

## A1. Inversor resonante serie y operación ZVS

Desde el punto de vista de sistemas, las cargas empleadas se comportan generalmente como un RLC serie en los regímenes de operación habituales, un segundo orden cuya respuesta en frecuencia puede caracterizarse mediante el factor de calidad  $Q$  y la frecuencia natural de la carga (fig. A1-3 a)). Hay que notar que la carga es dependiente de multitud de factores como el tipo de recipiente empleado, el área cubierta por éste, la disposición de las ferritas concentradoras de flujo, la temperatura y la cantidad cocinada, etc., presentando multitud de no linealidades, pero para la estimación de las pérdidas en los semiconductores bastará con el cálculo analítico del sistema simplificado (fig. A1-1).

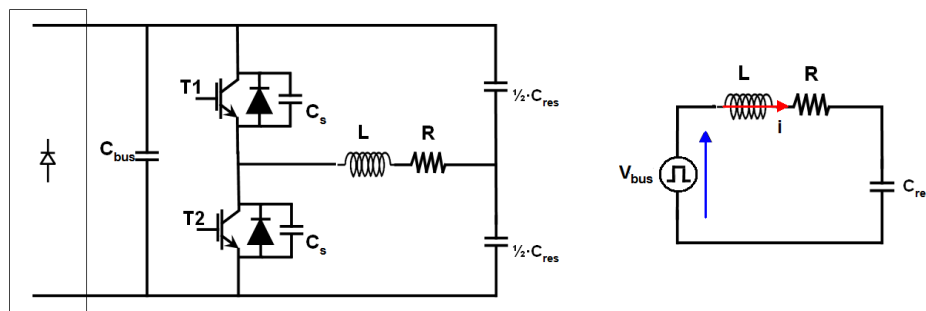
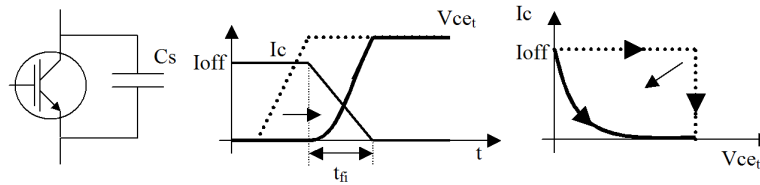


Figura A1-1 Circuito inversor resonante serie y modelo simplificado equivalente

El sistema presenta una frecuencia de resonancia natural (figura A1-3), que en los inductores y materiales contemplados estará comprendida entre 20 kHz y 40 kHz, a la cual se obtendrá la máxima potencia ya que el desfase tensión intensidad será cero y las pérdidas de conmutación de la etapa serán mínimas y las de conducción máximas. En realidad la señal de excitación es una onda cuadrada de frecuencia variable (de 20 kHz a 75 kHz) y en consecuencia se deberá computar el aporte en potencia del contenido armónico de ésta.

Dada la física del sistema, se distinguen a los dos lados de la frecuencia de resonancia del sistema dos zonas de operación diferentes, desde el punto de vista de la electrónica y la secuencia de conmutaciones de los dispositivos que en la topología ocurren. En los sistemas que estamos manejando, la preferencia de operación siempre es a la derecha de la frecuencia de resonancia, en la llamada zona ZVS (*Zero Voltage Switching*) y siempre a una cierta distancia de la frecuencia de resonancia por la presencia del condensador de *snubber*.

El condensador de *snubber* limita por debajo a la frecuencia de conmutación, debido a que para el *turn on* del IGBT con el que está en paralelo, debe descargarse por completo o por el contrario aparecerán  $di/dt$ , que además de incrementar las pérdidas por conmutación pueden destruir el IGBT.


 Figura A1-2 Efecto del condensador de *snubber* en el *turn off* del IGBT

La presencia del condensador de *snubber* se justifica por la reducción de las pérdidas en la conmutación a *off*, debido a que retrasa la subida de tensión, minimizando la coexistencia de tensión y corriente y por tanto la potencia (figura A1-2). El condensador existente en las plataformas IH y Multiplex es el óptimo, cuyo valor es 15 nF. Esto impone, desde un punto de vista práctico que la mínima corriente presente en el instante de *turn off* no debe ser inferior a 10 A, cuando se trabaja con inversor dedicado, y 20 A cuando se paralelizan, para asegurar la descarga del *snubber*.

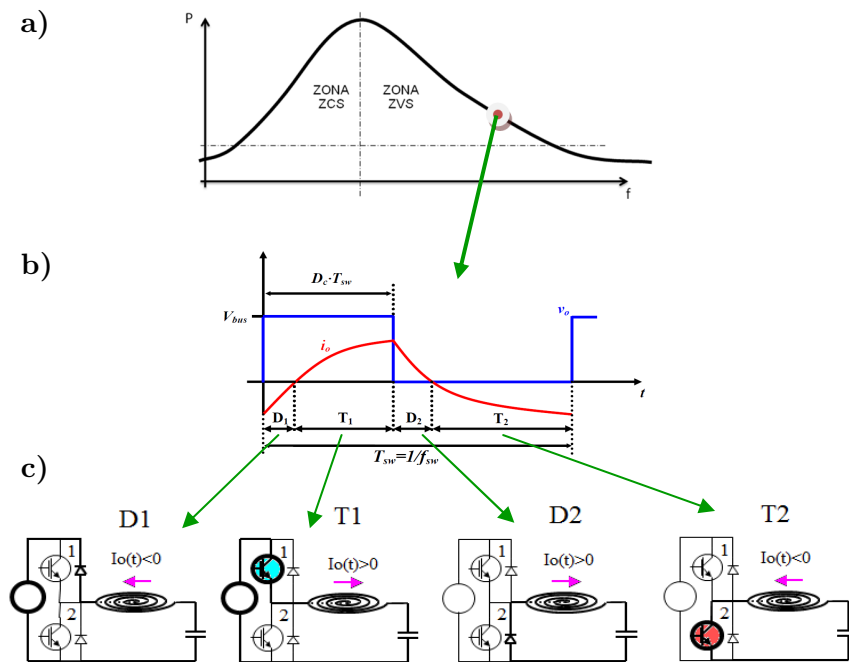


Figura A1-3 A) Curva característica, B) detalle de la tensión y corriente en el punto de operación indicado, y C) los cuatro intervalos de conducción en ZVS.

## Modelado de las pérdidas en los semiconductores

En los dispositivos semiconductores de potencia cabe distinguir pérdidas de potencia causadas por la caída óhmica en las capas de silicio cuando conduce, pérdidas por conducción, y por las no idealidades de la conmutación (*tail current* y capacidades parásitas en IGBT, y recuperación inversa en diodos), pérdidas por conmutación.

Las pérdidas en conducción se modelizan con el circuito equivalente de una unión PN en directa para el IGBT y para su diodo en inversa en su correspondiente intervalo (figura A1-4).

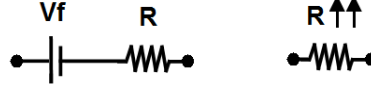


Figura A1-4 Circuito equivalente en conducción y corte de la unión PN

En consecuencia las pérdidas por conducción pueden estimarse a través de la ecuación A1.1 y las curvas de conducción del diodo e IGBT que proporciona el fabricante.

$$P_{ON} = V_{on} I_{on,mean} + R_{on} I_{on,rms}^2 \quad (A1.1)$$

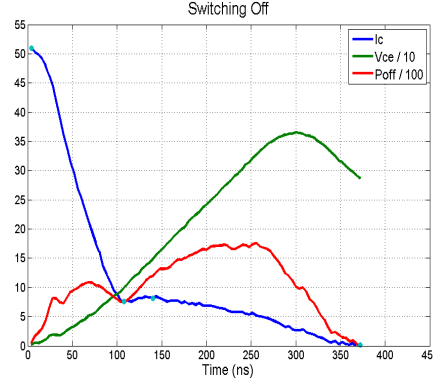
A través de un ajuste lineal de la característica DC extraída del *datasheet* del IGBT se han obtenido los valores de la tabla A1-1, y se han empleado en simulación para poder establecer comparaciones entre distintos IGBT en todo el rango de funcionamiento de la etapa.

TABLA A1-1 PARÁMETROS DC DE LOS IGBT SIMULADOS

Modelo de IGBT	Diodo		IGBT	
	V <sub>F</sub>	R <sub>F</sub>	V <sub>CE</sub>	R <sub>ON</sub>
IGBT 1	1.153	0.02114	1.18	0.02245
IGBT 2	1.18	0.021	0.9107	0.0163
IGBT 3	1.042	0.0181	1.2905	0.0159
IGBT 4	1.211	0.0181	1.24	0.0232
IGBT 5	1.0481	0.0144	1.3177	0.0164
IGBT 6	1.1134	0.0172	1.4174	0.0241

En el cálculo de las pérdidas de conmutación se desprecian las de *turn on* porque se produce con tensión cero entre colector y emisor, y sólo se computan las de *turn off*.

Estas pérdidas son dependientes de la evolución de la tensión colector emisor (*snubber*), y positivamente de la corriente y por supuesto de la frecuencia. La determinación de estas pérdidas resulta muy compleja, y se utiliza un modelo analítico aproximado proporcionado por el fabricante.


 Figura A1-5 Detalle del *turn off* de un IGBT a una frecuencia y corriente de corte específicas

Este modelo se describe mediante la ecuación A1.2, donde  $E_{off}$  [mJ] es proporcionada por el fabricante en función de la corriente de corte.

$$P_{sw-OFF} = E_{off} \cdot f_{sw} \quad (A1.2)$$

La  $E_{off}$  se debe modelizar matemáticamente para realizar los cálculos de las pérdidas de conmutación en las simulaciones. Estos ajustes se han obtenido de datos empíricos que la empresa posee de trabajos comparativos previos. Los ajustes mostrados en la tabla A1-2 tienen validez en el rango de 20 a 60 amperios.

TABLA A1-2 PARÁMETROS DE FUNCIONAMIENTO REGULABLES

IGBT	Ajuste empleado para $E_{OFF}$
IGBT 1	$0.0906 \cdot I_{OFF}^2 + 0.882 \cdot I_{OFF}$
IGBT 2	$0.1086 \cdot I_{OFF}^2 + 6.6288 \cdot I_{OFF}$
IGBT 3	$0.0068 \cdot I_{OFF}^2 + 6.5439 \cdot I_{OFF}$
IGBT 4	$1.493 \cdot I_{OFF}^{1.3934}$
IGBT 5	$0.0906 \cdot I_{OFF}^2 + 2.6126 \cdot I_{OFF}$
IGBT 6	$0.4088 \cdot I_{OFF}^{1.6687}$

Por tanto las pérdidas totales del dispositivo se pueden resumir en:

$$P_T = P_{ON_{IGBT}} + P_{ON_D} + P_{sw-OFF} \quad (A1.3)$$

### Eficiencia electrónica.

La eficiencia electrónica hará referencia a la potencia perdida en los IGBT únicamente, dejando a un lado las pérdidas en el inductor, en el aluminio y ambiente.

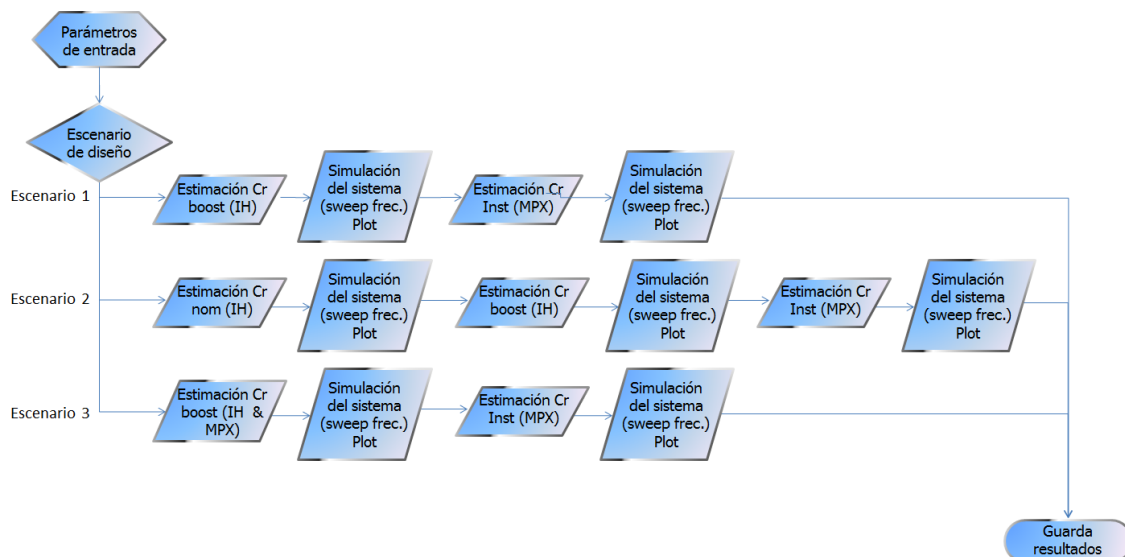
$$\eta = \frac{P_{abs} - P_T}{P_{abs}} \quad (A1.4)$$

## A2. Funciones empleadas para la simulación

Seguidamente se incluye el programa de MATLAB realizado para probar diferentes configuraciones de inductores, que representan cargas  $R(f, \#_{\text{esp}}), L(f, \#_{\text{esp}})$  en el circuito de semipunto resonante serie descrito en el anexo 1. Las funciones empleadas se ordenan jerárquicamente acompañadas de un diagrama de flujo para ayudar a su interpretación.

### Main (SC 123): Escenarios de diseño

Data\_IH y data\_MPX reúnen los datos de interés en forma matricial, que se corresponden con la información que se recoge en las tablas 4.4, 4.6 y 4.8 según el escenario de diseño escogido (1, 2 y 3 respectivamente).



```

function [data_IH,data_MPX] =
SC_123(ind_,nturns_,f_dessigns_,duty_,tm_,Vbus_,Csnb_,IGBT_,numper_,pper_,fsmin_,fsmax_,
fsstep_,fstep_,scenario_,discretizacion_)

```

```

% Ejemplo de vector de entrada
% inductor=15;
% nturns=[17 18 19 20];
% f_dessigns=[2.5e4 3e4];
% D_=0.5;
% tm=1e-6;
% Vbus=325;
% Csnb=15e-9;
% IGBT=0;
% numper=5;
% pper=100;
% fsmin=12500;
% fsmax=75000;
% fsstep=2500;
% fstep=10;
% scenario=1;
% discretizacion=0;

```

```

global scenario D_ tm Csnb Vbus IGBT numper pper p_design nturns f_dessign fsmin fsmax
fsstep fstep discretizacion recipient

```

```

warning off

% Tamaño del inductor = {15,18}
inductor=ind_;

% Número de espiras (intervalo o conjunto, coplanares equiespaciadas)
nturns=nturns_;

% Frecuencia/s de resonancia de diseño del inductor [Hz]
f_dessigns=f_dessigns_;

% Ciclo de trabajo
D_=duty_;

% Tiempo muerto [us]
tm=tm_;

% Tensión en el bus DC (eficaz tras el Puente de diodos, para la aproximación
del 1er armónico) [V]
Vbus=Vbus_;

% Condensador del snubber (sin y con paralelización de inversores) [F]
Csnb=[Csnb_ 2*Csnb_];

% Selección del modelo de IGBT: 1 -> IGBT1
                                2 -> IGBT4
                                3 -> IGBT2
                                % 4 -> IGBT3
IGBT=IGBT_;

% Variables asociadas a la simulación del semipunto resonante
% Num. de periodos para la estabilización de la solución de las edp
numper=numper_; % > 3
% Num. de puntos de la malla solución por periodo
pper=pper_; % > 50

% Variables empleadas para la obtención de las soluciones
% Frecuencia de operación inicial del barrido de caracterización [Hz]
fsmin=fsmin_;
% Frecuencia final del barrido [Hz]
fsmax=fsmax_;
% Salto en frecuencia para el barrido [Hz]
fsstep=fsstep_;
% Paso de la rejilla en la interpolación spline de las soluciones [Hz]
fstep=fstep_;

% Selección del escenario de diseño predefinido a simular {1,2,3}
scenario=scenario_;

% Selección del modelo de recipiente
recipiente=0; % 0 -> Zenith ; 1 -> Silit

% Activación del cálculo del condensador a partir de condensadores elementales
discretizacion=discretizacion_;
disc=[120 150 180 220 270]*1e-9*2;
if discretizacion~=0,
    disc_val=disc(discretizacion);
end

% Definición de las potencias objetivo / inductor [inst. boost nominal @75kHz] [W]
p_15=[3600; 2500; 1400; 800];
p_18=[3600; 3100; 1800; 800];
p_21=[3600; 3700; 2200; 800];
if inductor==15,
    p_dessign=p_15;
elseif inductor==18,
    p_dessign=p_18;
else
    p_dessign=p_21;
end

% Preparación de los ejes de ordenadas
freq=fsmin:fsstep:fsmax; % Barrido grueso
x=fsmin:fstep:fsmax; % Interpolación del barrido

% Preparación de las matrices que contienen las soluciones apiladas
res_IH=zeros(numel(f_dessigns),10*numel(nturns),5);
res_MPX=zeros(numel(f_dessigns),10*numel(nturns),5);

```

```

switch escenario,
case 1,
    for i=1:numel(f_dessigns),
        f_design=f_dessigns(i);
        n=numel(nturns);

        %IH6
        % Búsqueda de condensadores sintonizados
        [capacitors_IH6,resonances_IH6]=busca_C2(f_design,inductor);
        if discretizacion~=0,
            numbIH=floor(capacitors_IH6/disc_val)+1;
            capacitors_IH6=numbIH*disc_val;
        end
        res_IH(i,9*n+1:10*n,2)=numbIH;
        % Simulación:
        sol=zeros(15,numel(nturns),numel(freq));
        [sol]=calcula(nturns,capacitors_IH6,Csnb(2),inductor);
        % Interpolación:
        [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,ioff_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_obj,iTrms_obj,valid_f]=interpola(x,freq,nturns,p_design,sol,2,4);
        freq_obj(:,2:4)=freq_obj(:,2:4)+fsmin;
        % Almacenamiento de resultados y gráficas:
        aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
            pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
            pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6];
        for j = 1:9,
            res_IH(i,((j-1)*n)+1:(j*n),:) = aux(j);
        end
        dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_design);
        pcond=pTcond+pDcond;
        perd=pcond+pTconm;
        eff=100*(pot-perd)./pot;
        dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p_design(2),'IH6');

        %MPX
        % Búsqueda de condensadores para alcanzar potencia instantánea:
        for j=1:numel(nturns),
            if valid_f(j,1)~=0,
                [capacitors_MPX(j)]=busca_C22_acc(capacitors_IH6(j),nturns(j),valid_f(j,1),inductor,p_design(1),0);
                if discretizacion~=0,
                    numbMPX=floor(capacitors_MPX/disc_val)+1;
                    capacitors_MPX=numbMPX*disc_val;
                    results_MPX(i,9*n+1:10*n,2)=numbMPX;
                end
            else
                continue % booster no alcanzada previamente
            end
        end
        % Simulación:
        [sol]=calcula(nturns,capacitors_MPX,Csnb(1),inductor);
        % Interpolación:
        [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,ioff_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_obj,iTrms_obj,valid_f]=interpola(x,freq,nturns,p_design,sol,2,4);
        freq_obj(:,1:4)=freq_obj(:,1:4)+fsmin;
        % Almacenamiento de resultados y gráficas:
        aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
            pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
            pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6];
        for j = 1:9,
            res_MPX(i,((j-1)*n)+1:(j*n),:) = aux(j);
        end
        dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_design);
        pcond=pTcond+pDcond;
        perd=pcond+pTconm;
        eff=100*(pot-perd)./pot;
        dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p_design(1),'MPX');
    end
end

```

```

case 2,
[results_n_IH,results_b_IH,results_MPX]= deal(zeros(numel(nturns)*10,5));
for i=1:numel(f_dessigns),
    %IH6
    f_design=f_dessigns(i);
    n=numel(nturns);
    sol=zeros(15,numel(nturns),numel(freq));
    % Búsqueda de condensadores sintonizados a potencia nominal:
    capacitors_IH6_nom,resonances_IH6_nom=busca_C2(f_design,inductor
    );
    if discretizacion~=0,
        numbIHn=floor(capacitors_IH6_nom/disc_val)+1;
        capacitors_IH6_nom=numbIHn*disc_val;
        results_n_IH(i,9*n+1:10*n,5)=numbIHn;
    end
    % Simulación:
    [sol]=calcula(nturns,capacitors_IH6_nom,Csnb(2),inductor);
    % Interpolación:
    [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,i
    off_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_
    obj,iTrms_obj,valid_f]
    =interpola(x,freq,nturns,p_design,sol,3,4);
    freq_obj(:,3:4)=freq_obj(:,3:4)+fsmin;
    % Almacenamiento de resultados y gráficas:
    aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
    pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
    pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6_nom];
    for j = 1:9,
        results_n_IH(i,((j-1)*n)+1:(j*n),:) = aux(j);
    end
    results_n_IH(i,9*n+1:10*n,3)=capacitors_IH6_nom;
    dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_design);
    pcond=pTcond+pDcond;
    perd=pcond+pTconm;
    eff=100*(pot-perd)./pot;
    dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p
    _design(3),'IH6');
    % Selección de condensadores para alcanzar booster
    [capacitors_IH6_boost,resonances_IH6_boost]=deal(zeros(numel(nturn
    s),1));
    for j=1:numel(nturns),
        if valid_f(j,2)~=0,
            [capacitors_IH6_boost(j)]=busca_C22_acc(capacitors_
            IH6_nom(j),nturns(j),valid_f(j,2),inductor,p_dessig
            n(2),1);
            if discretizacion~=0,
                numbIHb=floor(capacitors_IH6_boost/disc_val)
                +1;
                capacitors_IH6_boost=numbIHb*disc_val;
                results_b_IH(i,9*n+1:10*n,4)=numbIHb;
            end
        else
            continue
        end
    end
    % Simulación con el nuevo condensador
    [sol]=calcula(nturns,capacitors_IH6_boost,Csnb(2),inductor);
    % Interpolación
    [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,i
    off_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_
    obj,iTrms_obj,valid_f]
    =interpola(x,freq,nturns,p_design,sol,2,2);
    freq_obj(:,2)=freq_obj(:,2)+fsmin;
    % Almacenamiento de resultados y gráficas:
    aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
    pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
    pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6_nom];
    for j = 1:9,
        results_b_IH(i,((j-1)*n)+1:(j*n),:) = aux(j);
    end
    results_b_IH(i,9*n+1:10*n,2)=capacitors_IH6_boost;
    dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_design);
    pcond=pTcond+pDcond;
    perd=pcond+pTconm;
    eff=100*(pot-perd)./pot;
    dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p
    _design(2),'IH6');

```



```

%MPX
% Búsqueda de condensadores sintonizados a potencia instantánea:
capacitors_MPX=zeros(numel(nturns),1);
for j=1:numel(nturns),
    if valid_f(j,1)~=0,
        [capacitors_MPX(j)]=busca_C22_acc(capacitors_IH6_bo
            ost(j),nturns(j),valid_f(j,1),inductor,p_dessign(1)
            ,0);
        if discretizacion~=0,
            numbMPX=floor(capacitors_MPX/disc_val)+1;
            capacitors_MPX=numbMPX*disc_val;
            results_MPX(i,9*n+1:10*n,2)=numbMPX;
        end
    else
        continue
    end
end

% Simulación con el nuevo condensador
[sol]=calcula(nturns,capacitors_MPX,Csnb(1),inductor);
% Interpolacion
[pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,io
ff_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_
obj,iTrms_obj,valid_f]
=interpola(x,freq,nturns,p_dessign,sol,1,4);
freq_obj(:,1:4)=freq_obj(:,1:4)+fsmin;
% Almacenamiento de resultados y gráficas:
aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6_nom];
for j = 1:9,
    results_MPX(i,((j-1)*n)+1):(j*n,:) = aux(j);
end
results_MPX(i,9*n+1:10*n,1)=capacitors_MPX;
dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_dessign);
pcond=pTcond+pDcond;
perd=pcond+pTconm;
eff=100*(pot-perd)./pot;
dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p
_dessign(1),'MPX');

res_IH(i,:,3:5)=results_n_IH(:,3:5);
res_IH(i,:,2)=results_n_IH(:,2);
res_MPX(i,:,)=results_MPX;

end
case 3,
results_IHMPX= zeros(numel(nturns)*10,5);
for i=1:numel(f_dessigns),
    %IH6
    f_dessign=f_dessigns(i);
    n=numel(nturns);
    freq=fsmin:fsstep:fsmax;
    sol=zeros(15,numel(nturns),numel(freq));
    % Búsqueda de condensadores resonando a potencia booster (IH & MPX):
    [capacitors_IH6,resonances_IH6]=busca_C2(f_dessign,inductor);
    if discretizacion~=0,
        numbIH=floor(capacitors_IH6/disc_val)+1;
        capacitors_IH6=numbIH*disc_val;
        results_IHMPX(i,9*n+1:10*n,4)=numbIH;
    end
    % Simulación con el nuevo condensador
    [sol]=calcula(nturns,capacitors_IH6,Csnb(2),inductor);
    % Interpolacion
    [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,io
ff_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_
obj,iTrms_obj,valid_f]
=interpola(x,freq,nturns,p_dessign,sol,2,4);
freq_obj(:,2:4)=freq_obj(:,2:4)+fsmin;
% Almacenamiento de resultados y gráficas:
aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6_nom];
for j = 1:9,
    results_IHMPX(i,((j-1)*n)+1):(j*n,2:5) = aux(j(:,2:5));
end
results_IHMPX(i,9*n+1:10*n,2)=capacitors_IH6;
dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_dessign);
pcond=pTcond+pDcond;

```

```

        perd=pcond+pTconm;
        eff=100*(pot-perd)./pot;
        dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p
        _design(2),'IH6');
    % Calculo del condensador para potencia instantánea
    capacitors_MPX=zeros(numel(nturns),1);
    for j=1:numel(nturns),
        if valid_f(j,1)~=0,
            [capacitors_MPX(j)]=busca_C22_acc(capacitors_IH6(j)
            ,nturns(j),valid_f(j,1),inductor,p_design(1),0);
            if discretizacion~=0,
                numbMPX=floor(capacitors_MPX/disc_val)+1;
                capacitors_MPX=numbMPX*disc_val;
                results_IHMPX(i,9*n+1:10*n,3)=numbMPX;
            end
        else
            continue % Inst no alcanzada
        end
    end
    % Simulación
    [sol]=calcula(nturns,capacitors_MPX,Csnb(1),inductor);
    % Interpolation
    [pot,ioff,irms,ipeak,vlpeak,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,io
    ff_obj,irms_obj,ipeak_obj,vlpeak_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_
    obj,iTrms_obj,valid_f]
    =interpola(x,freq,nturns,p_design,sol,1,1);
    freq_obj(:,1)=freq_obj(:,1)+fsmin;
    % Almacenamiento de resultados y gráficas:
    aux = [freq_obj , ioff_obj , irms_obj , iTrms_obj , pTconm_obj,
    pDcond_obj , pTcond_obj , pDcond_obj+pTcond_obj ,
    pDcond_obj+pTcond_obj+pTconm_obj , capacitors_IH6_nom];
    for j = 1:9,
        results_IHMPX(i,((j-1)*n)+1):(j*n),1) = aux(j(:,1));
    end
    results_IHMPX(i,9*n+1:10*n,1)=capacitors_MPX;
    dibuja(pot,ioff,nturns,0,x,numel(nturns),f_design);
    pcond=pTcond+pDcond;
    perd=pcond+pTconm;
    eff=100*(pot-perd)./pot;
    dibuja2(pot,irms,ioff,ipeak,vlpeak,pcond,pTconm,iTrms,eff,perd,x,p
    _design(1),'MPX');

    res_IH(i,:,:)=results_IHMPX;
    res_MPX(i,:,:)=results_IHMPX;
end
otherwise
end

data_IH=res_IH;
data_MPX=res_MPX;

save('workspace.mat','data_IH','data_MPX');

```

### **busca C2: Condensador resonante a una frecuencia concreta**

Esta función calcula únicamente el condensador resonante a una determinada frecuencia dependiendo de la carga RL equivalente a dicha frecuencia. Devuelve el valor en Faradios y la frecuencia de entrada en Hz.

```
function [c_,resonance]=busca_C2(fdesign,induc)
    global nturns
    c_=zeros(numel(nturns),1);
    for i=1:numel(nturns),
        [L_,R_,FP_]=modelo_carga_1(induc,fdesign,nturns(i));
        c_(i)=1/(L_*(2*pi*fdesign)^2+(R_^2/(4*L_^2)));
        resonance(i)=fdesign;
    end
```

**modelo\_carga\_1: Recipiente *Zenith*, 6 mm gap, 230 V**

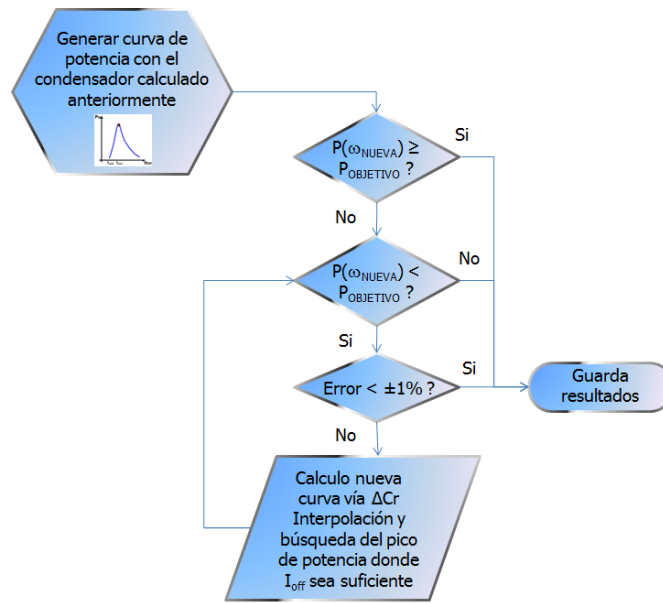
Esta función implementa un modelo de la carga obtenido mediante elementos finitos proporcionado por un compañero de la empresa. Este modelo adimensional se explica en el anexo 3, depende del número de espiras y de la frecuencia de operación. El modelo se corresponde con el de un recipiente tipo *Zenith* centrado y separado 6 mm (4mm del cristal vitrocerámico habitual más 2 mm de *gap* de aire) del inductor, con una tensión en el bus DC de 230 V eficaces, para dos tamaños diferentes 145 mm y 180mm.

Como entrada, el tamaño de inductor, la frecuencia de operación (de la corriente) y el número de espiras de éste. La función devuelve el modelo eléctrico equivalente del conjunto inductor-recipiente (*Zenith*) válido para dicha frecuencia en el inductor especificado, la autoinducción equivalente en Henrios, la resistencia equivalente en Ohmios y el factor de potencia equivalente (como función del factor de calidad).

```
function [L_,R_,FP_]=modelo_carga_1(ind,freq,turn)
    global recipiente
    switch recipiente
        case 0
            % Zenith pot with 4+2mm_gap
            if ind==15,
                A1=2.18808933472023e-6*freq^-3.09459147917337e-1;
                Ar= 3.32668418556569e-6*freq^7.72083949727582e-1;
            elseif ind==18,
                A1=1.68558329036778e-6*freq^-2.77679543225739e-1;
                Ar=3.96577340442492e-6*freq^7.54507171926417e-1;
            else
                end
            otherwise
        end
    L_=A1*turn*turn;
    R_=Ar*turn*turn;
    Q_=L_*2*pi*freq/R_;
    FP_=cos (atan(Q_)) ;
```

## Busca C22 acc: Condensador para alcanzar $P_{pulsada}$ a partir del inductor previo

Esta función calcula el incremento del condensador necesario para que con un determinado inductor pueda alcanzarse una potencia mayor a menor frecuencia, siempre que sea menor de 3  $\mu\text{F}$  (por cuestiones de espacio en PCB dado el considerable volumen de este condensador) o la potencia alcanzable.



```

function [c_,resonance]=busca_C22_acc(prev_cap,turn,center_f,ind,p_obj,paralelo)
    global D_tm Vbus numper pper IGBT
    if paralelo,
        snb_=30e-9; iOFF_min=20;
    else
        snb_=15e-9; iOFF_min=10;
    end
    PL=0;
    c_=prev_cap;
    count=0;
    % Estimación de la potencia a la frecuencia anterior de booster
    [L_,R_,FP_]=modelo_carga_1(ind,center_f,turn);
    [~,~,~,~,~,PL,~,~,~,~,~,~]=
    =semipuente(center_f,D_tm,L_,FP_,snb_,c_,Vbus,numper,pper,0,IGBT);
    % Evaluación de la diferencia con la potencia objetivo
    if count==0 && PL>=p_obj,
        % Potencia de diseño ya alcanzada con el mismo condensador
    else
        while PL < p_obj,
            error=1+((p_obj*1.02)-PL)/(p_obj*1.02);
            if error < 1.01,
                break;
            end
            c_=c_*error;
            r_=sqrt((1/(L_*c_))-((R_*R_)/(4*L_*L_)))/(2*pi);
            % se explora en el intervalo f_res-1kHz < f < f_res+9kHz
            interpolando la característica de potencia
            r_=1000*fix(r_/1000);
            iOFF__=zeros(10,1); PL__=zeros(10,1);
            for i=(r_-1000):1000:(r_+9000),
                [L_,R_,FP_]=modelo_carga_1(ind,i,turn);
                index=((i-r_)/1000)+2;
                [~,iOFF__(index),~,~,~,PL__(index),~,~,~,~,~,~]=
                semipuente(i,D_tm,L_,FP_,snb_,c_,Vbus,numper,pper,0,IGBT);
            end
        end
    end
  
```

```

        x=(r_-1000):10:(r_+9000);
        XX=(r_-1000):1000:(r_+9000);
        PL_=spline(XX,PL_,x);
        iOFF_=spline(XX,iOFF_,x);
        PL=max(PL_(iOFF_>iOFF_min & iOFF_<(iOFF_min+1)));
        % hay que rechazar el caso en que no se alcanza
        if c_>=10*prev_cap || c_>=3e-6,
            break
        end
        count=count+1;
    end
end
resonance=sqrt((1/(L_*c_))-((R_*R_)/(4*L_*L_)))/(2*pi);

```

**calcula: Barrido en frecuencia sobre la implementación  
programada del semipuerto resonante y la carga equivalente**

Esta función llama repetidas veces a una implementación del semipuerto resonante serie, cortesía del tutor del proyecto, para obtener un barrido “grueso” en frecuencia de los diferentes parámetros de funcionamiento, como son: cumplimiento de la condición ZVS, corriente de corte positiva y negativa, corriente de pico, corriente eficaz por el inductor, potencia entregada en el inductor, tensión de pico alcanzada en el inductor, tensiones eficaces en bobina y condensador, así como las corrientes medias y eficaces circulantes por los semiconductores (diodo e IGBT).

```
function [sol]=calcula(nturns,c_s,snb_,ind)
    global D_ tm Vbus numper pper fsmin fsmax fsstep IGBT
    sol=zeros(15,numel(nturns),fix((fsmax-fsmin)/fsstep));
    for i=1:numel(nturns),
        for j=fsmin:fsstep:fsmax,
            [L_,R_,FP_]=modelo_carga_1(ind,j,nturns(i));
            C_=c_s(i);
            [ZVS,iOFF1,iOFF2,iPK1,iPK2,iLrms,PL,vLPKmax,vLPKmin,vLrms,vCrms,iT
            avg,iTrms,iDavg,iDrms]
            =semipuerto(j,D_,tm,L_,FP_,snb_,C_,Vbus,numper,pper,0,IGBT);
            aux1=int8(i);
            aux2=int8((j-fsmin)/fsstep)+1;
            sol(:,aux1,aux2)=[ZVS,iOFF1,iOFF2,iPK1,iPK2,iLrms,PL,vLPKmax,vLPKmin,
            vLrms,vCrms,iTavg,iTrms,iDavg,iDrms];
        end
    end
end
```

## interpola: genera la interpolación de las diferentes características

Esta función devuelve la curva interpolada a partir de los puntos calculados por la función anterior y también la estimación de la frecuencia a la que se entregan las potencias objetivo.

Los datos de entrada son, el mallado del eje frecuencial, límites de dicho eje, el número de espiras, el conjunto de potencias objetivo, el barrido de la función *calcula* para todas las variables y dos variables auxiliares para especificar para qué potencias objetivo se buscarán las frecuencias de operación.

```
function [pot,ioff,irms,ipk,vlpk,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,freq_obj,ioff_obj,irms_obj,
ipk_obj,vlpk_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_obj,iTrms_obj,valid_f]=interpola(x,freq,tu
rns,p_design,sol,num,num2)

global fsmin fstep
[pot,ioff,irms,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,ipk,vlpk]=deal(zeros(numel(turns),numel(x)));
[freq_obj,ioff_obj,irms_obj,pDcond_obj,pTcond_obj,pTconm_obj,iTrms_obj,ipk_obj,vlpk_obj]
=deal(zeros(numel(turns),5));
% [f@Pinst f@Pboost f@Pnom f@P800 P@f75000]
% [iO@Pinst iO@Pboost iO@Pnom iO@P800 iO@f75000]
% ...
valid_f=zeros(numel(turns),2);
for j=1:numel(turns),
    pot(j,:)=spline(freq,sol(7,j,:),x);
    irms(j,:)=spline(freq,sol(6,j,:),x);
    ioff(j,:)=spline(freq,sol(2,j,:),x);
    pDcond(j,:)=spline(freq,sol(12,j,:),x);
    pTcond(j,:)=spline(freq,sol(13,j,:),x);
    pTconm(j,:)=spline(freq,sol(14,j,:),x);
    iTrms(j,:)=spline(freq,sol(15,j,:),x);
    ipk(j,:)=spline(freq,sol(4,j,:),x);
    vlpk(j,:)=spline(freq,sol(8,j,:),x);
    for k=num:num2,
        [freq_obj(j,k),ioff_obj(j,k),irms_obj(j,k),ipk_obj(j,k),vlpk(j,k),
        pDcond_obj(j,k),pTcond_obj(j,k),pTconm_obj(j,k),iTrms_obj(j,k)]
        =buscaf_P(pot(j,:),ioff(j,:),irms(j,:),ipk(j,:),vlpk(j,:),pDcond(j
       ,:),pTcond(j,:),pTconm(j,:),iTrms(j,:),p_design(k));
    end
    last=numel(pot(j,:));
    if isequal(num,num2), else
        freq_obj(j,5)=pot(j,last);
        ioff_obj(j,5)=ioff(j,last);
        irms_obj(j,5)=irms(j,last);
        pDcond_obj(j,5)=pDcond(j,last);
        pTcond_obj(j,5)=pTcond(j,last);
        pTconm_obj(j,5)=pTconm(j,last);
        iTrms_obj(j,5)=iTrms(j,last);
        ipk_obj(j,5)=ipk(j,last);
        vlpk_obj(j,5)=vlpk(j,last);
    end
    switch freq_obj(j,num),
        case -1,
            % La mayor de las potencias no se alcanza
            try valid_f(j,1) = min(find(ioff(j,:) >= 10));
                valid_f(j,3)=10;
            catch valid_f(j,1) = find(ioff(j,:)==max(ioff(j,:)));
                valid_f(j,3)=0;
            end
            try valid_f(j,2) = min(find(ioff(j,:) >= 20));
                valid_f(j,4)=20;
            catch valid_f(j,2) = find(ioff(j,:)==max(ioff(j,:)));
                valid_f(j,4)=0;
            end
            valid_f(j,1)=valid_f(j,1)*fstep + fsmin;
            valid_f(j,2)=valid_f(j,2)*fstep + fsmin;
```



```

case 1, % La menor de las potencias es mayor que la máxima
case 2, % No hay suficiente corriente de corte
otherwise
    % frecuencias donde ioff =10A ó =20A
    try    valid_f(j,1) = min(find(ioff(j,:) >= 10));
          valid_f(j,3)=10;%isempty
    catch valid_f(j,1) = find(ioff(j,)==max(ioff(j,:)));
          valid_f(j,3)=0; end

    try    valid_f(j,2) = min(find(ioff(j,:) >= 20));
          valid_f(j,4)=20;
    catch valid_f(j,2) = find(ioff(j,)==max(ioff(j,:)));
          valid_f(j,4)=0; end
    valid_f(j,1)=valid_f(j,1)*fstep + fsmin;
    valid_f(j,2)=valid_f(j,2)*fstep + fsmin;
end
end
end

```

### **buscaf P: esta función busca las frecuencias de operación a las potencias objetivo**

Esta función determina la frecuencia de operación de la etapa para entregar las potencias objetivo que correspondan, *pulsada*, *booster*, y *nominal*. También informa si la solución está sobredimensionada o por debajo de la alcanzabilidad. Devuelve el valor de diversos parámetros de funcionamiento a las frecuencias halladas: corriente de corte, corriente eficaz, pérdidas de conducción y conmutación de los IGBT y su respectivo diodo en inversa, y por último la tensión y corrientes de pico en el inductor.

```
function [frequency,ioff,irms,ipk,vlpk,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms]=buscaf_P(potencia_f,
ioff_f,irms_f,ipk_f,vlpk_f,pDcond_f,pTcond_f,pTconm_f,iTrms_f,p_objetivo)
global fmax fmin fstep
tol=fstep;
frequency=max(find((potencia_f > p_objetivo - tol)&(potencia_f < p_objetivo + tol)));
if isempty(frequency),
    if max(potencia_f)<p_objetivo,
        % Toda la característica de potencia está por debajo de la potencia
        [frequency,ioff,irms,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,iTrms,ipk,vlpk]=deal(-1);
    else
        % Toda la curva está por encima de la potencia objetivo
        [frequency,ioff,irms,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,iTrms,ipk,vlpk]=deal(1);
    end
else
    if ioff_f(frequency)<0,
        [frequency,ioff,irms,pDcond,pTcond,pTconm,iTrms,iTrms,ipk,vlpk]=deal(2);
    else
        % Sólo debe haber un punto solución
        ioff=ioff_f(frequency);
        irms=irms_f(frequency);
        pDcond=pDcond_f(frequency);
        pTcond=pTcond_f(frequency);
        pTconm=pTconm_f(frequency);
        iTrms=iTrms_f(frequency);
        ipk=ipk_f(frequency);
        vlpk=vlpk_f(frequency);
        frequency=frequency*fstep;
    end
end
```

### A3. Curvas de potencia, eficiencia y pérdidas

A continuación se van a mostrar las curvas de potencia a las que se hace referencia en el cuarto capítulo. Los tramos de diferentes colores indican el valor la corriente de corte, concretamente, el cumplimiento o no de la condición de ZVS. En color rojo se indica que la condición para conmutación ZVS de la etapa no está garantizada, lo cual se corresponde con una corriente de corte menor de 10 A. El color amarillo indica que esta corriente de corte se halla comprendida entre 10 y 20 A, y en este rango de frecuencias solo se puede trabajar con un inversor. En verde, por consiguiente, es el rango en el que la paralelización de los inversores es posible no perdiendo la condición ZVS.

Los datos que se muestran de pérdidas y eficiencia se han obtenido con el modelo de IGBT1, y a modo de recordatorio, en la siguiente tabla se especifican las potencias objetivo para cada inductor:

NUEVAS POTENCIAS DEFINIDAS PARA CADA INDUCTOR EN IH6.2

Parámetro	Inductor 145mm	Inductor 180mm
Potencia pulsada (Multiplex)	<b>3600W</b> en combinación con 21cm <b>3200W</b> en combinación con 18cm	<b>3600W</b> en combinación con 18cm <b>3200W</b> en combinación con 15cm
Potencia Booster	<b>2500 W</b>	<b>3100 W</b>
Potencia Nominal	<b>1400 W</b>	<b>1800 W</b>

#### Análisis de resultados del escenario 1.

##### - INDUCTOR de 15 cm

El número de espiras elegidas proporcionan la potencia *booster* en IH, por debajo de los 30 kHz y la potencia pulsada en MPX por encima del rango audible, tomando 19 kHz como límite superior de dicho rango, quedando solo tres posibilidades, mostradas en la gráfica A3-1

Las pérdidas y eficiencia de cada solución indican que la mejor solución es 22 espiras, sin embargo, en este caso la potencia pulsada corresponde a una frecuencia dentro del audible, 17.110 Hz como puede apreciarse en la tabla 4.3.

Respecto a las frecuencias que pueden ocasionar ruido en el recipiente [22 kHz, 25.5 kHz] pudiera haber problema en *booster* para Multiplex. Lo recomendable sería alternar la frecuencia de trabajo entre esos límites ya que la frecuencia resultante, 23.4 kHz, se halla equidistante a ellos. Otra posibilidad sería ajustar el valor del condensador y del número de espiras, permitir una potencia diferente para evitar la banda de frecuencias, o no recomendar el uso de recipientes *Zenith*.

Las curvas de eficiencia se han dibujado para el mismo inductor en ambas plataformas, IH y Multiplex. En este escenario, el condensador empleado en cada una de ellas es fijo, y como puede apreciarse la eficiencia es máxima a la máxima potencia. Se observa también como se penaliza en eficiencia al mismo inductor en la plataforma Multiplex por el hecho de que emplea un condensador ajustado a mayor potencia.

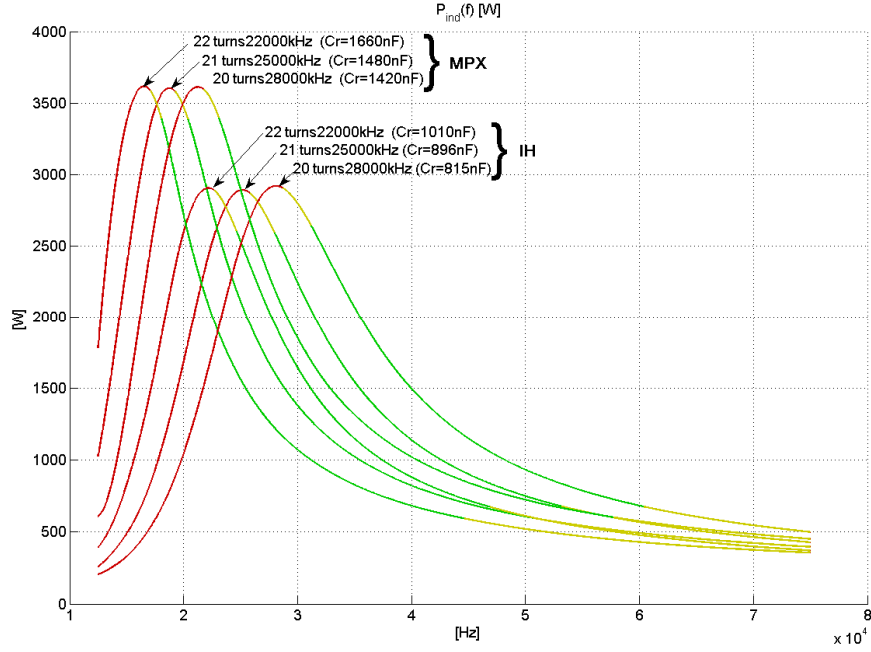


Fig. A3-1 Curvas de potencia para el inductor de 15 cm para el escenario 1

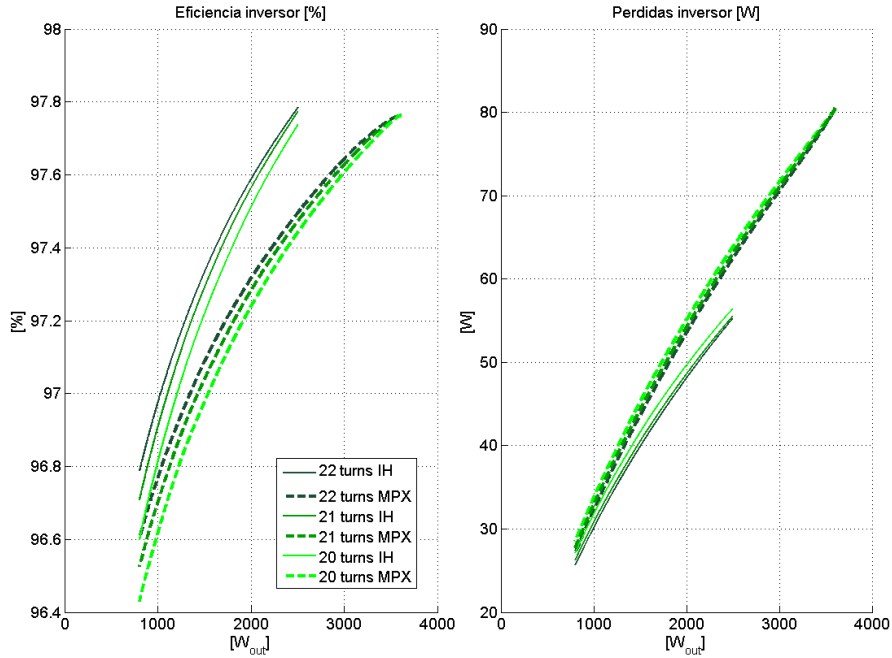


Fig. A3-2 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 15 cm en el escenario 1

## - INDUCTOR 18 cm

Para este inductor, las curvas de potencia resultantes más viables son para 21, 20 y 19 espiras. A diferencia del inductor de 15 cm, en éste, las potencias objetivo para *booster* y *pulsada* no difieren significativamente y este hecho se refleja en las curvas de potencia resultantes que se observan en la figura A3-3 para el mismo inductor en ambas plataformas.

En este caso, la mejor solución corresponde a 21 espiras y además no hay conflicto en las frecuencias de trabajo, excepto por la potencia *booster* en IH, que requeriría un posterior ajuste fino del condensador de resonancia. La diferencia observada en la eficiencia no es significativa.

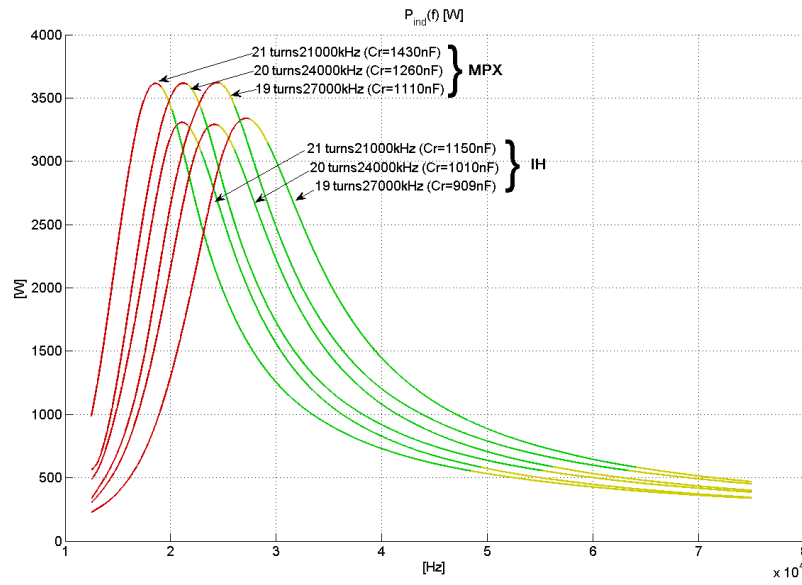


Fig. A3-3 Curvas de potencia para el inductor de 18 cm en el escenario 1

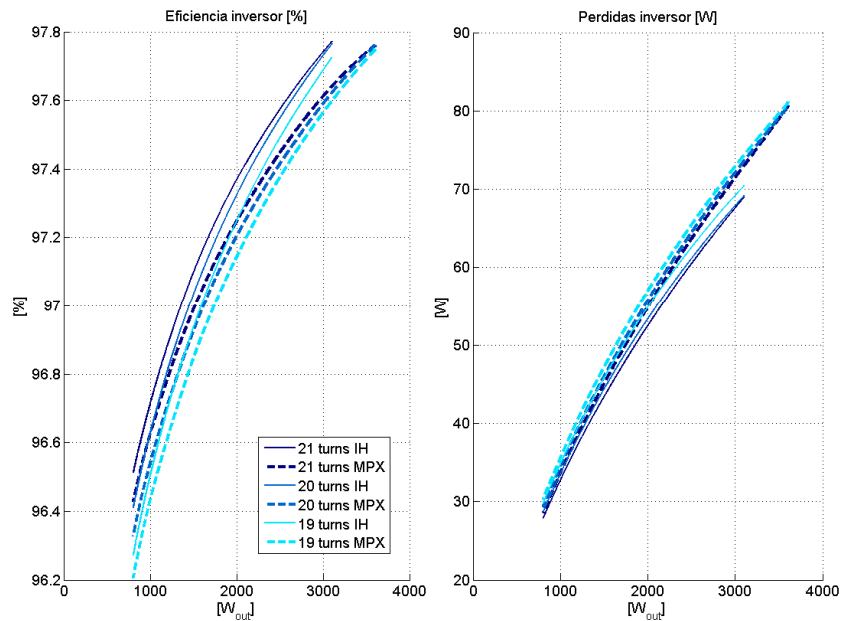


Fig. A3-4 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 18 cm en el escenario 1

TABLA A3-1.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 15 CM

		IH			MPX			
ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
22 # 22 kHz	Frecuencia	25270	32190	42650	17110	20680	26330	36110
	I de corte	20.86	26.67	21.74	10.86	32.35	31.51	24.15
	I rms	24.81	16.9	11.43	34.66	26.83	18.27	12.18
	Perdidas SW	54.88	37.84	25.4	80.2	62.42	41.34	26.88
	Condensador resonancia	1010 nF			1660 nF			
21 # 25 kHz	Frecuencia	28630	36650	48670	19150	23400	29890	41110
	I de corte	20.44	26.56	21.63	9.07	32.29	31.43	24.05
	I rms	24.81	16.83	11.38	34.83	26.82	18.21	12.14
	Perdidas SW	55.16	38.42	25.98	80.28	63.02	42.02	27.5
	Condensador resonancia	896 nF			1480 nF			
20 # 28 kHz	Frecuencia	32260	41350	55180	21830	26600	34050	46980
	I de corte	21.32	26.8	21.69	10.71	32.36	31.42	23.99
	I rms	24.87	16.88	11.38	34.73	26.8	18.19	12.12
	Perdidas SW	57.96	39.46	26.82	80.3	63.78	42.96	28.3
	Condensador resonancia	815 nF			1320 nF			

TABLA A3-2.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 18 CM

		IH			MPX			
ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	BOOST (3100 W)	NOM. (1800 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W
21 # 21 kHz	Frecuencia	22840	28470	41010	19030	21140	25920	38040
	I de corte	19.74	31.66	24.01	10.52	28.04	34.42	25.08
	I rms	30.16	21.1	12.22	34.91	31.02	21.88	12.57
	Perdidas SW	68.92	48.94	27.64	80.74	73.26	51.18	28.32
	Condensador resonancia	1150 nF			1430 nF			
20 # 25 kHz	Frecuencia	26060	32520	46870	21880	24040	29570	43400
	I de corte	19.87	31.67	23.98	13.39	27.78	34.47	25.07
	I rms	30.12	21.09	12.2	34.7	31.06	21.85	12.57
	Perdidas SW	69.12	49.86	28.46	80.76	73.88	52.12	29.16
	Condensador resonancia	1010 nF			1260 nF			
19 # 27 kHz	Frecuencia	29530	36810	53230	25070	27500	33830	49820
	I de corte	21.39	32.19	24.13	14.77	28.07	34.59	25.05
	I rms	30.26	21.18	12.24	34.69	31.08	21.84	12.55
	Perdidas SW	70.36	51.36	29.56	81.18	74.66	53.36	30.14
	Condensador resonancia	909 nF			1110 nF			

## Análisis de resultados del escenario 2.

### - INDUCTOR 15 cm

La única solución viable en este escenario, consiste en el mismo inductor que el del escenario previo, 21 espiras, aunque se halla claramente sobredimensionado a la potencia de diseño (1400 W). Se han desechado soluciones ajustadas a potencia nominal porque conducía a frecuencias audibles para la potencia *pulsada*, de hecho esta configuración es la límite ya que el criterio de diseño no se puede alcanzar.

Para potencia *booster* en Multiplex habría conflicto con la frecuencia de trabajo, que podría solucionarse como se ha mencionado en el apartado anterior.

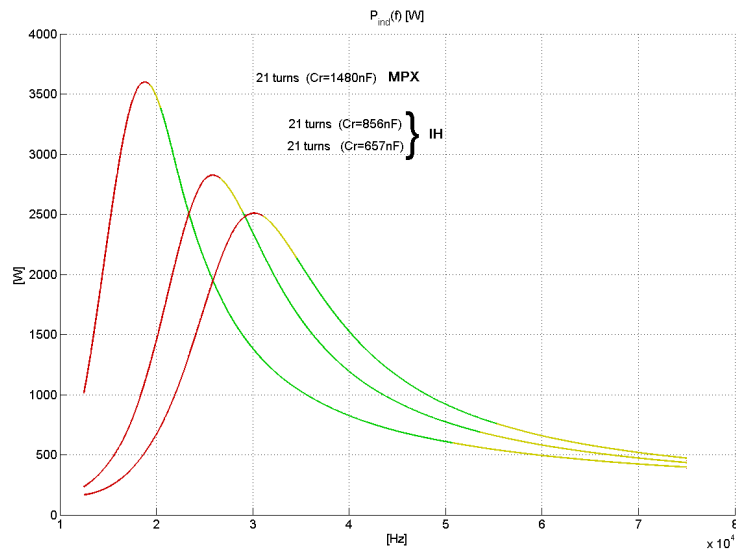


Fig. A3-5 Curvas de potencia para el inductor de 15 cm en el escenario 2

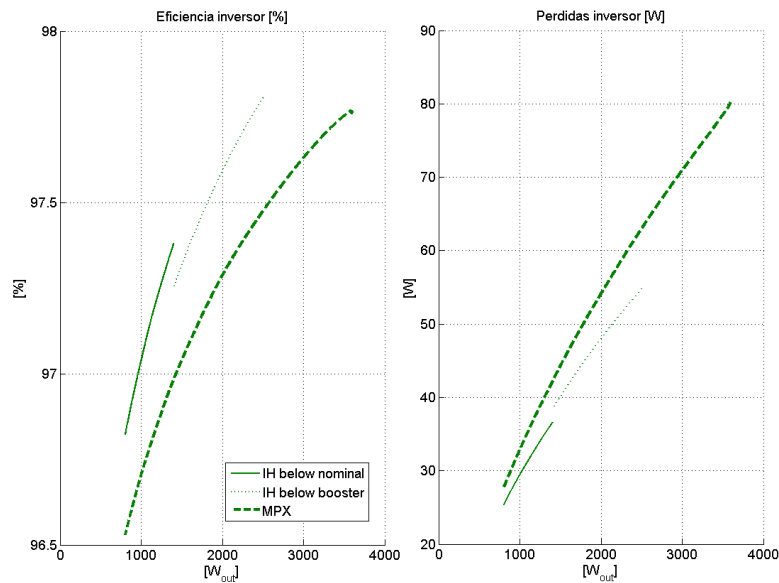


Fig. A3-6 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 15 cm en el escenario 2

### -INDUCTOR 18 cm

Para este tamaño y escenario, la solución más favorable es para 21 espiras. La potencia nominal se entrega en un punto cercano al de máxima eficiencia y los incrementos de condensador para alcanzar *booster* y *pulsada* son razonables. De hecho si se hubiera especificado una frecuencia de resonancia menor para la *nominal* en IH no se hubiera podido alcanzar la potencia máxima en Multiplex fuera del espectro audible con más espiras.

Tenemos también la posibilidad de, manteniendo la frecuencia de resonancia del inductor, irnos a un número de espiras que en IH ya entregue *booster* y *nominal* con el mismo condensador, y calcular el incremento necesario para la potencia *pulsada*. Como se observa en las curvas de la figura A3-8 y se refleja en la tabla A3-4, con 18 espiras alcanzamos los requerimientos, pero no supone ninguna ventaja respecto a las frecuencias de trabajo ni en la eficiencia resultante, además de despreciar el criterio de diseño del propio escenario, sobredimensionando para *nominal*.

El mayor de los inconvenientes de la solución obtenida se aprecia en IH, es el hecho de que en medio del barrido en potencia existe una discontinuidad insalvable en frecuencia; y que si en el inductor más pequeño este salto no es significativo (3 kHz), aquí ronda los 10 kHz, pudiendo comprometer el funcionamiento de otros inductores por productos de intermodulación. Además este salto requiere un tiempo de pausa para conmutar el relé del condensador, y sucedería cada vez que el usuario decidiese variar la potencia en torno a *nominal*.

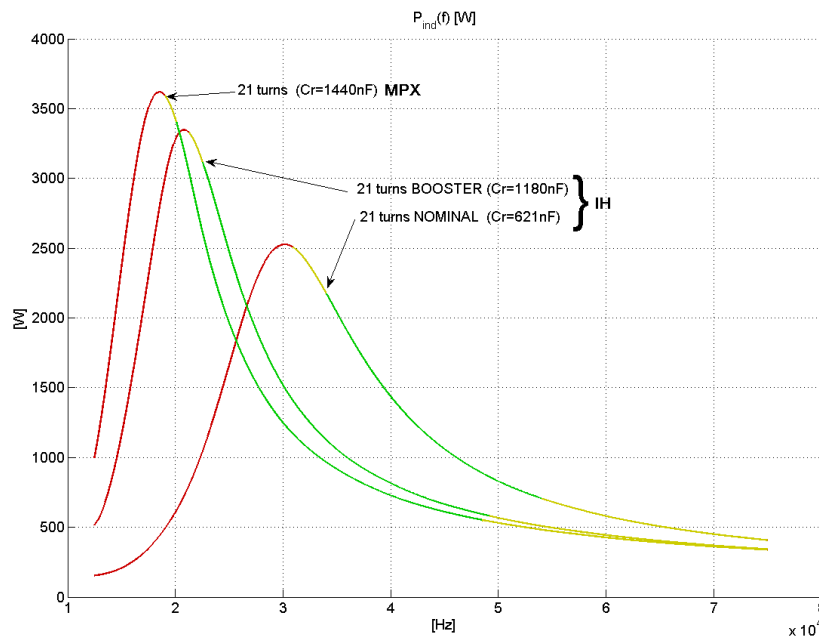


Fig. A3-7 Curvas de potencia para el inductor de 18 cm en el escenario 2



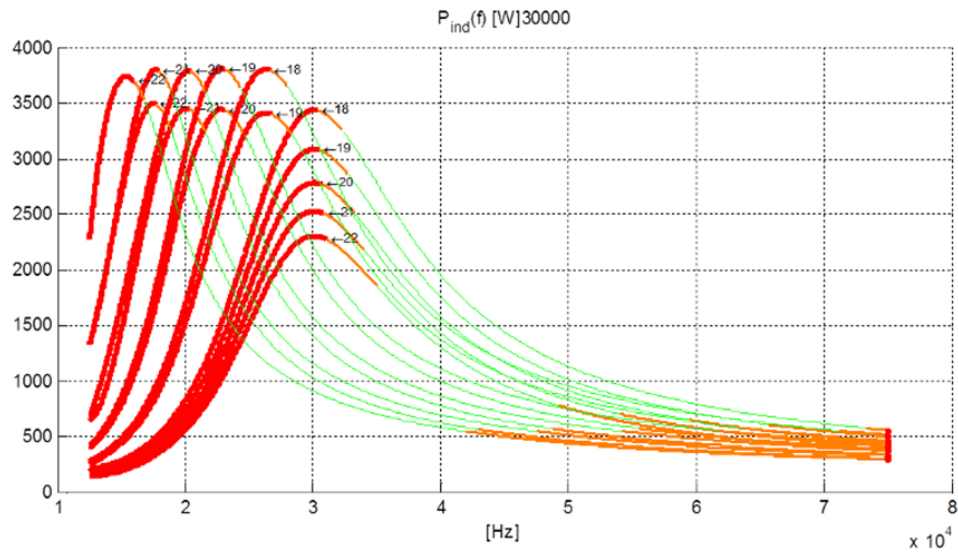


Fig. A3-8 Curvas de potencia para diferente número de espiras en el inductor de 18 cm para el escenario 2. Se puede apreciar cómo evoluciona la curva de potencia con el número de espiras, conservando la frecuencia de resonancia.

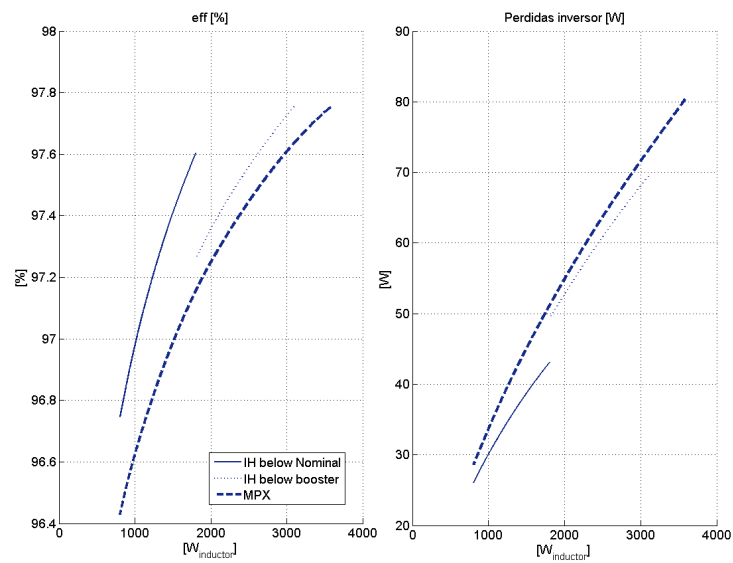


Fig. A3-9 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 18 cm en el escenario 2

TABLA A3-3.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 15 CM

ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
		BOOST (2500 W)	NOM. (1400 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
21 # 30 kHz	Frecuencia	29110	41610	54340	19140	23440	29930	41140
	I de corte	19.32	23.52	20.12	8.46	32.2	31.4	24.04
	I rms	24.63	16.04	10.91	34.83	26.8	18.21	12.41
	Perdidas SW	54.44	36.2	25.04	80.18	62.96	42.02	27.5
	Condensador resonancia	856 nF	657 nF		1480 nF			
20 # 30 kHz	Frecuencia	32860	43400	57480	21750	26660	34110	47050
	I de corte	19,99	25,65	21,12	9,54	32,27	31,38	23,97
	I rms	24.68	16..55	11.2	34,8	26,76	18,18	12,11
	Perdidas SW	55,13	38,56	26,47	80,25	63,67	42,92	28,28
	Condensador resonancia	775 nF	724 nF		1310 nF			

TABLA A3-4.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 18 CM

ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	IH			MPX			
		BOOST (3100 W)	NOM. (1800 W)	800 W	PULS (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W
18 # 30 kHz	Frecuencia	33330	41370	60200	29050	31830	39250	57960
	I de corte	24.15	33.13	24.43	14.21	26.72	34.13	24.94
	I rms	30.51	21.4	12.34	34.62	31.05	21.82	12.51
	Perdidas SW	69.4	61	41.76	81.76	78.68	61.48	41.74
	Condensador resonancia	845 nF			961 nF			
21 # 30 kHz	Frecuencia	22660	36840	51130	19050	21110	25900	37990
	I de corte	20.59	23.88	21.13	11.12	28.11	34.46	25.1
	I rms	30.26	19.17	11.25	34.89	31.05	21.87	12.58
	Perdidas SW	69.4	43	25.82	80.78	73.34	51.16	28.34
	Condensador resonancia	1180 nF	621 nF		1440 nF			

### Análisis de resultados del escenario 3.

#### - INDUCTOR 15 cm

Como en este escenario se preserva la condición de diseño para IH igual que en el escenario 1, la solución resultante es el mismo número de espiras que en dicho escenario, 20. Con esta solución quizá no se alcanza suficiente corriente de corte (tabla A3-5), lo que puede solventarse en este caso incrementando ligeramente el condensador.

En este escenario ocurriría otro salto de frecuencia en el barrido de potencia cuando se pasa de *booster* a *pulsada* en MPX. Este cambio sucede cuando en la misma rama se activa el otro inductor, pasando a operar en régimen de alternancia de potencia *pulsada*. Por este motivo en este escenario la compatibilidad de inductores queda sujeta a que en MPX el condensador de resonancia sea similar para todos los inductores.

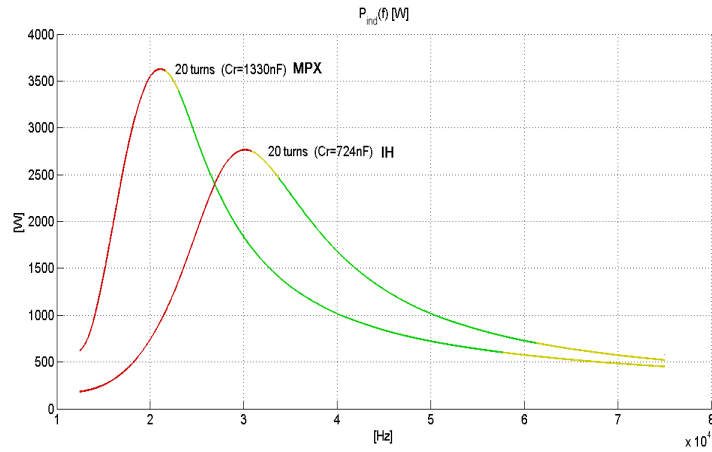


Fig. A3-10 Curvas de potencia para el inductor de 15 cm en el escenario 3

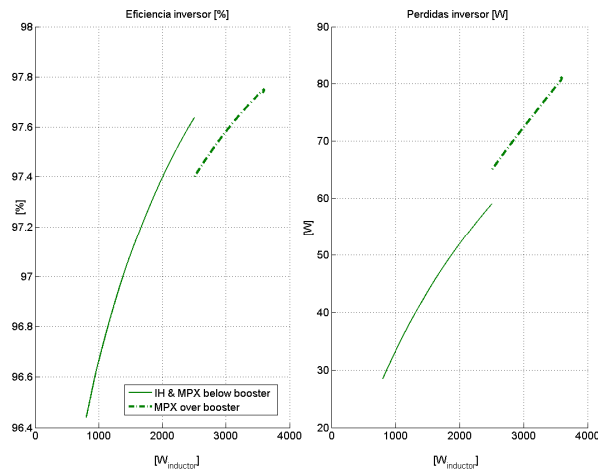


Fig. A3-11 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 15 cm en el escenario 3

### - INDUCTOR 18 cm

En este caso respetar la condición de diseño conduce al sobredimensionamiento del inductor en la plataforma IH, además de que el condensador auxiliar en MPX es de 116 nF ( $\sim 2 \times 56$  nF) que no es suficiente para proponer compatibilidad con el inductor de 15cm.

Un diseño con menos espiras profundiza en el sobredimensionado para IH haciendo además que no sea necesario un condensador auxiliar para *pulsada*. Más espiras y mayor condensador hacen que nos desviemos de las especificaciones de diseño del escenario, encontrando *booster* por debajo de 30 kHz, es decir, las condiciones de diseño del escenario 1 serían las satisfechas, como ocurre con el inductor de 15 cm.

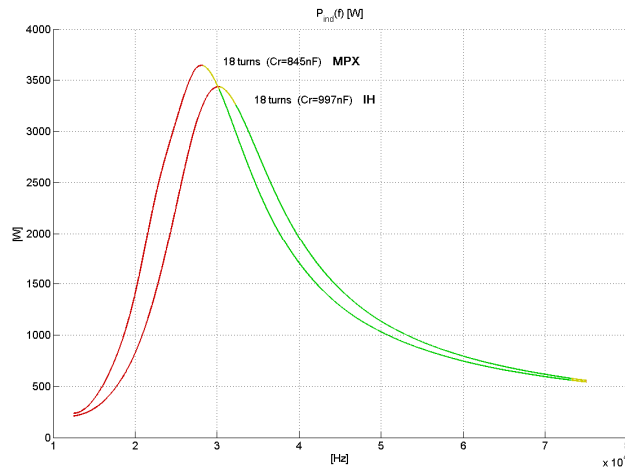


Fig. A3-12 Curvas de potencia para el inductor de 18 cm en el escenario 3

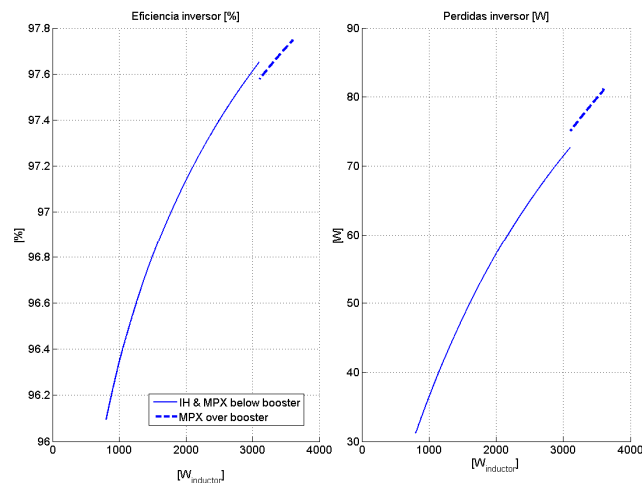


Fig. A3-13 Curvas de eficiencia electrónica para el inductor de 18 cm en el escenario 3

TABLA A3-5.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 15 CM

ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	MPX	MPX & IH		
		PULS (3600 W)	BOOST (2500 W)	NOM (1400 W)	800 W
20 # 30 kHz	Frecuencia	21840	33610	43400	57480
	I de corte	11.85	17.9	25.6	21.13
	I rms	34.74	24.48	16.56	11.20
	Perdidas SW	80.52	54.08	38.56	26.48
	Condensador resonancia	1330 nF	724 nF		

TABLA A3-6.

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN PARA EL INDUCTOR DE 18 CM

ESPIRAS / RESONANCIA	NIVEL DE POTENCIA	MPX	MPX & IH6		
		INST (3600 W)	BOOST (3100 W)	NOM (1800 W)	800 W
18 # 30 kHz	Frecuencia	28910	33330	41370	60200
	I de corte	14.94	24.15	33.13	24.43
	I rms	34.7	30.51	21.40	12.34
	Perdidas SW	81.28	72.6	53.54	30.98
	Condensador resonancia	961 nF	845 nF		

## Comparativa entre escenarios de diseño

Desde una perspectiva de eficiencia se ha procedido a cuantificar la diferencia entre escenarios de diseño para ambos inductores. En la tabla siguiente se clasifican las tres soluciones escogidas de cada escenario:

TABLA A3-7.  
RESUMEN DE RESULTADOS PARA LOS ESCENARIOS PLANTEADOS

Scenario	$\varnothing$	# Espiras óptimo	$\omega_{res}$	$f_{min\ IH}$	$f_{min\ MPX}$	$C_{IH}$	$C_{MPX}$	
<b>1</b>	150 mm	21	25 kHz	28.6 kHz	19.2 kHz	896 nF	1480 nF	☺
	180 mm	21	21 kHz	22.8 kHz	19.1 kHz	1150 nF	1430 nF	☺
2	150 mm	21	30 kHz	29.1 kHz	19.1 kHz	856 nF	1480 nF	☺
	180 mm	21	30 kHz	22.6 kHz	19.1 kHz	1180 nF	1440 nF	☺
3	180 mm	20	30 kHz	33.6 kHz	21.8 kHz	724 nF	1330 nF	☺
	150 mm	18	30 kHz	33.3 kHz	28.9 kHz	845 nF	961 nF	☹

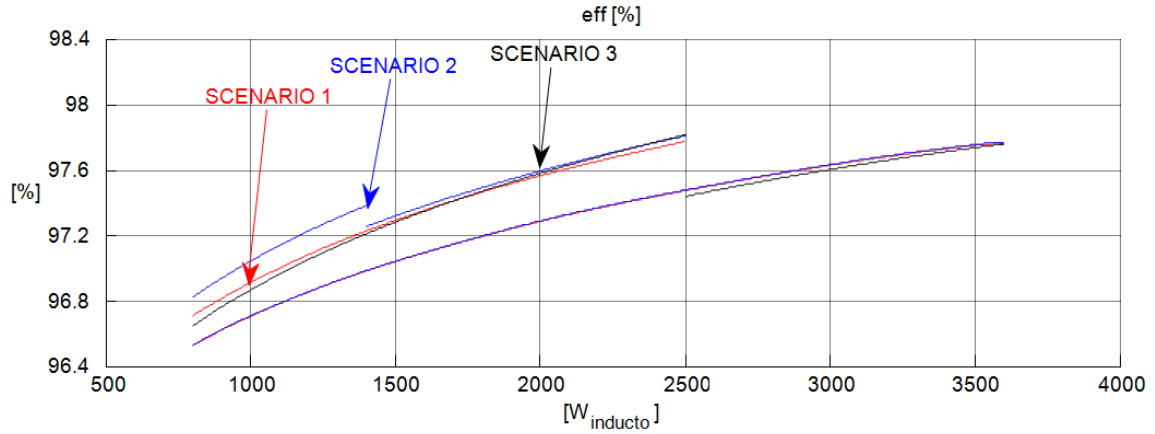


Fig. A3-14 Curvas de eficiencia electrónica para las mejores soluciones de cada escenario contabilizando las pérdidas de ambos IGBT, para el inductor de 15 cm en ambas plataformas, donde se puede observar el solape de soluciones de los escenarios 1 y 3 en MPX e IH.

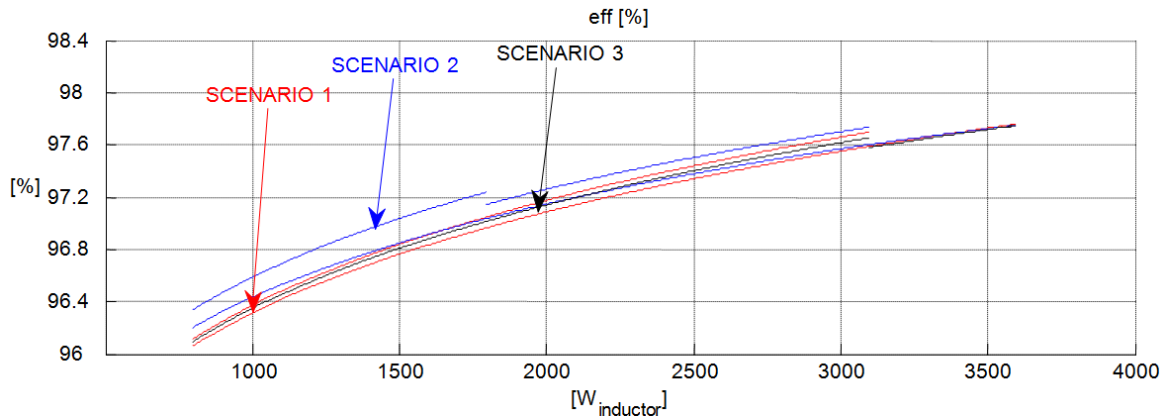


Fig. A3-15 Curvas de eficiencia electrónica para las mejores soluciones de cada escenario para el inductor de 18 espiras.

## Comparativa de IGBT's en el escenario escogido

Como se explica en la memoria, la comparativa en simulación de los mejores IGBT, a partir de sus modelos para conmutación y conducción, resulta en que a las frecuencias de conmutación a las que se operan en MPX, el IGBT actual es menos adecuado que el IGBT 2. Este IGBT no resulta adecuado para las frecuencias a las que se opera actualmente ( $> 30$  kHz), sin embargo ahora parece un candidato a sustituir al actual como se observa en las figuras A3-16 y A3-17.

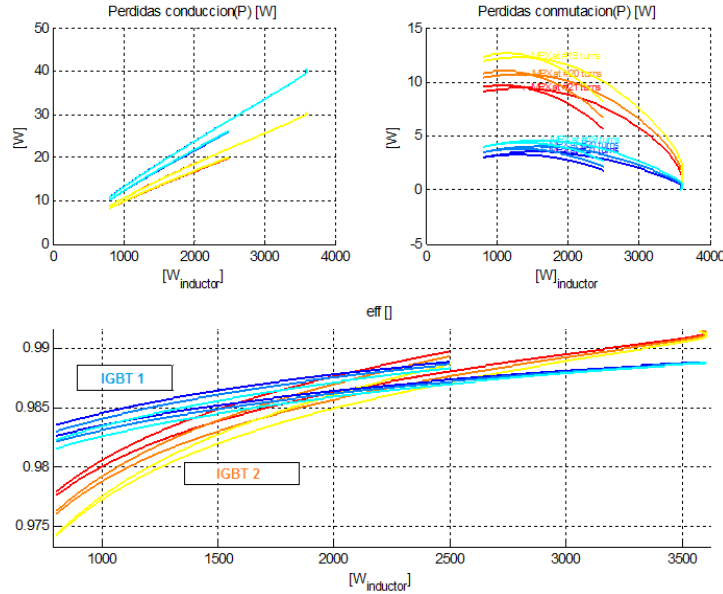


Fig. A3-16 Comparativa entre el actual IGBT 1 y un posible sustituto para trabajar a menor frecuencia, con las tres soluciones del escenario 1 para el inductor de 15 cm. Las pérdidas se corresponden con las de un IGBT del inversor, por lo que las pérdidas en el inversor son el doble y la eficiencia la mitad.

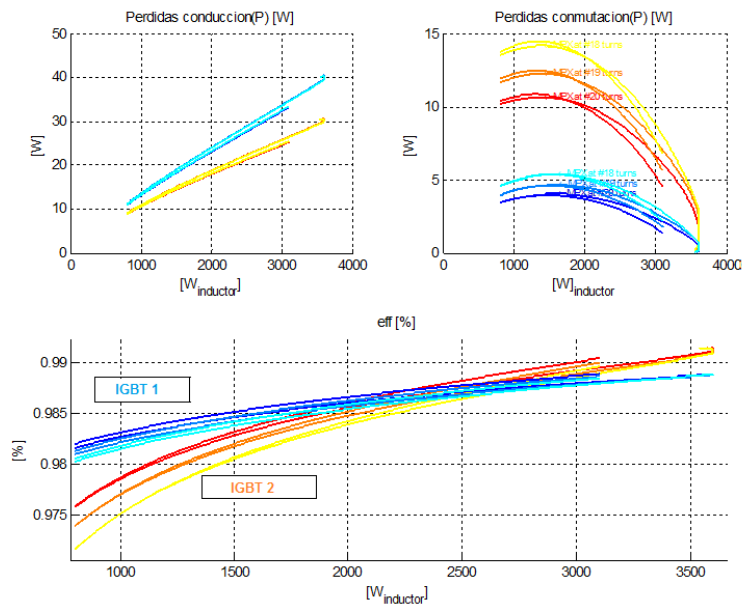


Fig. A3-17 Comparativa para el inductor de 18 cm con los IGBT 1 e IGBT 2

## A4. Comparativas en ensayos térmicos sin envolvente

### IGBT 1 con carga *Zenith* resonante a 20 kHz y 30 kHz

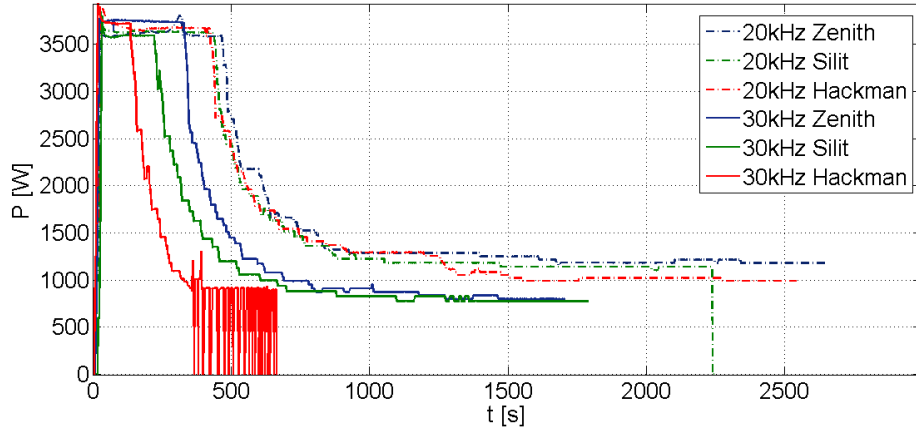


Fig. A4-1  $P_L(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos

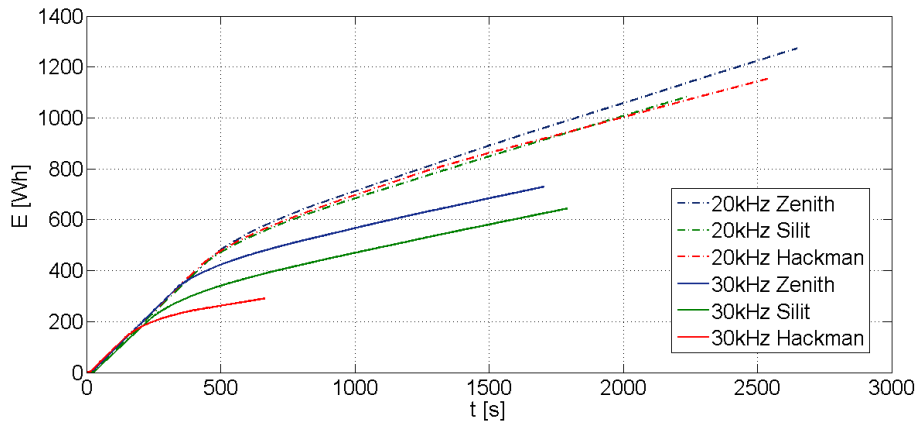


Fig. A4-2  $E_L(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos

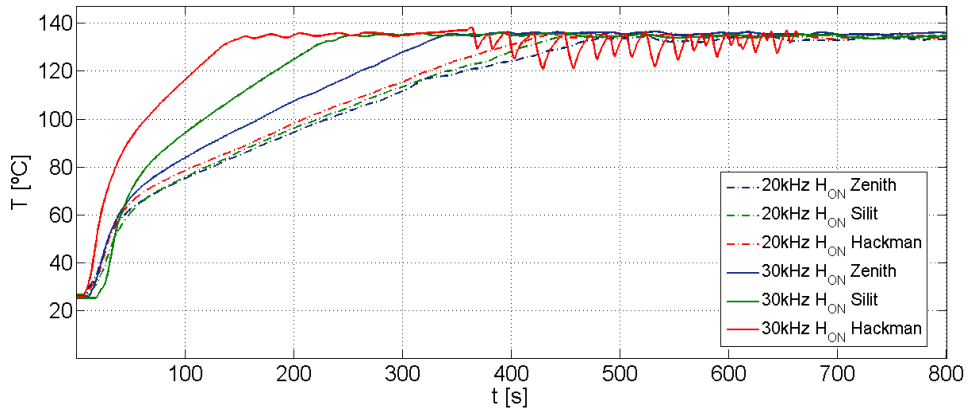


Fig. A4-3  $T_{IGBTs}^a(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos



### IGBT 2 con carga *Zenith* resonante a 20 kHz y 30 kHz

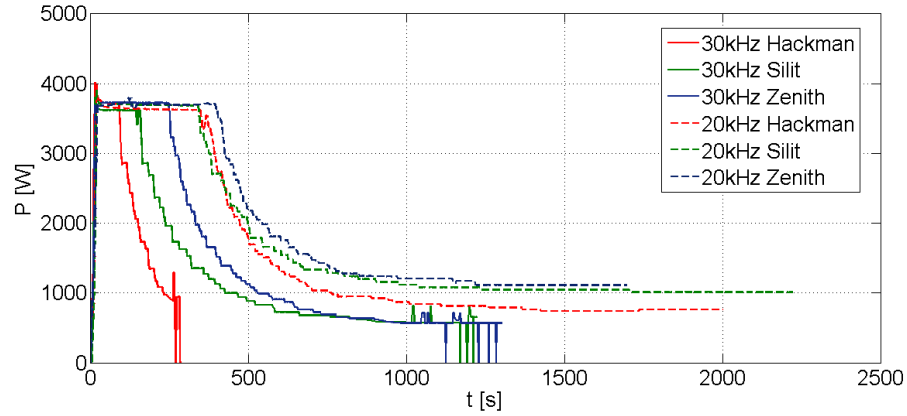


Fig. A4-4  $P_L(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos

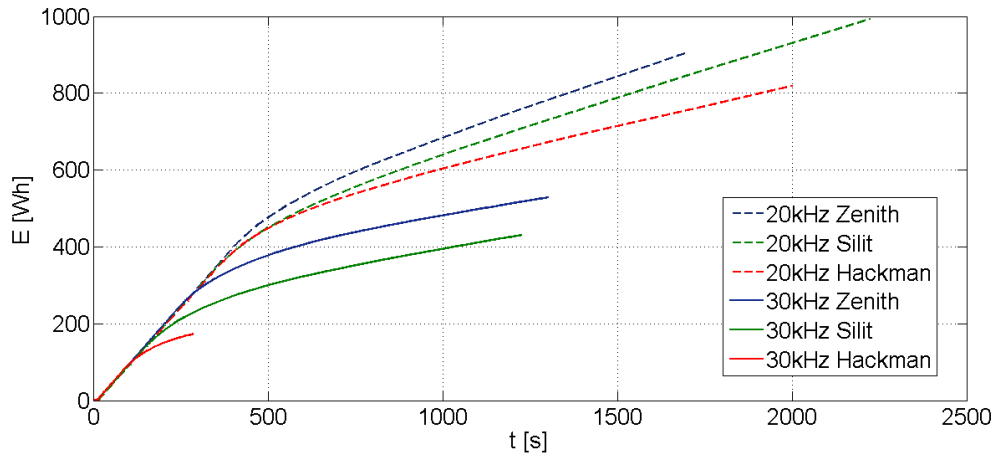


Fig. A4-5  $E_L(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos

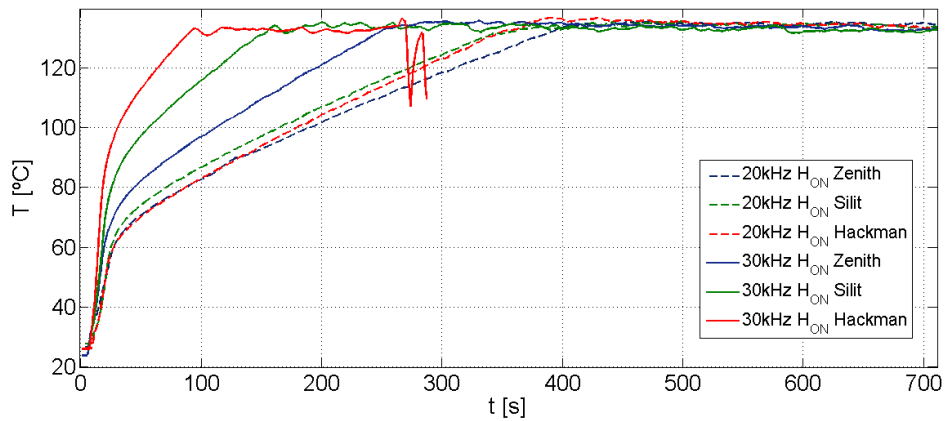


Fig. A4-6  $T_{IGBTs}^a(t)$  con dos inductores ajustados a 20 kHz y 30 kHz y los tres recipientes característicos

### Carga *Zenith* resonante a 20 kHz con IGBT 1 e IGBT 2

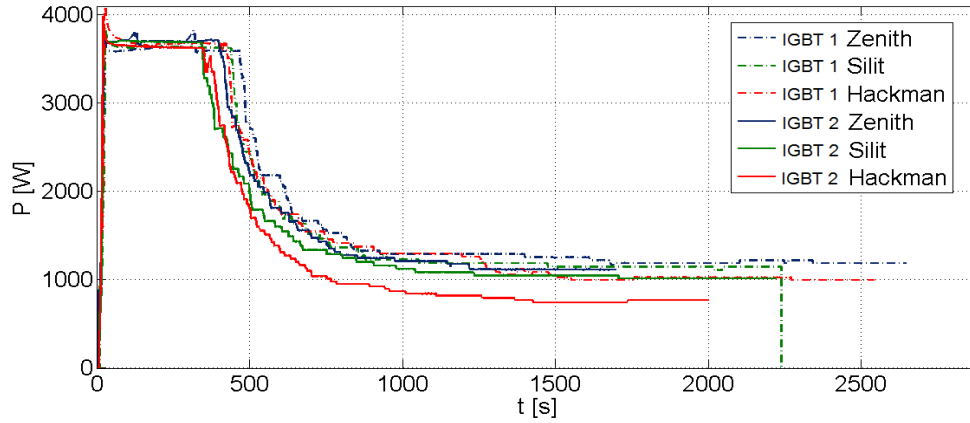


Fig. A4-7  $P_L(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 20 kHz

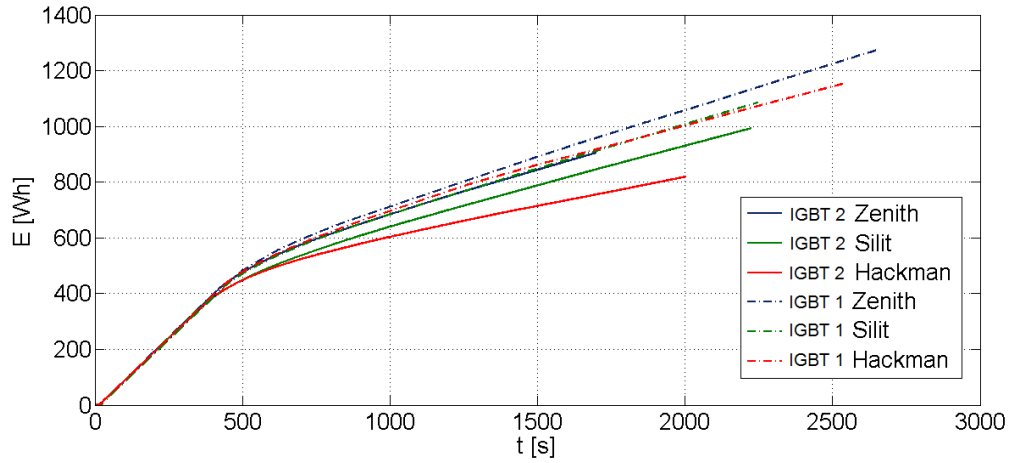


Fig. A4-8  $E_L(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 20 kHz

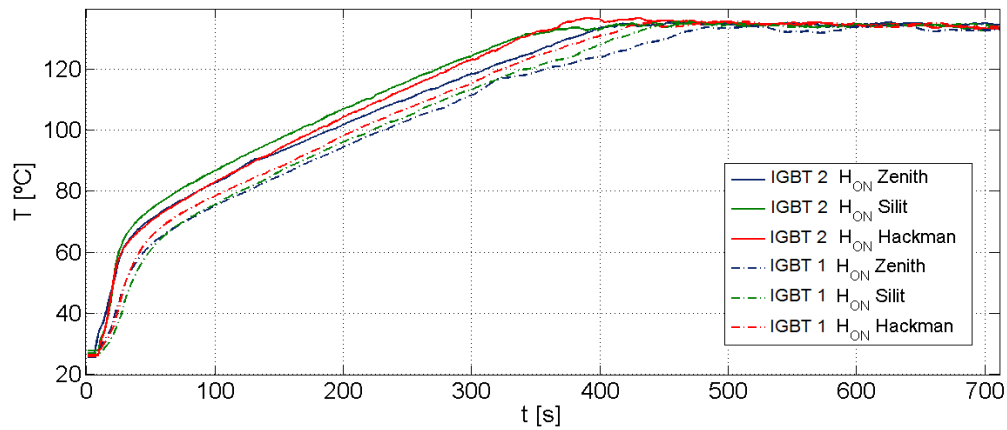


Fig. A4-9  $T_{IGBT's}^a(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 20 kHz

### Carga *Zenith* resonante a 30 kHz con IGBT 1 e IGBT 2

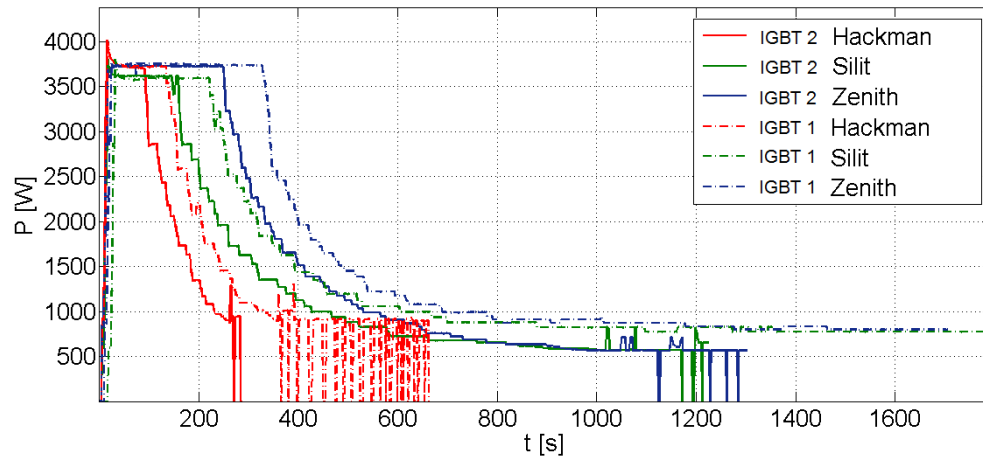


Fig. A4-10  $P_L(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 30 kHz

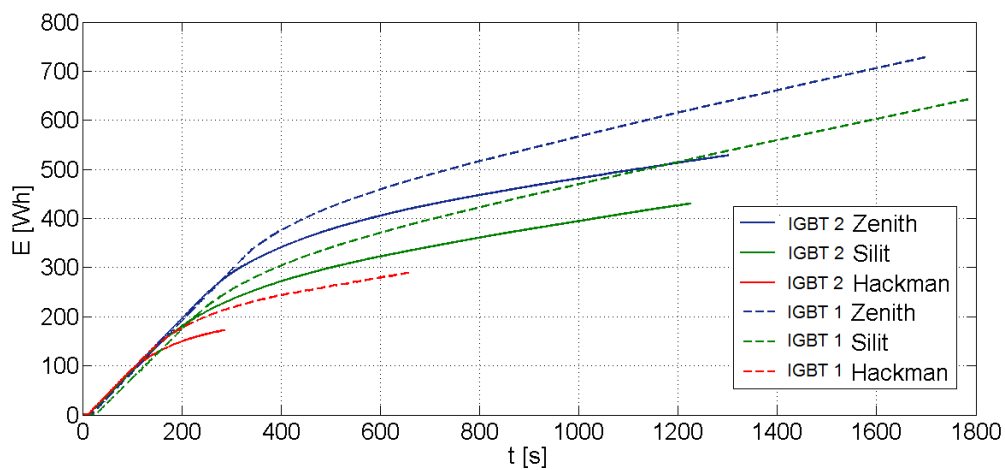


Fig. A4-11  $E_L(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 30 kHz

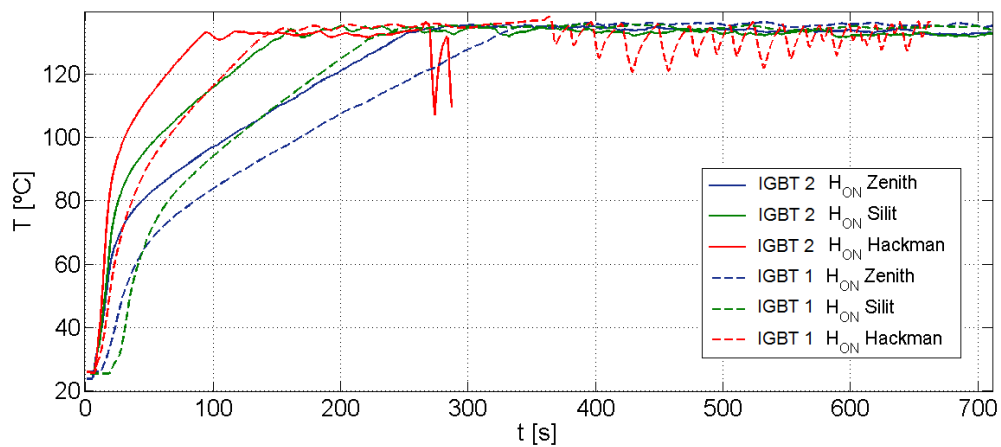


Fig. A4-12  $T_{IGBT's}^a(t)$  con IGBT 1 e IGBT 2 y los tres recipientes característicos a 30 kHz

### Carga *Silit* resonante a 30 kHz con IGBT 2 y tres *gap*

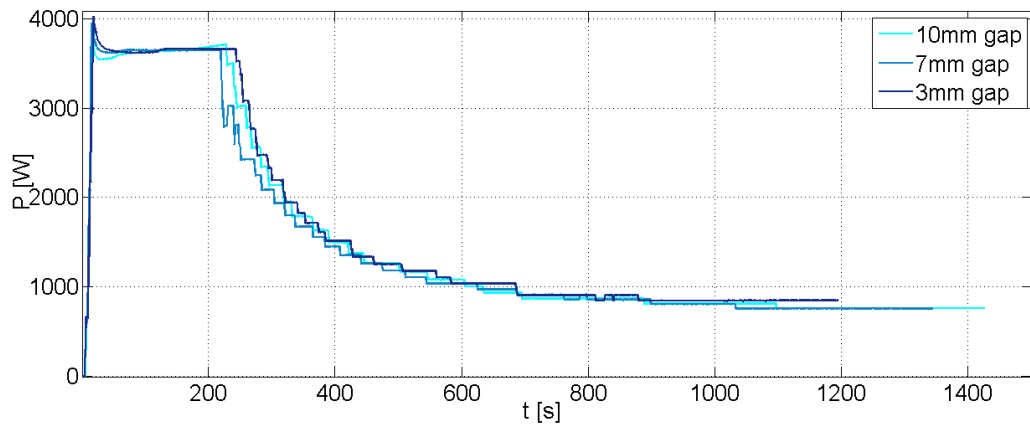


Fig. A4-13  $P_L(t)$  en recipiente *Silit* con IGBT 2 a 30 kHz y diferentes *gap*

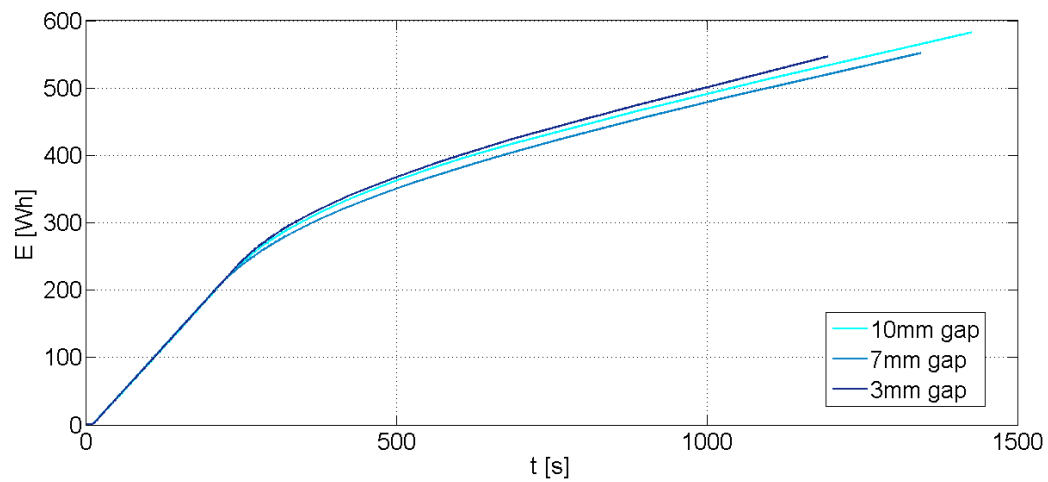


Fig. A4-14  $E_L(t)$  en recipiente *Silit* con IGBT 2 a 30 kHz y diferentes *gap*

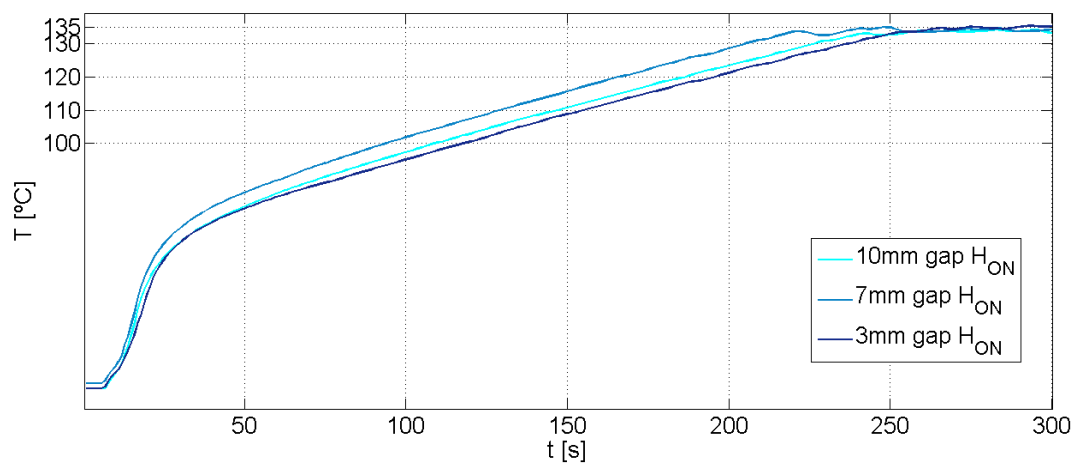


Fig. A4-15  $T_{IGBTs}^a(t)$  en recipiente *Silit* con IGBT 2 a 30 kHz y diferentes *gap*

## A5. Comparativas en ensayos térmicos con envolvente

### Comparativa respecto al modo de regulación de potencia

IGBT 1 con carga *Zenith* resonante a 20 kHz regulando por temperatura en IGBT o en rectificador y ventilación a plena carga.

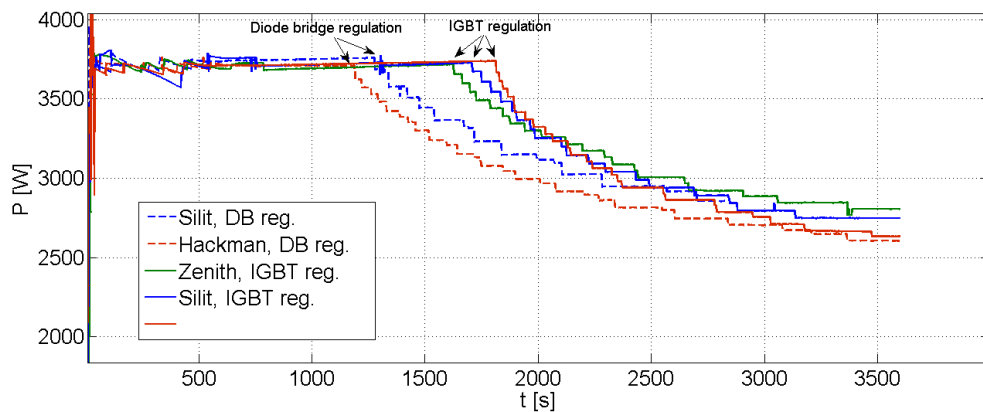


Fig. A5-1 Diferencia en  $P_L(t)$  según el tipo de regulación de temperatura.

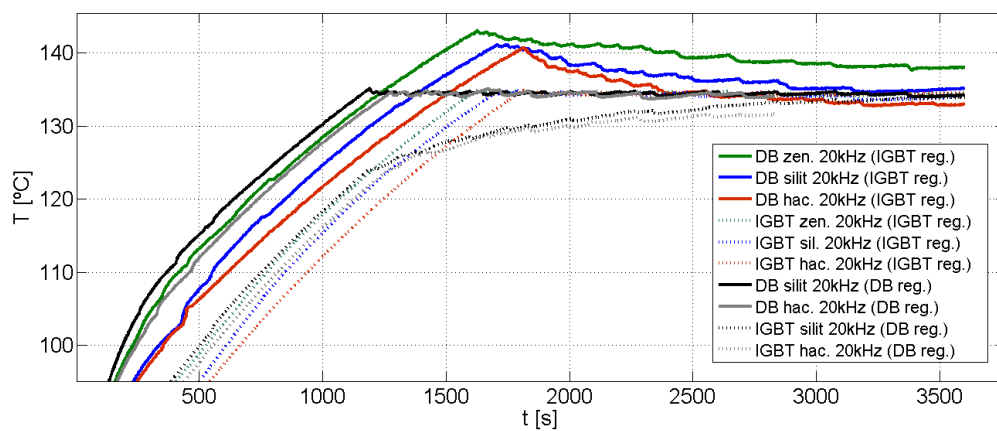


Fig. A5-2 Evolución de la temperatura en diodos e IGBT según la regulación

## Influencia de los modos de ventilación forzada

IGBT 1 con carga *Zenith* resonante a 30 kHz regulando por temperatura en IGBT con diferentes regímenes de ventilación.

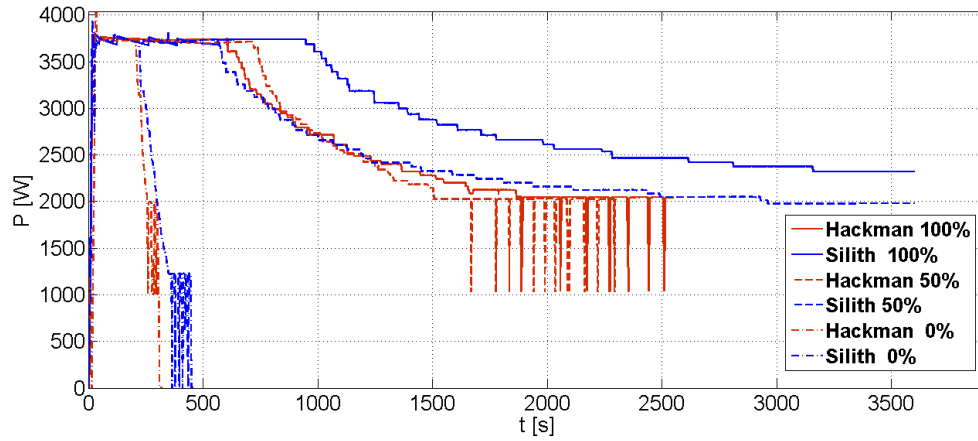


Fig. A5-3 Potencia absorbida en el ensayo con diferente ventilación

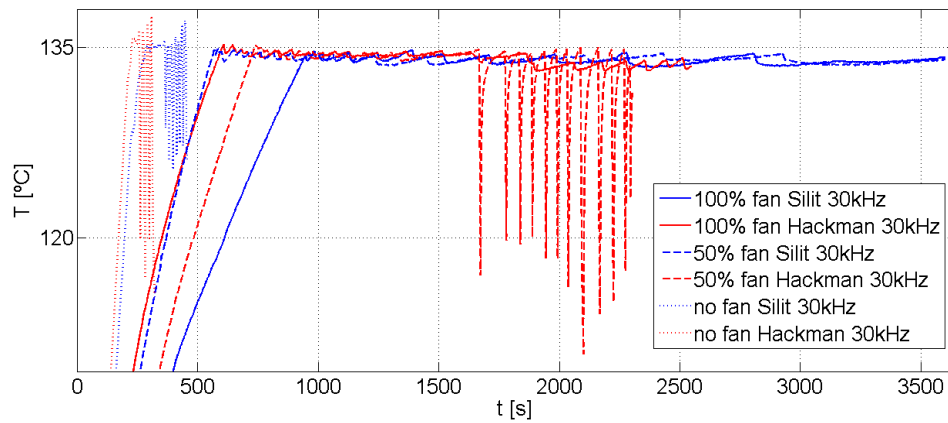


Fig. A5-4 Evolución de la temperatura en los IGBT con diferente ventilación

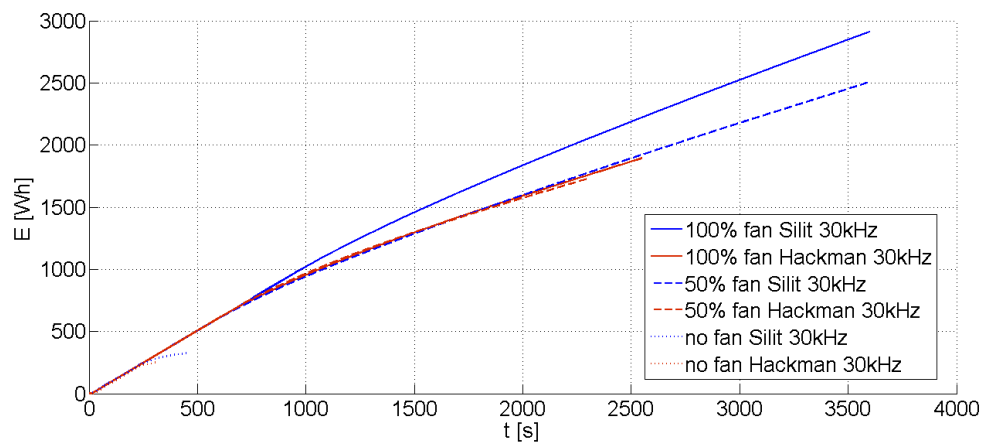


Fig. A5-5 Evolución de la temperatura en los IGBT con diferente ventilación

## Comparación entre inductores con diferente resonancia

IGBT 1 con tres cargas *Zenith* resonantes a 20 kHz y 30 kHz y 30kHz de IH5 regulando por temperatura en IGBT con ventilación a plena carga.

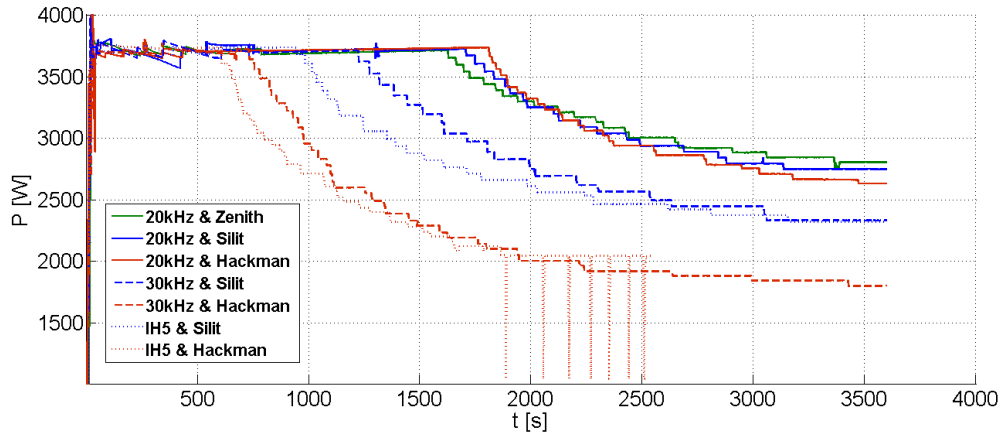


Fig. A5-6 Potencia absorbida en el ensayo con diferentes inductores y recipientes con ventilación a plena carga

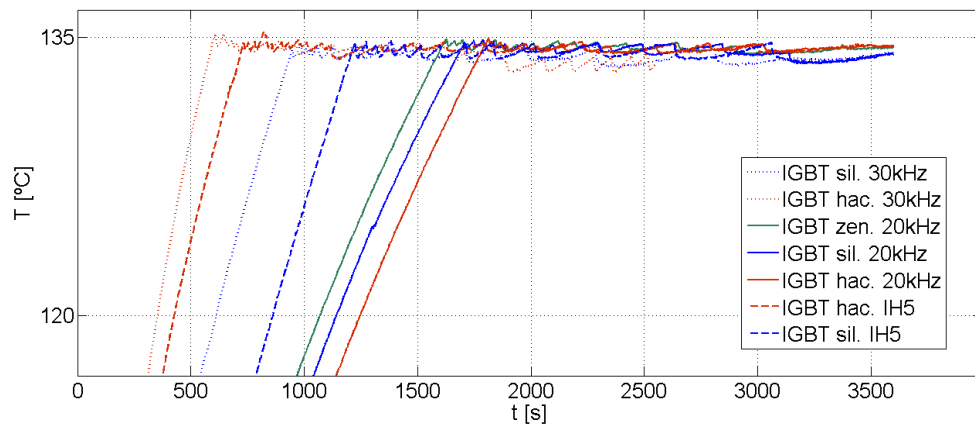


Fig. A5-7 Evolución de la temperatura en los IGBT para diferentes inductores con ventilación a plena carga

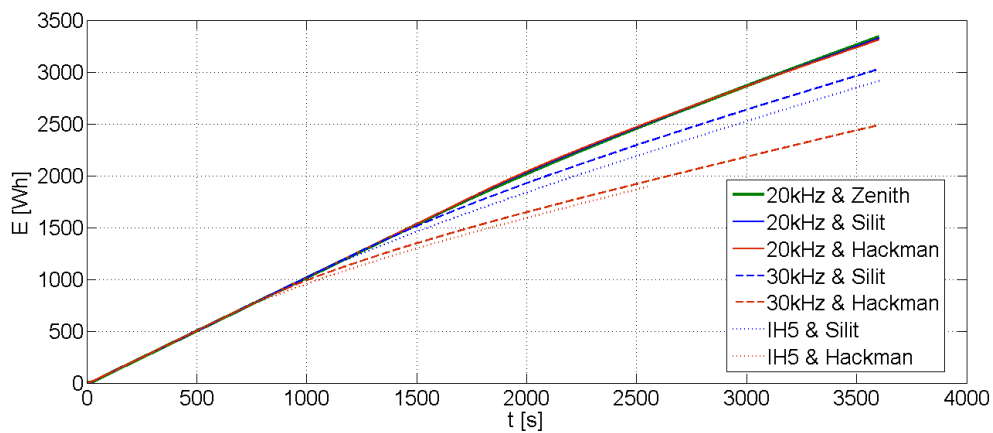


Fig. A5-8 Energía absorbida en el ensayo para diferentes inductores y recipientes con ventilación a plena carga

## A6. Código para el muestreo continuo: temperatura y potencia

Se han implementado en MATLAB un *script* para configurar la recogida y volcado en pantalla ininterrumpido de datos de temperatura y potencia durante una hora, de los instrumentos PICO TC-08 y WT210 respectivamente, para graficar la evolución de los ensayos térmicos mientras se realizan.

La misión de esta función es la de inicializar los dispositivos de medida y preparar los datos para ser mostrados por pantalla en tiempo real (1 seg.) y poder así realizar una regulación manual de potencia, en respuesta a la temperatura alcanzada. Las funciones que se emplean como 'init\_PICO\_TC08', 'ini\_WT210', 'start\_WT210', 'read\_from\_pico', 'read\_WT210' y 'array\_from\_PICO', han sido dadas y su significado es intuitivo.

```
function []=continous()
% Reset
s = instrfind
if ~isempty( s ),
    fclose( s );
    delete( s );
    clear s
    clc
end
unloadlibrary('usbt08');

% PICO TC-08 config.
K_type=75;
% Select your channels
channel_vector = [1 2 3 4 5];
% Select your probes depending on the channel
sensor_type_vector = [K_type K_type K_type K_type K_type];
n_plates_max = length(channel_vector);
[temp_array,error_flag,handle]=init_PICO_TC08(channel_vector,sensor_type_vector);

% YOKOGAWA WT210
pot_obj=ini_WT210(1,7);
pause(0.05);
start_WT210(pot_obj);

% Initial point to refresh data
array_from_PICO = read_from_pico(temp_array,error_flag,handle);
[volt,pot,wh]=read_WT210(pot_obj);
temp=array_from_PICO(2:6);
subplot(2,2,[3 4]);
h1=plot(1,temp);
subplot(2,2,1);
h2=plot(1,pot);
subplot(2,2,2);
h3=plot(1,wh);

% Inicio del ensayo
count=0;
duracion=3600;
while count < duracion,
    ini=clock;
    count=count+1;

    delete(h1,h2,h3);

    array_from_PICO = read_from_pico(temp_array,error_flag,handle);
    [volt,pot,wh]=read_WT210(pot_obj);

    temp(count,:)=array_from_PICO(2:6);
    power(count)=pot;
    energy(count)=wh;
end
```



```

subplot(2,2,[3 4]);
h1=plot(1:count,temp);
grid on
text(.5*count,50, strcat(num2str(temp(count,1)), '----',
num2str(temp(count,2)), '----', num2str(temp(count,3)), '----',
num2str(temp(count,4)), '----', num2str(temp(count,5))));

subplot(2,2,1);
h2=plot(1:count,power);
grid on

subplot(2,2,2);
h3=plot(1:count,energy);
grid on

drawnow

save('nombre.mat','temp','power','energy');

fin=clock;
pause(1-etime(ini,fin));

end

```

## A7. Instrumentación empleada

En este anexo se muestran los instrumentos y sondas empleados en el proyecto explicando sus rangos de operación y las características fundamentales que se deben tener en cuenta para manejarlos.

### Medida de temperatura

Se han empleado termopares tipo K para la medición de las temperaturas en el encapsulado de los semiconductores. Como se necesitaban registrar la evolución de las temperaturas de cinco dispositivos (puente de diodos y cuatro IGBT) se ha requerido el uso de un *data logger*, en concreto el TC-08 de la empresa PICO (fig A7.1).



Fig. A7-1 PICO *data logger* empleado para el registro de temperaturas en los IGBT y puente de diodos

Este *data logger* dispone de ocho canales para termopares, y la lectura se hace de modo secuencial. Se ha configurado para tomar medidas cada segundo, y se han colocado los termopares como se indican en la figura A7.2.

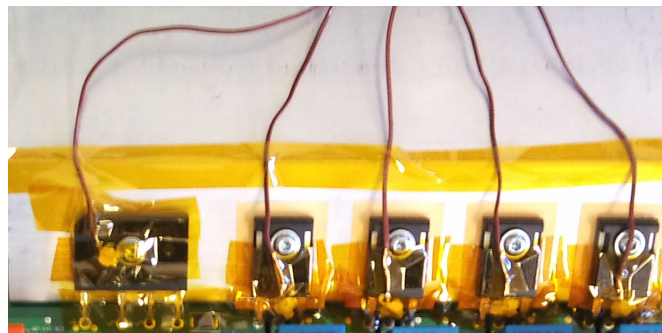


Fig. A7-2 Detalle de la colocación de los termopares

### Medida de corriente del inductor

Se ha empleado una sonda de corriente de Pearsons Electronics cuya sensibilidad es de 1 V/A y un ancho de banda de 1 kHz a 200 MHz. Tiene una precisión del 1% o menor y Corrientes de hasta 500 A pueden ser medidas sin saturar, lo cual es más que suficiente para nuestra aplicación.



Fig. A7-3 Modelo de sonda de corriente empleado en el proyecto

### Medida de potencia consumida

La medida de la potencia de entrada se realiza con el WT210 de Yokogawa. Simultáneamente registra tensión y corriente de entrada y proporciona el valor promediado de potencia, que puede ser recibido desde un PC vía GPIB. Las características más destacables son, corriente máxima de entrada 26 A, precisión del 0.1%, 10 S/s, y total control mediante bus GPIB.



Fig. A7-4 Modelo del medidor de potencia WT210 de Yokogawa

Este vatímetro se ha utilizado simultáneamente con el *data logger* para la realización de los ensayos térmicos, tomando una muestra promediada cada segundo.

### Fuente de alimentación

La fuente de alimentación empleada para entregar energía al inversor resonante es la 6560 Programmable AC Source de Chroma. Es capaz de entregar la corriente requerida (sobre 16A) y se puede variar la tensión de salida en amplitud y frecuencia. Se ha fijado a 230 V eficaces y 50 Hz la tensión de salida para la realización de los ensayos térmicos.



Fig. A7-5 Fuente de alimentación AC-AC y AC-DC

## Osciloscopio

El osciloscopio empleado es el DPO7000, Con él se han capturado datos de tensión y corriente en el inductor y se han analizado posteriormente con MATLAB. Se ha empleado para la búsqueda empírica de cargas resonantes a frecuencias concretas, observando cuando la corriente de corte es mínima, en el ensayo de comparativa entre diversos *gap* inductor-recipiente.

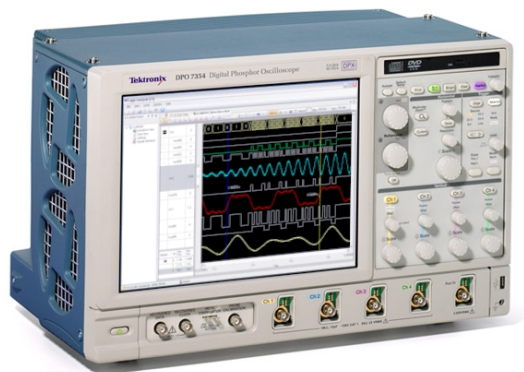


Fig. A7-6 Osciloscopio DPO7000 de Tektronix