして、計算終了後 Field Status ウィンドウを Close ボタンで閉じます。

- ボインタブを選択します。

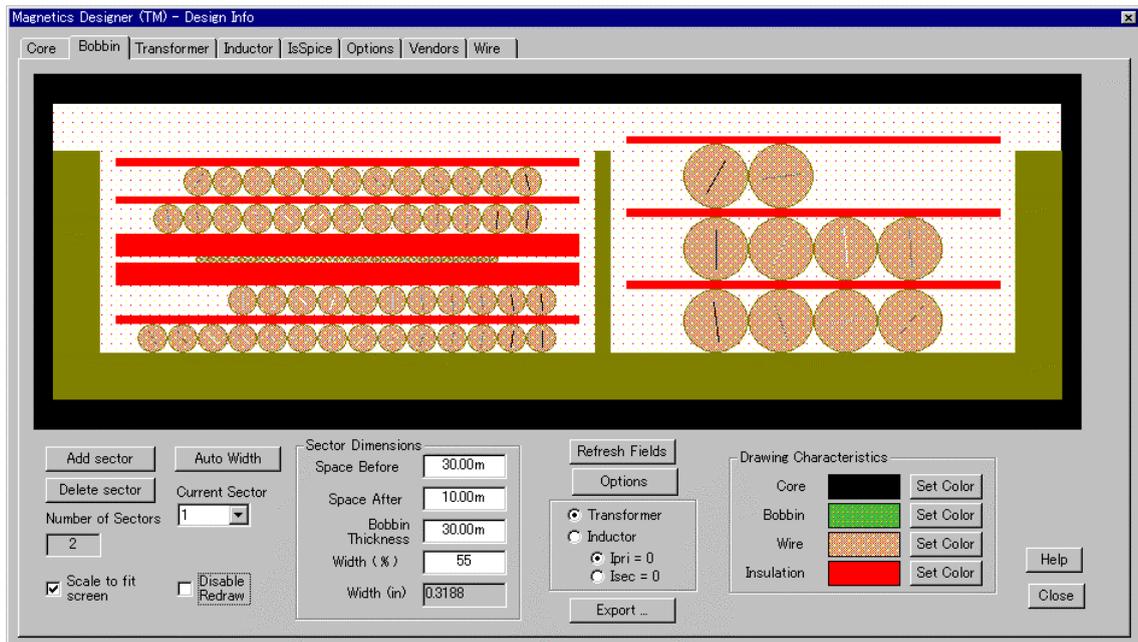
ボインタブはフィールド分配を示します。

これらの分配は、フィールドシミュレーションを実行することなしに予測が難しく、そのため温度上昇予測は、この設計バージョンを使用して達成したものより正確性に乏しいです。

電力消費が、スタック中心の近くの高いフィールド領域においてより高いことに注目してください。

The screenshot shows the 'Magnetics Designer (TM) - Design Info' window. The 'Bobbin' tab is selected. The main area displays a table of design parameters for a transformer with 4 windings. The 'Apply using fields' button is highlighted in the bottom right corner.

Windings	1	2	3	4
Sector	1	1	1	2
Volts Avg Specified	55.00	110.0	55.00	11.00
Volts Avg	55.00	110.0	55.00	11.00
AC Current	0	0	0	5.000
DC Current	0.5000	0	0.5000	5.000
Wire type	Litz	HF	Litz	Litz
Turns	30	60	30	6
Wire AWG	29	40	30	22
Wire height	43.80m	9.900m	41.20m	94.00m
Wire width	43.80m	9.900m	41.20m	94.00m
Wire Strands	1	1	1	2
Number of Layers	1.875	0.8451	1.875	3.000
DC Resistance	0.5256	13.89	0.7947	11.88m
AC Resistance	0.5309	15.21	0.8027	12.00m
Proximity Loss	38.75m	2.959m	27.53m	0
Start ID	1000	5	1	3
Finish ID	2	6	1000	4
Primary or Secondary	pri	sec	pri	sec
Min Strands (multi-filar)	1	1	1	2
Pitch	1.000	1.000	1.000	1.000
Insulation Layer	5.000m	5.000m	5.000m	5.000m
Insulation Wrapper	15.00m	15.00m	5.000m	5.000m
Insulation Margin	10.00m	10.00m	10.00m	10.00m
Leakage Ind. Next	5.340u	23.56u	0	0
Leakage (L -> sector)	1.0E+000	0	0	0
Leakage (sector -> L)	0	0	0	1.0E+000
Winding Capacitance	8.907p	1.082p	24.63p	18.98p
Capacitance to Next	34.29p	35.29p	0	0
Leakage (C -> sector)	714.7f	189.8f	618.2f	0
Maximum flux density	---	---	---	---
IR Drop	0	0	0	59.99m
Copper Loss	0.1701	2.959m	0.2262	0.5969
Insulated Voltsec	55.00	110.0	55.00	10.94



## 50uH のフィルタ・インダクタ

この例において、フォワードコンバータ例と共に使用されるフィルタ・インダクタを設計します。

それは次の特徴を持つこととします。：

コアタイプ	=POT
材質タイプ	=77_10100K-100C
最大温度上昇	=50
最大周囲温度(Amb. Temp)	=25
周波数	=40kHz
最小インダクタンス	=50uH
ピーク電流(Peak Current)(非飽和)	=8A
RMS の AC 電流	=2A
定常状態の DC 電流	=5A
Avg AC 電圧@40Khz	=12V

上記の仕様書から、電圧-秒(Edt)は以下のように計算することができます：

$$\text{Edt} = \frac{V_{ave}}{12} = 300\mu$$

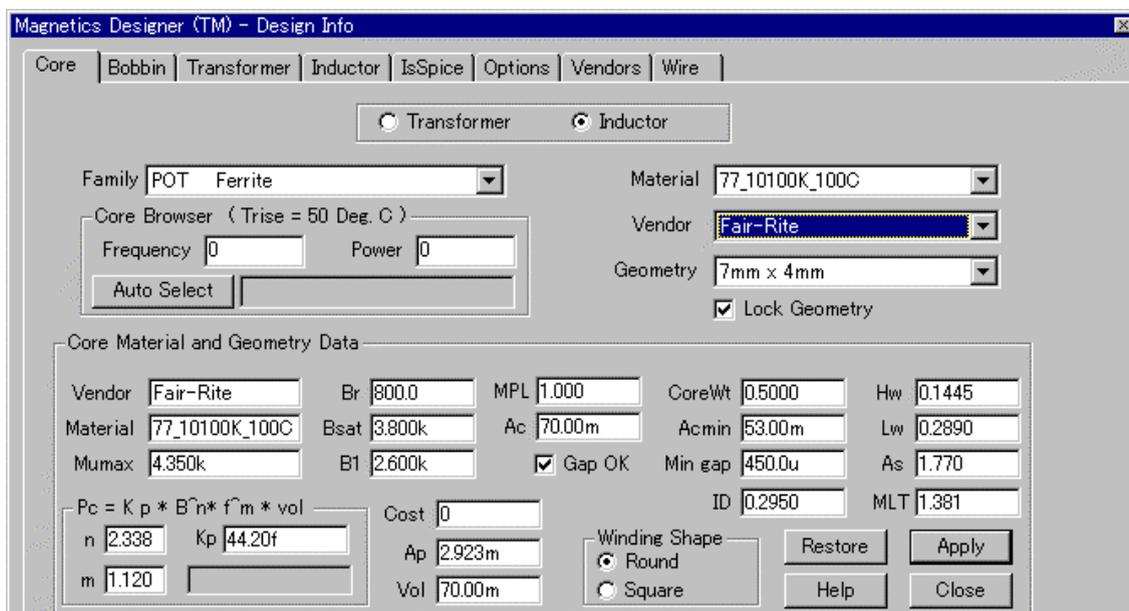
2f      2 \* 40k

要求されるデータがすべて今わかっているので、Magnetics Designer を始めることにより例を始めることができます。Magnetics Designer が既に走っている場合、ファイルメニューから New を選択します。コアタブをクリックすることによるコアスクリーンを選びます。

- コアスクリーン上の種類リストボックスで POT・フェライト(Pot Ferrite)を選択します。

Magnetics Designer を始めた場合、材質ベンダおよび材質はデフォルトによって正確な値にセットされます。

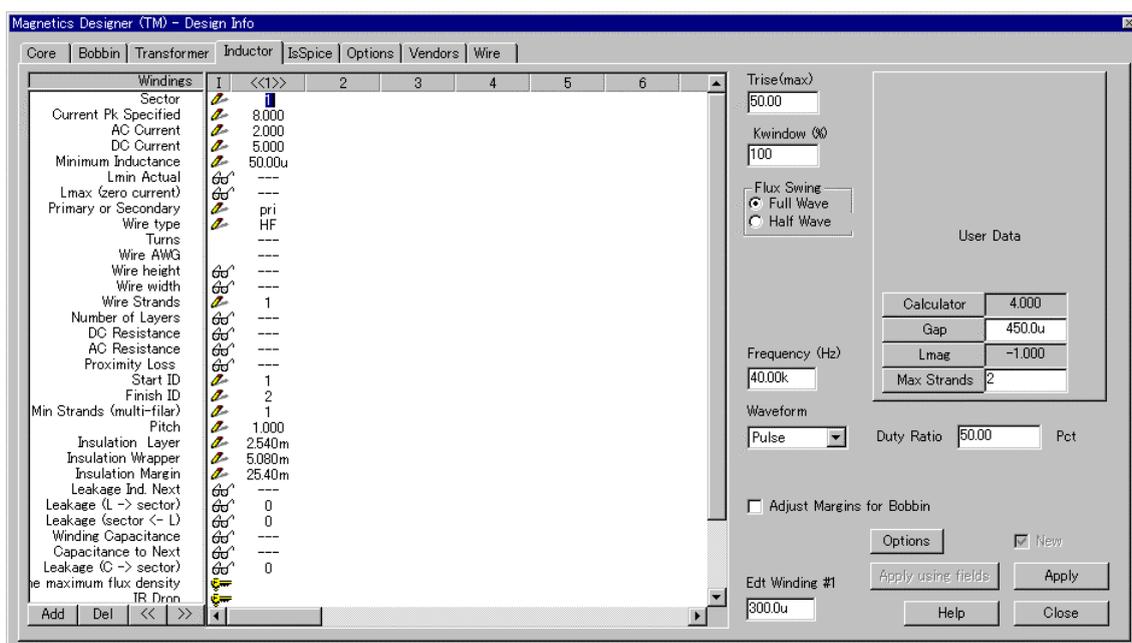
\* デフォルトの Pot Ferrite コアは、ベンダ名 Fair-Rite で 77\_10100K\_100C になります。



- インダクタタブをクリックして、インダクタスクリーンをアクティブにします。
- スクリーンの右中心にある周波数フィールドの中へ、動作周波数として 40K(40kHz)を入力します。
- 周波数フィールド下のウェーブフォームドロップダウンリストの中からパルスオプションを選択します。
- インダクタスクリーンの下方で、周波数フィールドの下に位置する Edt Winding#1 フィールドの中へ Edt の最大値(計算上)として 300u の値を入力します。
- 第1巻線の Current Pk Specified フィールドの横のデータフィールド(3つのクエッ

ションマーク) を選択し、ピーク電流値を 8(8Apk) に設定します。

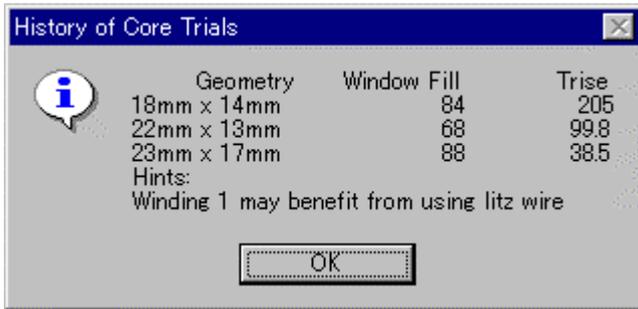
- タブキーを使って、AC 電流値を 2 に DC 電流値を 5 (5A) に設定します。最小許容インダクタンス (Minimum Inductance) は 50u に設定します。
- スクリーンの右上の Trise に最大許容温度上昇値としての 50 を入力します。  
(必要に応じ)
- オプションタブをクリックしてオプションスクリーンを表示します。、
- 周囲温度(Ambient Temp)の 25 に変更します。
- インダクタタブをクリックして、インダクタスクリーンを再表示します。



チョークコイルのために第 1 設計パスを行なう準備が今できています。

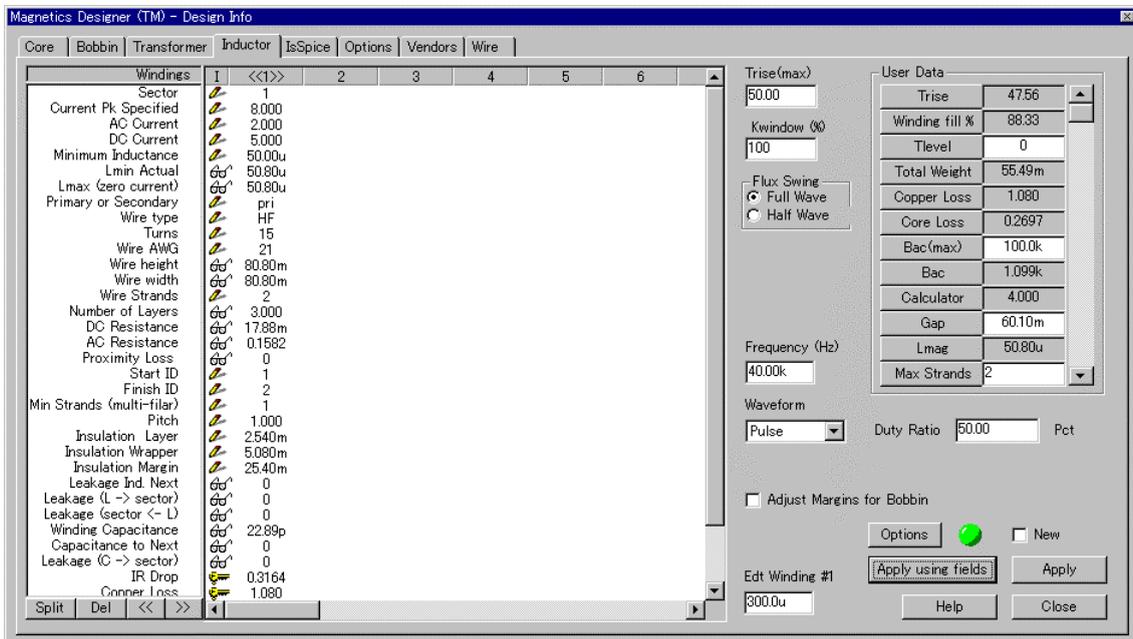
- Apply ボタンをクリックします。

Magnetics Designer は、最適化の結果と共に、下に示された History of Core Trials ダイアログを表示します。

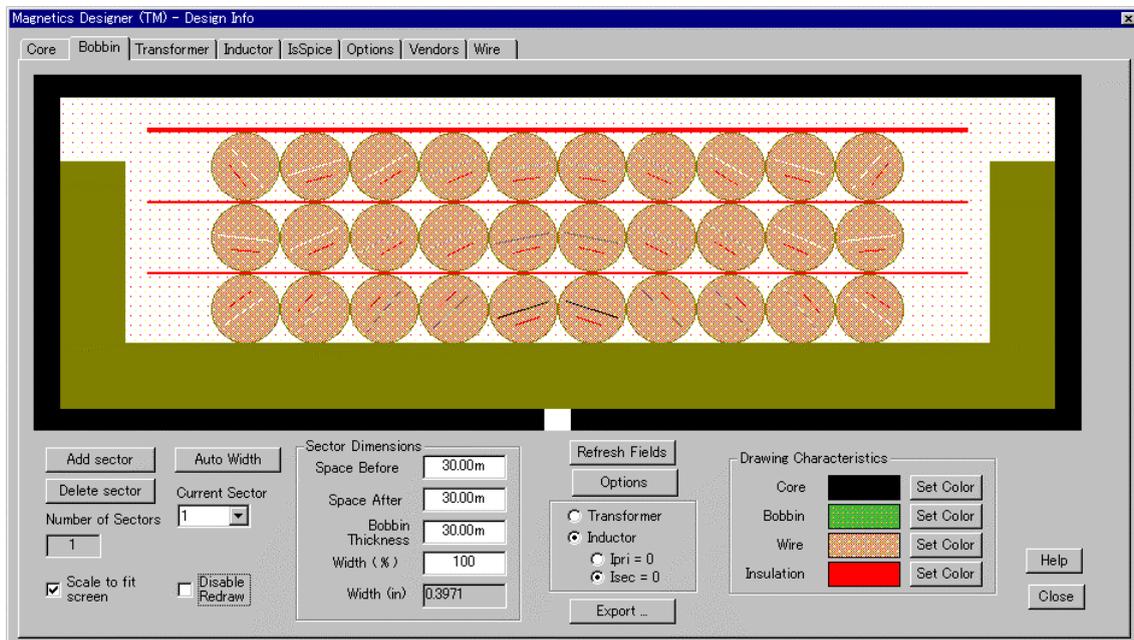


このダイアログから、23mm x 17mm の形状が必要条件を満たすということを理解することができます。しかしながら、Magnetics Designer は、よりよい特性を提供する Litz ワイヤの使用を決定します。

- History of Core Trials ダイアログを OK で抜けます。
- 50uH のチョークコイルとしてのインダクタデータは、下のよう設計されます。
- 温度上昇を確認するために、Apply using fields をクリックし、計算終了後 Field Status ウィンドウを Close ボタンで閉じます。

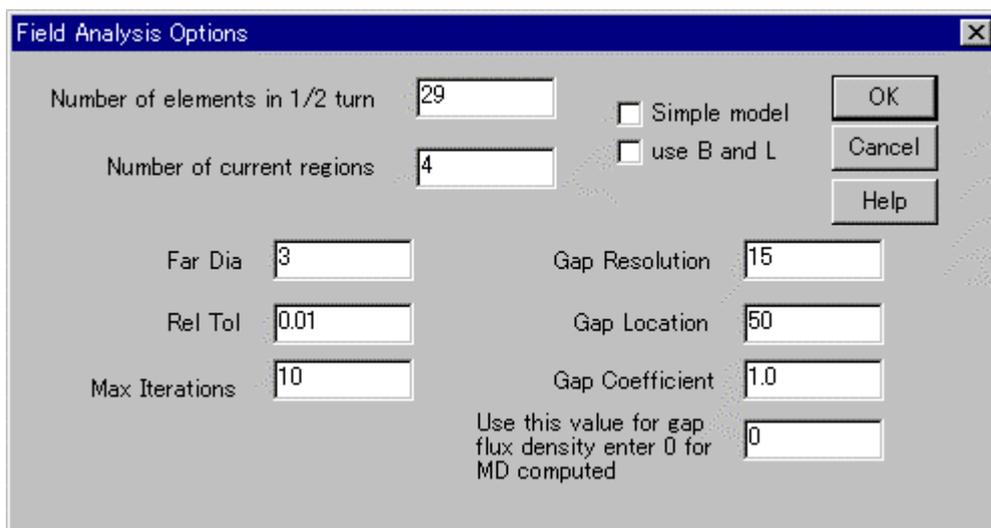


ボビントabをクリックして、ボビンスクリーンを表示します。

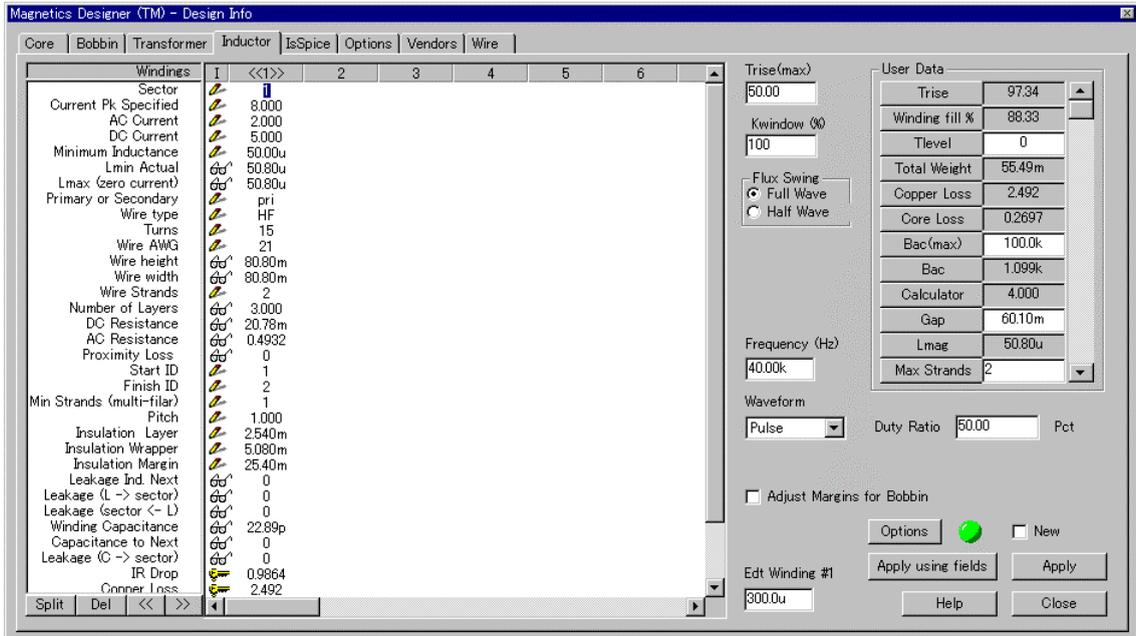
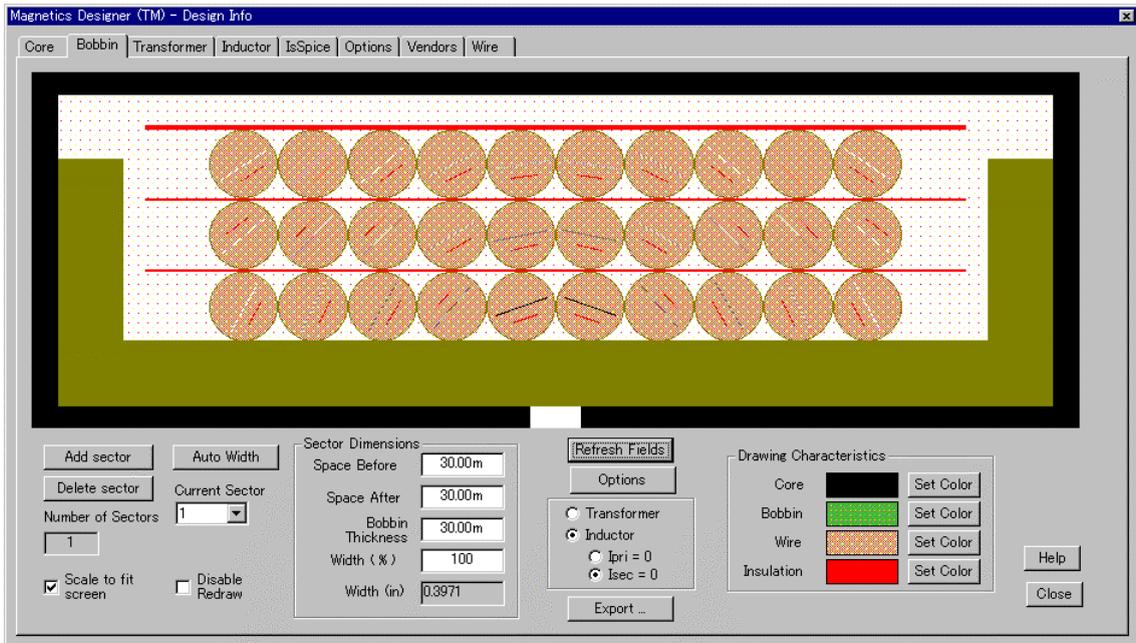


この場合については、ボビン厚さが 30.00m にセットされたことに注意してください。異なるボビン厚さで実験し、さらに、オプションダイアログ中で 1.0 にギャップ係数をセットすることができます。

- インダクタタブを選択し、オプションボタンをクリックします。
- ギャップ係数を 1.0 に設定し、OK をクリックします。



- 正しいギャップロスの計算値を得るために、Apply using fields をクリックします。
- Field Status ウィンドウの Close ボタンをクリックします。ボビントップとインダクタタブを表示します。



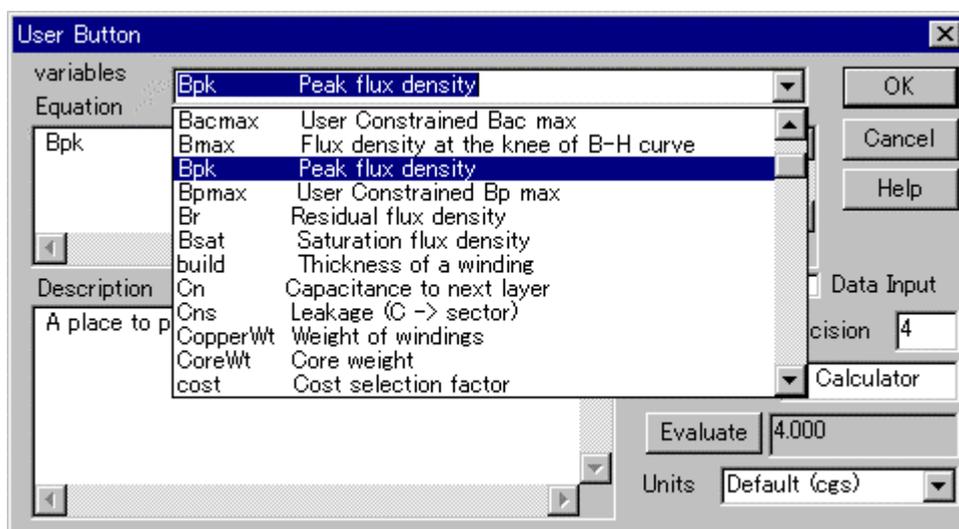
Single Center-leg ギャップおよび縮小されたボビン厚さについては、温度上昇が本質的に増加し高い磁界の強さがギャップに近いことに注目してください。

計算処理された設計は、設計要求にすべて一致しました。

正確にインダクタンスが設計されます。温度上昇は受け入れられます。また、ウィンドウフィルも受理可能です。しかしながら、私たちは、材質の飽和磁束密度(3.8 キロガウス)未満にピーク・磁束密度がなるように決めたいと思うかもしれません。

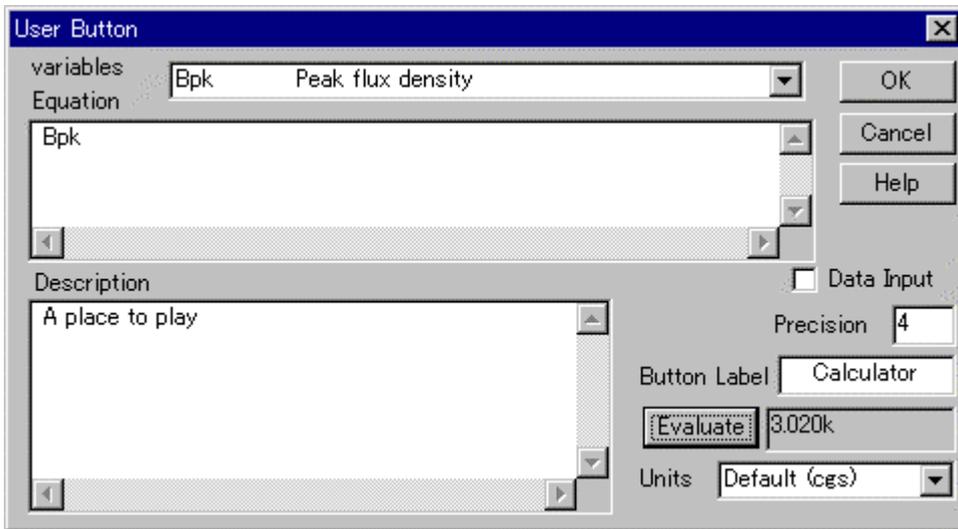
この設計のために計算された内部 Bpk 変数を検査するためにユーザ・データフィールドを使用することにより行うことができます。

- User Data ボタンを Calculator ボタンがビジブルになるまで、スクロールダウンします。
- Calculator ボタンをクリックして、User ボタンダイアログをアクティブにします。
- Equation フィールドの 2+2 の式を削除します。
- ダイアログの上の変数リストボックスを使いながら、Bpk peak flux density 変数を選びます。



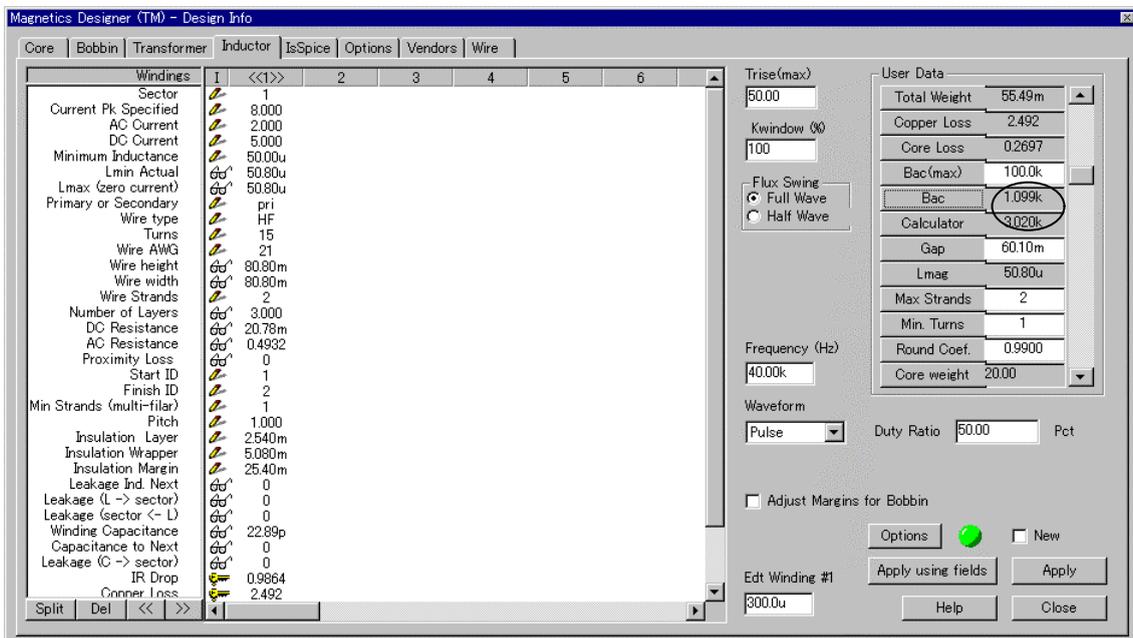
変数は、Equation フィールド内に自動的に入力されます。

- Evaluate ( 評価 ) ボタンをクリックし、その後 OK をクリックします。



インダクタのピーク磁束密度は、3.020KGauss(インダクタスクリーンのユーザデータカルキュレータフィールドの右に示された)と計算されています。

これは資料の 3.8KGauss 飽和未満で、したがって受理可能です。



## Appendices

### 付録

付録 A - 波形公式は、設計で使用している波形用の RMS 電流、DC 電流、そして AC RMS 電流計算の助けをする方程式を備えています。

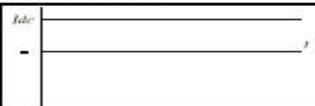
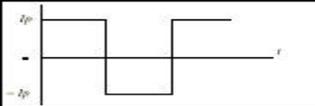
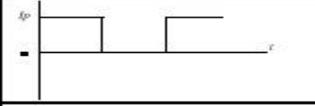
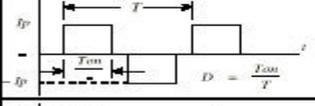
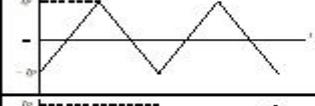
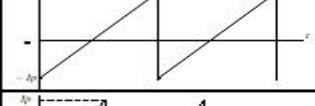
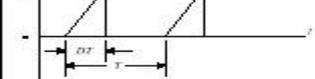
公式は非常に有効であり、磁気設計によって要求された値を生成する手助けをします。

付録 B - パラメータ定義とユーザ・データ変数はこの本を通して使用された項目と定義を備えています。

付録 C - 重要な方程式はこの本で使用された全ての重要な方程式の略式のリファレンスを提供します。

付録 D - 参考は関連トピックスを論じる追加的な出版リストばかりでなく、参照した論文のリストを提供します。

### 付録 A - 波形公式

Waveform	I <sub>rms</sub>	I <sub>dc</sub>	I <sub>ac(rms)</sub>
	$I_{dc}$	$I_{dc}$	0
	$I_p$	0	$I_p$
	$I_p\sqrt{D}$	$DI_p$	$I_p\sqrt{D(1-D)}$
	$I_p\sqrt{D}$	0	$I_p\sqrt{D}$
	$I_p\sqrt{\frac{1}{3}}$	0	$I_p\sqrt{\frac{1}{3}}$
	$I_p\sqrt{\frac{1}{3}}$	0	$I_p\sqrt{\frac{1}{3}}$
	$I_p\sqrt{\frac{1}{3}}$	$\frac{D}{2} I_p$	$I_p\sqrt{\frac{D}{3}\left(1-\frac{3}{4}D\right)}$

付録 A - 波形公式

**Appendix A - Waveform Formulas**

Waveform	I <sub>rms</sub>	I <sub>dc</sub>	I <sub>ac(rms)</sub>
	$\sqrt{D \left( I_p \times I_{av} + \frac{2}{3} (I_p - I_{av})^2 \right)}$	$\frac{D (I_p + I_{av})}{2}$	$\sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}$
	$\sqrt{D \left( I_p \times I_{av} + \frac{2}{3} (I_p - I_{av})^2 \right)}$	0	$\sqrt{D \left( I_p \times I_{av} + \frac{2}{3} (I_p - I_{av})^2 \right)}$
	$\frac{I_p}{\sqrt{2}}$	0	$\frac{I_p}{\sqrt{2}}$
	$\sqrt{I_{dc}^2 + \frac{1}{2} I_p^2}$	I <sub>dc</sub>	$\frac{I_p}{\sqrt{2}}$
	$\frac{I_p}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi} I_p$	$I_p \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}}$
	$I_p \sqrt{\frac{D}{2}}$	$\frac{2 D I_p}{\pi}$	$I_p \sqrt{\frac{D}{2} - \left( \frac{2D}{\pi} \right)^2}$

付録 B - パラメータ定義とユーザ・データ変数

次のパラメータはこのマニュアルを通して使用されます。いくつかの場合、同じパラメータ用の二つの名前があります。

パラメータ名                      記述                                      cgs units

Abob                                      ボビンエリア  
 トータル利用可能な巻線スペース。

Ac    中間コア断面積  
 コアの有効エリア。このパラメータはコア損失方程式で使用された磁束密度マグニチュー



B	磁束密度	ガウス
磁束密度値		
B1/B マックス	u がリニアである Max B	ガウス
透磁率がリニアのままでの最大磁束密度。このレベル以上で、透磁率は著しく減少し始めます。		
Bac	ピーク磁束密度	ガウス
有効コアエリアの機能する磁束の AC 成分のピーク値		
Bacmax	最大 Bac	ガウス
ユーザは有効コアエリアの機能とする磁束の AC 成分のピーク値を抑制できる。		
Bpk	ピーク磁束密度	ガウス
巻線の DC 電流によって起こったあらゆる DC オフセットを含んでいる磁束密度の最大値。このパラメータは、巻線全てのピークアンペア-ターンの合計から生じた AC 磁束密度がピーク磁束のために、ピーク磁束 excursion のより大きなものです。		
Bpmax	最大 Bpk	ガウス
ユーザは巻線の DC 電流によって起こったあらゆる DC オフセットを含んでいる磁束密度の最大値を抑制できる。		
このパラメータは、巻線の全てのピークアンペア-ターンの合計から生じた AC 磁束密度がピーク磁束のために、ピーク磁束 excursion のより大きなものです。		
Br	残留磁束密度	ガウス
残留磁束密度。飽和中にドライブされた後、磁束は、磁力(H)がゼロであるとき、Br に戻ります。		
Bsat	飽和磁束密度	ガウス
透磁率、そしてこのようなインダクタンスが急速に降下する磁束密度の値。		
Build		
一つまたはそれ以上の巻線によって使用されたボピンの高さ。		
build	巻線の高さ	cm

Center Tap

二つの独立した巻線が、巻線の終わりにある電圧が同等であるが、反対の極性をもつために、共に結ぶことができる接続ポイント。

Cn                      次の層に対する容量                      ファラド  
次の層に対する容量。

Cns                      セクタに対する容量                      ファラド  
次のセクタに対する容量。

Copper Loss              トータル銅パワー損失                      cgs  
全巻線用のトータル銅パワー損失

CopperWt                      銅重量                      グラム  
設計で使用された銅重量。

CoreWt                      コア重量                      グラム  
設計で使用されたコア重量。

Cost eligibility remove

自動選択アルゴリズムからコアを除去するために使用される選択ファクタ。  
1 の値はコアの適格性を除去します。デフォルトは 0 です。

Cs                      層容量                      ファラド  
二つのレイヤ間の容量。

CTflag                      センタータップフラッグ  
旧式。

dB                      磁束密度率                      ガウス  
磁束密度の変化。

Dp                      透過深度                      cm  
透過深度

drivenWinding              Driven Winding                      integer

指定した電圧のための巻線は計算された電圧に等しい。

Dsq                      ダブルスクウェアワイヤ

ダブル-スクウェア・マグネットワイヤは並んで置いている二つのスクウェア・ワイヤと等価です。

そのため、一つの 16AWG DS ワイヤは二つの AWG SQ ワイヤのと同じ断面積を備えます。

e                              瞬間電圧                              Volts

インダクタまたはトランス巻線を超える瞬間電圧。

Edt                              ボルト-秒

全周期以上の一つの極性にある巻線にあてがわれたボルト秒。

たとえば、30 V が 10  $\mu$ sec 用にあてがわれたとしたら、その時 Edt は  $300 \times 10^{-6}$  ボルト-秒です。

f                                      動作周波数                                      Hz

動作(基本の)周波数。

Fl                                      巻線幅

コンダクタ材質によって占領された巻線幅の断片。

Foil                                      Foil

ボビンウィンドウの幅と大体同程度の薄いコパストリップ。

厚さは要望の抵抗機能と利用可能なウィンドウエリアとして変化します。

フォイルは、連続的なターンが共に短くならないように絶縁層を使って同時に巻き付けられる。

FlagFlux                              磁束振幅フラッグ

磁束振幅が半波か全波に設定されるかを決定するために使用されるフラッグ。

Fr                                      Rac/Rdc

DC 抵抗に対する高周波 AC 抵抗の比率。

gap                                      コアギャップ                                      cm

グラウンドセンタポストかスペーサのいずれかに関連したラウンドトリップ・ギャップの

長さ。

センタポストがエアギャップを生成するために機械で作られた場合、コアギャップはエアギャップの長さに等しいです。

スペーサが使用される場合、ギャップの長さはスペーサの二倍の厚さに等しいです。

ギャップ OK                      ギャップフラッグ

コアギャップが適合できるかできないかを示すフラッグ。1 の値はギャップが適合されることを示します。

GetGauge                      ファンクション

この機能はワイヤゲージを戻します。その論旨はエリアと巻線ナンバーです。

巻線ナンバーはワイヤタイプを確定するために使用されます。

gmin                      最小ギャップ                      cm

これはギャップが備えている最小の値です。

gName                      ファンクション

この機能は現在選択される形状の名前を戻します。

h                      有効な厚さ                      cm

層の有効な厚さ。Foil がレクタングラーワイヤに関する場合は、それはコンダクタの厚さです。円形ワイヤは、 $h = d/4$ 。

H                      磁界の強さ                      エルステッド

磁力

HF                      Heavy Formvar wire

合成フィルムを使って二重に絶縁された銅マグネットワイヤ。

Hw                      ポビンの高さ                      cm

最初の層の内側から最後の層の外側までのウィンドウの高さ。

Iac                      RMS 電流                      Amps

Iac は DC 成分が引かれた後の巻線にある電流の RMS AC 成分です。

矩形波電流に関しては、AC RMS 電流は P-P 電流を 2 で割ります。

サインは電流に関しては、I<sub>rms</sub> はピーク電流の .707 倍に等しいです。

Iavg                      平均電流                      Amps  
巻線での電流の平均 AC 成分。

ID                      ボビン内径                      cm  
円形センタポストタイプボビンに關すれば、このパラメータはコイル形の直径です。  
すなわち、それがワイヤの最初の層が巻き付けられるチューブの直径ということになります。  
E コアのような長方形センタポストコアに關しては、内径は最初の層での 1 ターンの長さを 4 で割ります。

I<sub>dc</sub>                      DC 電流                      Amps  
I<sub>dc</sub> は与えられた巻線にある電流の DC 成分である。いわゆる I<sub>dc</sub> が全周期以上での波形の平均値です。

Interleaved Windings  
プライマリでの巻線は二つのセクションに分割されます ( 直列もしくは並列のいずれかが接続される。 ) 初めに一つのセクションが巻きつけられ、次にセカンダリが巻きつけられます。  
プライマリの他のセクションは最後に巻きつけられます。  
Interleaving は AC 抵抗と漏れインダクタンスを小さくします。

I<sub>pk</sub>                      ピーク電流                      Amps  
電流の一番高く可能なピーク値。I<sub>pk</sub> は通常 I<sub>dc</sub>+I<sub>ac</sub> より大きいです。  
インダクタが飽和しないための最大電流を指定するために I<sub>pk</sub> を使用します。  
I<sub>pk</sub> を正しく指定するための失敗は受け入れられない低い電流において飽和する設計の結果になります。

IR Drop                      トータルの電圧降下                      Volts  
全巻線のためのトータルの電圧降下。

I<sub>RMS</sub>                      RMS 電流                      Amps  
電流の実効値、いわゆる RMS 電流。

isPrimary                      ファンクション  
このファンクションは、巻線がプライマリ上にあるとき、1 に戻ります。  
使用法は isPrimary(巻線) です。

isSecondary          ファンクション

このファンクションは、巻線がセカンダリ上にあるとき、1に戻ります。

使用法は isSecondary (巻線) です。

J                      電流密度                      Amps/

コンダクタに流れる電流はコンダクタの断面積によって割れます。

Jmax                  最大電流密度                      Amps/

ユーザが抑制した最大電流密度。

Jn                     電流密度                      Amps/

各巻線の電流密度。

Jo<sub>pt</sub>                  最適電流密度                      Amps/

与えられた設計用の最適電流密度。

K                      ボルツマン定数                      Joules/Deg K

ボルツマン定数。

Kac\_dc                Rac/Rdc の比                      real

DC 抵抗に対する AC 抵抗の比率。

Kcond                 伝達定数                      Watts cm-degC

伝達定数。デフォルトは  $1.108 \times 10^3$

Kconv                 対流定数                      /watts degC

対流定数。デフォルトは 710。

Kd                     絶縁体の比誘電率

絶縁体の比誘電率。

Kf                     最大巻線%ファクタ

ユーザが抑制した巻線%ファクタ。

Kfill                  巻線 fill

ウィンドウ fill パーセンテージを指示します。全巻線の構造とそれらの個別の絶縁を計算します。

断片の層は構造アルゴリズムの中で全層としてみなされるため、巻線が一つの層の小さな断片のみを使用するとき、2 か 3 のより小さなワイヤを使って大きなワイヤを再配置することが望ましいです。

Kgap                      ファンクション

このファンクションはギャップ・フリンジングファクタを戻します。

使用法は、ギャップがギャップサイズであるところの Kgap(ギャップ)です。

Kins                      絶縁定数                      watt/cm-degC

絶縁熱係数。

Kp                      乗数                      Watt-sec^m/ Gauss^n

磁性材質データデータシートから引き出されたコア損失係数。

コア損失式で使用されるもの。

Kr                      固有抵抗                      Ohm- /cm

伝導性の材質の固有抵抗。

Kround                      回転係数

このパラメータは回転係数値と等しいです。

Kw                      ウィンドウ利用ファクタ

ワイヤ packing を考慮したウィンドウ fill ファクタ。

それは利用可能な巻線を使用可能なエリアで割ったものに等しいです。

通常、ワイヤタイプの機能として、.8 ~ .95.

Kwire                      ワイヤ利用ファクタ

与えられたワイヤタイプ用のワイヤ直径に対する裸銅直径の比率。

また、裸銅面積を 1 ターンによって消費したウィンドウエリアで割ったものとして計算されます。通常 .5 ~ .9.

l                      磁路長                      cm

磁路長。

lc	有効な磁路長	cm
コアの有効な磁路長。		
lg	ギャップの長さ	cm
ギャップの長さ。		
Litz	Litz ワイヤ	
AC 抵抗を小さくするために高周波アプリケーションで使用される複数撚りあわせたマグネットワイヤです。		
Lj	インダクタンス	ヘンリー
j 番目の巻線のインダクタンス。		
lk	磁路長	cm
磁路にある k 番目の要素の長さ。		
Lmag	磁化したインダクタンス	ヘンリー
プライマリ巻線を超えて測定されたオープン回路並列インダクタンス。		
Lmax	最大インダクタンス	ヘンリー
ゼロ電流におけるインダクタンス値。		
Lmin	最小インダクタンス	ヘンリー
飽和におけるインダクタンス値。		
Ln	レイヤ漏れインダクタンス	ヘンリー
次の層への漏れインダクタンス。		
Lnom	公称インダクタンス	ヘンリー
飽和におけるインダクタンス値(ピーク電流)		
Lns	次のセクタの漏れインダクタンス	ヘンリー
次のセクタへの漏れインダクタンス。		
loaded Voltage	負荷電圧	Volts
巻線 0 がプライマリと想定して、プライマリとセカンダリの両方からの電圧降下はセカン		

ダリに反映されます。

Lp                    プライマリインダクタンス                    ヘンリー  
プライマリ巻線のインダクタンス。

Lps                    前のセクタの漏れインダクタンス                    ヘンリー  
前のセクタへの漏れインダクタンス。

Lw                    ボビンの長さ                    cm  
ボビンまたはコイル形の一つの end から他の end までの長さ。

m                    コア損失指数  
コア損失式 f の指定材質の指数。

min gap              最小コアギャップ                    cm  
二つの機械で作られた表面が共にプレスされるとき、定形のエアギャップが表面の粗さのためにそれらの間に残ります。  
通常、フェライトコア用の有効なギャップの長さは.0005cm です。

Min.strands          最小ストランド  
Magnetics Designer が巻線のために考慮に入れるであろう最も少ない撚り数。

Min.Turns            最小ターン  
Magnetics Designer が巻線のために考慮に入れるであろう最も少ないターン数。

MLT                  コンダクタ用のターン毎の中間長                    cm  
完全にワイヤで満たされるボビンのターン毎の中間長

MLTj                  ターン、巻線 j 毎の中間長                    cm  
j 番目の巻線用ターン毎の中間長。

MPL                  磁路長                    cm  
コアを通して閉じた経路の周りの平均ラウンドトリップ距離。

mueff                  実効透磁率                    real  
ギャップを含む、トランス/インダクタの実効透磁率。

muMax	最大透磁率	real
材質の最大導磁性。		
musat	飽和透磁率	real
飽和における透磁率の値。		
n	AC 抵抗パラメータ	
コア損失式での Bac の指定材質の指数。		
N	ターン数	
与えられた磁気素子用のワイヤのターン数。		
NextAwg	ファンクション	integer
このファンクションは AWG 値を戻します；そのワイヤタイプを決定するために巻線ナンバーを使用します。		
NL	ファンクション	
このファンクションは個々の巻線にあるレイヤ数を戻します。使用法は NL(巻線)です。		
Nmax	巻線の最大数	integer
このパラメータは設計での巻線の最大数。		
Np	プライマリ上のターン数	
プライマリ巻線のワイヤのターン数。		
Ns	ファンクション	
このファンクションは個々の巻線の撚り数を戻します。		
Nsmax	撚り線の最大数	
このパラメータは Max Strand User Data フィールドにリスト化された値を戻します。		
p	レイヤ数	
巻線または巻線部分のレイヤの有効な数。		
Pcore	コアパワー損失	Watts
AC 磁束があてがわれたとき、磁性材質にあるヒステリシスと渦巻電流のために、コアで消費したパワー。		

P <sub>core</sub> ( T)	銅パワー損失 指定温度上昇での最適コア損失。	Watts
P <sub>cu</sub>	銅パワー損失 ワイヤを流れている電流のために、ワイヤで消費したパワー。	Watts
P <sub>cu</sub> ( T)	銅パワー損失 指定温度上昇での最適銅損失。	Watts
P <sub>i</sub>	P <sub>i</sub> の値 P <sub>i</sub> の値	
P <sub>in</sub>	入力パワー 入力パワー	VA
pitch	巻線角度 ワイヤがワイヤ幅内で巻きつけられた状態での角度。これは、一つのターンより多い場合、巻線用の利用可能なスペースからピッチ値をワイヤの幅の倍を引きます。デフォルトは 0。ピッチはいくつかの実数かもしれない。	Wire Widths
Pitch	巻線ピッチ ピッチは巻線がボピンの長さにそって進むターン毎のワイヤの高さです。単一の巻線は 0 ピッチを持つために定義されます。	real
prevAwg	ファンクション このファンクションは前の巻線の Awg 値を戻します。	
proxLoss	近接ロス 近接ロスの値	Watts
P <sub>tot</sub>	トータルパワー損失 銅とコア損失の総合計。	Watts
P <sub>wndg</sub>	巻線パワー損失 単一の巻線のパワー損失。	Watts
Q	DC 抵抗に対する AC	

Fr を計算するために使用される計算したパラメータ。

r                    コア損失/銅損失  
最小トータル損失に生じる銅損失に対するコア損失の最適比

R                    リラクタンス                    Amp-turns/Maxwell  
磁路のリラクタンス。

Rac                  巻線の AC 抵抗                    Ohms  
動作周波数での巻線抵抗。Rac は表皮と近接効果の両方を含みます。

Rdc                  巻線の DC 抵抗                    Ohms  
与えられた巻線の DC 抵抗。

rho                  固有抵抗                            Ohm-cm  
材質の固有抵抗。

rhoTC               固有抵抗の温度係数               Ohm-cm/Deg C  
材質の固有抵抗の温度係数

s                    Interleave フラッグ  
巻線がインターリーブされ、断片の層が計算されると、s=.5 です。  
その他、s=0 です。

sd                   表皮深度                            cm  
与えられた周波数におけるコンダクタの電流貫通の深さ。

sectors              セクタ数  
0 で始まっているセクタ数

SF                   Small Formvar ワイヤ  
合成フィルムを使って一つに絶縁された銅マグネチックワイヤ。

Shield,Electrostatic  
プライマリからセカンダリ巻線を静電的に切り離すために使用される単一の接続

ソリッドをもつ1つのターン Foil 巻線。

グラウンドリターン電流のより良い絶縁を提供するために、プライマリリターンで参考にされたものとセカンダリターンで参考にされたもう一つのもので、しばしば二つのシールドが使用されます。

Sq                      Square ワイヤ

Heavy 合成フィルムを使って二重に絶縁される Square マグネットワイヤ。

Square ワイヤの1つの側が対応する円ワイヤの直径と同じであるので、Square ワイヤがわずかに多くの断面積を備えます。

Tamb                    周囲温度

インダクタを囲んでいる空気の温度。

Tleadflag              サーマルフラッグ

熱点計算用のフラッグ。

Tlevel                  サーマルフラッグ

Magnetics Designer が温度上昇を計算するために使用する熱モデルを測定するために使用されるフラッグ(熱モデルセクション参照)。

th                      巻線の高さ                      cm  
巻線の高さ。

thot                    トータル巻線の高さ                      cm  
全巻線の高さの合計。

ti                      層間の絶縁                      cm  
層間の絶縁の厚さ。

tm                      エンドでの絶縁  
これは絶縁のマージン値に一致します。

Tj                      ターン比  
j 番目のセカンダリ巻線からプライマリ巻線までのターン比  
( $N_j/N_p$ )。

Tlevel            サーマルモデルセクション            integer  
熱モデルレベル(0,1,2)を選択するフラッグ

Trise            温度上昇  
コア表面での温度と周囲の空気の温度との違い。

TriseMax        Max.温度上昇  
ユーザによって指定された最大温度上昇。

tw              巻線間の絶縁            cm  
絶縁紙の厚さの値。

useEdt           フラッグ  
このフラッグを設定する場合、Edt はトランス用の Bac の計算で使用されます。  
これは Transformer スクリーンの Edt フィールドを使用してスタンドオフもしくはブロッキング volt-seconds を指定する Mag-amps 用に使用されます。

Vavg            平均電圧            Volts  
巻線を超える平均電圧。このマニュアルで使用されたように、複雑な波形の平均電圧は、指定した周波数の半波用にあてがわれた場合、多くの複雑な波形としての磁束の同じ変化に生じる電圧です。  
方程式では、fsw はスイッチング周波数で、一つの極性で一周期以上の時間を考慮する電圧の積分です。

Vol              コア体積  
損失式が  $\text{cm}^3$  ごとに Watts で表される場合のコアの有効な体積、またはコア損失式はグラムごとに watts で表される場合のグラムでのコア重量。

Vspec           指定したボルト            Volts  
Transformer/Inductor スプレッドシートに表示された指定したボルト値

wireArea        ファンクション            cm  
このファンクションは指名された巻線のワイヤエリアを戻します。  
使用法は wireArea(巻線)です。

wireHeight      ファンクション

指名された巻線のワイヤの高さを戻します。使用法は wireHeight です(巻線)。

wireHeighttx      有効なワイヤの高さ      cm  
巻線の有効なワイヤの高さ

wireWidth      ファンクション      cm  
このファンクションは指名された巻線のワイヤの幅を戻します。  
使用法は wireWidth です。(巻線)

wShape      巻線形状  
巻線形状パラメータ。0 値は四角形状用に使用され、1 は円形状用に使用されます。

T      表面温度上昇  
空気中での温度上昇。

u      比透磁率  
フリースペースの透磁率に対する磁性材質の透磁率の比。

uc      比透磁率  
コア材質の比透磁率。

uk      比透磁率  
磁路長にある k 番目の要素の比透磁率。

uo      フリースペースの透磁率      H/cm  
フリースペースの透磁率( $4 \times 10^{-9}$ )。

ur      比透磁率  
磁性材質の比透磁率(銅に関しては、それは 1 の値です)。

usat      比透磁率@Bsat  
定義された飽和磁束密度での B-H ループのスロープ。

磁束線      Maxwells  
磁束線。

固有抵抗      Ohm-cm<sup>2</sup>/cm

コンダクタの固有抵抗(銅では  $1.72 \times 10^{-6}$ )。

## 付録 C - 重要な方程式

アンペアの法則

$$Hl = 4\pi NI$$

ファラデーの法則

$$e = N \frac{d\Phi}{dt} = NAc \frac{dB}{dt} \times 10^{-8}$$

ピーク AC 磁束密度

$$B_{ac} = \frac{V_{ave} 10^{-8}}{4N A c f} \quad \text{where } V_{ave} = 2 f E \Delta t$$

ピーク磁束密度 (半波動作でのトランス)

$$B_p = \left( \frac{Br}{1 + \frac{lg \mu c}{lc}} \right) + 2B_{ac}$$

ピーク磁束密度 (インダクタ)

$$B_{pk} = \frac{4\pi \sum_{j=1}^n N_j I_{pkj}}{Ac R} = \frac{4\pi N_p \sum_{j=1}^n T_j I_{pkj}}{Ac R}$$

where

$$R = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{d\Phi} = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{A_k dB_k} = \sum_{k=1}^m \frac{l_k}{A_k \mu_k}$$

巻線のインダクタンス

$$L = \frac{4\pi N^2 \times 10^{-9}}{R}$$

where

$$R = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{d\Phi} = \sum_{k=1}^m \frac{l_k dH_k}{A_k dB_k} = \sum_{k=1}^m \frac{l_k}{A_k \mu_k}$$

表面温度上昇

$$\Delta T = \frac{710 P_{tot}}{A_{surf}}$$

銅損失方程式最適アルゴリズム

$$P_{cu} = \frac{\pi}{4} \rho(t) J^2 MLT K^{*wire} Kw Aw$$

計算した巻線損失

$$P_{winding} = I_{dc}^2 R_{dc} + I_{ac}^2 R_{ac}$$

コア損失

$$P_{core} = K_p B_{ac}^n f^m Vol$$

最適電流密度

$$J_{opt} = \sqrt[3]{\frac{4P_{cu}(\Delta T)}{\rho(t) MLT K^{*wire} Kw Aw}}$$

最適磁束密度（コア損失制限設計）

$$B_{opt} = \left[ \frac{P_{core}(\Delta T)}{K_p f^m} \right]^{\frac{1}{n}}$$

エリアプロダクト(AwAcq - トランス)

$$AwAc = \frac{\left( \sum_{j=1}^{last} V_j l_j \right) \times 10^8}{\pi K_w K^{*wire} f J_{opt} B_{opt}}$$

エリアプロダクト(AwAc1 - インダクタ) : Bsat 制限

$$AwAc1 = \frac{edt \left( \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \right) \times 10^8}{2 K_w K^{*wire} J B_{sat}}$$

エリアプロダクト(AwAc2 - インダクタ) : Bsat 制限

$$AwAc2 = \frac{L_p \left( \sum_{j=1}^n T_j I_{rmsj} \cdot \sum_{j=1}^n T_j I_{pkj} \right) \times 10^8}{K_w K^{*wire} J B_{sat}}$$

銅損失に対するコアの最適比（コア損失制限設計）

$$r = \frac{P_{core}}{P_{cu}} = \frac{2}{n}$$

DC Resistance of Winding j

$$R_{dcj} = \frac{\rho(T) MLT_j N_j}{A_{wirej}}$$

where

$$\rho(T) = \rho_0 + \rho_0 TC \times T$$

DC 抵抗に対する AC の比

$$Fr = x \left[ F1 + 2 \frac{(H_1 H_2)}{H_i^2} F3 \right]$$

H1 と H2 はワイヤのどちらか一方側のフィールドの強さです。

H<sub>i</sub> はフィールドをワイヤ自身によって生じるフィールドです。

"wire" は boundary 条件の評価を簡単にレクタングラシートの中に変換されます。

$$x = \frac{h \sqrt{F1}}{Dp}$$

$$Dp = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}}$$

The term F3 can be approximated by:

$$F3 = (\sinh(x) - \sin(x)) / (\cosh(x) + \cos(x))$$

While

$$F1 = (\sinh(2x) + \sin(2x)) / (\cosh(2x) - \cos(2x))$$

近接ロス

H1 = H2 = N<sub>isum</sub> / (Lw) で、I を 0 に近づけた場合、近接ロスは I=0 が場合は下式であると定義されるために、その時、パワー損失は I\*I\*Fr\*Rdc である。

$$P(I=0) = 2Rdc x \left[ \frac{N_{isum} w_{pitch}}{N Lw} \right]^2 F3$$