

طراحی اینورتر منبع جریان جهت تغذیه کوره القایی

جعفر میلی منفرد

جواد علمائی

استادیار دانشکده برق دانشگاه صنعتی امیرکبیر

کارشناس ارشد دفتر فنی و مهندسی اداره کل برق و انرژی

جهاد سازندگی

چکیده

در این مقاله بررسی و طراحی اینورتر منبع جریان جهت تغذیه کوره القایی به عمل آمده است و معادلات دینامیک بار مشخص می کند که ولتاژ دو سر بار مورد نظر (کوره القایی) و جریان سیم پیچ در حالت پایدار سینوسی می باشند. ضمناً تأثیر مشخصات مدار بر عملکرد اینورتر بررسی و ناحیه عملکرد مطمئن فرکانسی آن معین گردیده است.

Design of Current Source Inverter for Induction Furnace

Jafar Mili Monfared, Ph. D.

Javad Olamaie, M. Sc.

Assistant Professor Elec. Eng.
faculty Amirkabir Univ.

Tech. Office Elec. Department
Ministry of Jahad. e. Sazandegi

Abstract

In this paper design and basic operation of current source inverter to supply induction heating is discussed.

The load dynamic equations are developed and shown the load voltage and coil-current are sinusoidal in stable state. thus the inverter system is designed on this base. At last the effect of circuit parameters on the operation of inverter is discussed and a reliable operating region is established.

اساس اینورتر منبع جریان

شدیداً اندوکتیو می باشد.

منبع تغذیه DC یکسوساز پل گرتز سه فاز تمام کنترل شده بوده و توان انتقالی به کوره توسط آن صورت می گیرد که در واقع زاویه آتش تریستور ولتاژ خروجی مدار یکسوساز را کنترل می کند.

اصول اساسی این نوع اینورتر با توجه به مدار ساده آن در شکل (۱) نشان داده شده است. این نوع مبدل از مدار واسط (لینک DC) به صورت سلف سری، با اندوکتانس بزرگ، استفاده می کند. وظیفه سلف مذکور، صاف کردن جریان ورودی به اینورتر بوده و لذا از این دید بار رکتیفایر



اطلاعات مورد نیاز جهت طراحی

برای طراحی اینورتر منبع جریان جهت تغذیه کوره القایی لازم است مشخصات بار تعیین گردد. مشخصات مدل بار می تواند از اطلاعات داده شده ذیل به دست آید:

الف- توان اکتیو

مجموع تلفات فوکو و هیستریزس می باشد که در کوئل کوره تبدیل به حرارت می گردد.

ب- توان راکتیو

به علت وجود حالت سلفی کوره، بار شدیداً اندوکتیو بوده و توان راکتیو مصرف می کند. برای جبران توان مذکور از خازن جبران ساز استفاده می شود. لذا توان راکتیو عبارت است از توان راکتیو خازنی که در فرکانس نامی و ولتاژ نامی تعریف می شود.

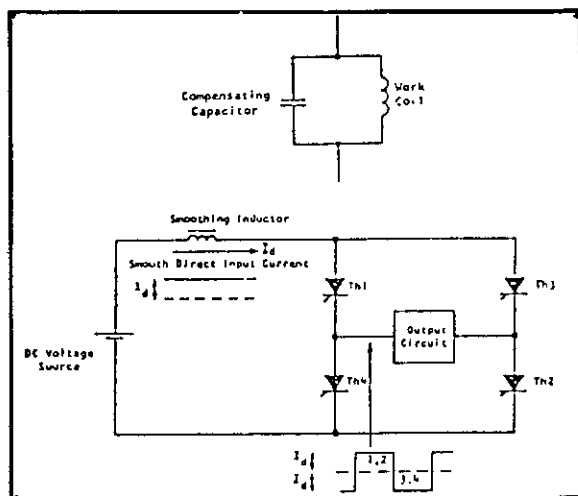
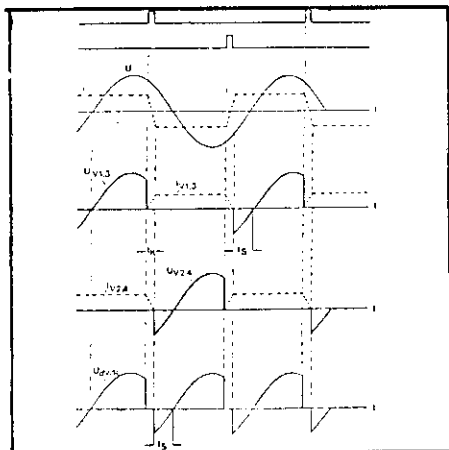
ج- فرکانس خروجی

از آنجائی که بار کوره از نوع گرمایش کلی (through heating) در نظر گرفته شده است، تغییرات فرکانس نسبت به کوره های ذوب بسیار کمتر خواهد بود، لذا اینورتر جریان برای این منظور انتخاب گردیده است.

د- ولتاژ منبع DC

در اینورترهای منبع جریان، تغذیه DC همراه با سلف صاف کننده L_d به صورت منبع جریان مدل می گردد. ولتاژ نامی نیز ولتاژی است که زاویه آتش یکسوساز صفر بوده و شبیه حالت دیودی عمل می کند.

با توجه به مطالب ذکر شده مدار معادل بار مطابق شکل ۳-ا خواهد بود ولی برای طراحی از مدار تبدیل یافته ۳-ب

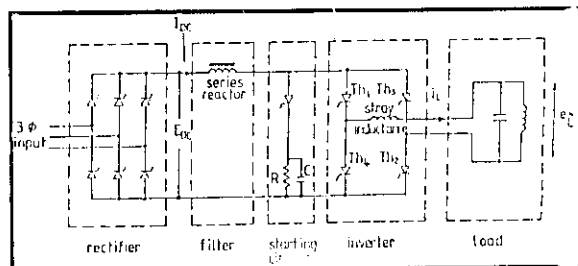


شکل (۱) مدار اساسی اینورتر موازی (منبع جریان)

منبع تغذیه DC همراه با سلف واسط به صورت یک منبع جریان ثابت قابل تنظیم برای اینورتر پل تکفاز عمل می کند. با آتش کردن متناوب جفت تریستورهای (۲,۱) و (۳,۴) جریان DC ورودی به اینورتر در خروجی به شکل موج مربعی تبدیل خواهد شد و هر تریستور برای نیم پریود از کل زمان کار خروجی روشن خواهد بود.

مشخصات خروجی اینورتر

دیagram سیستم اصلی این نوع اینورتر در شکل ۲-ا رسم شده است که در آن L_d سلف صاف کننده جریان بوده و L به ترتیب کوئل کوره و خازن جبران ساز را تشکیل می دهند. شکل موجهای مربوط به جریان و ولتاژ دوسر اینورتر، تریستور و ولتاژ بار نیز در شکل ۲-ب رسم شده است.



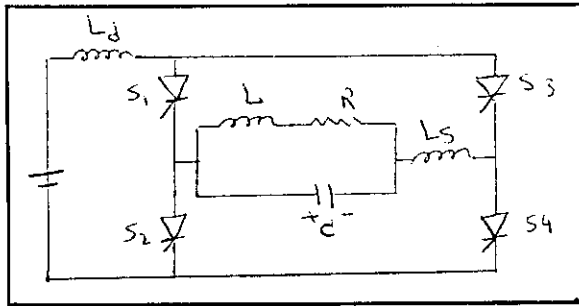
(a) نمودار کلی سیستم

(b) شکل موجهای سیستم

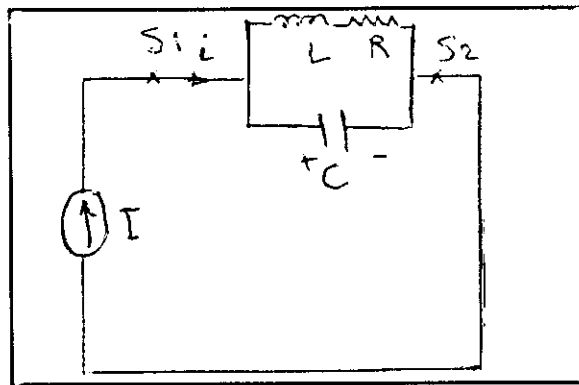
شکل (۲)



تربستورهای S_1 و S_4 هدايت جريان را به عهده بگيرند شكل b-4 حاصل مي گردد.



(a) مدار اينورتر



(b) مدار معادل وقتی که دو تربستور S_1 و S_4 هدايت مي کند.

شكل (4)

فرض مي كنيم شرايط اوليه عبارتند از:

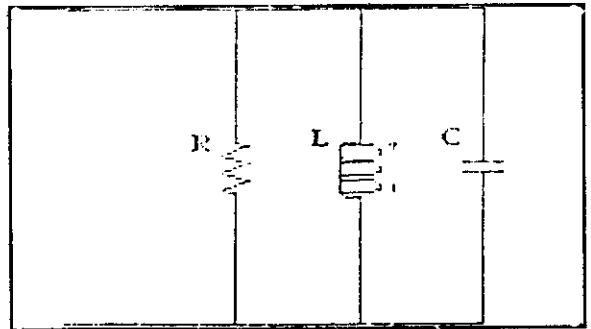
$$i(0^+) = I_0 \quad (1)$$

$$e_c(0^+) = -E_0 \quad (2)$$

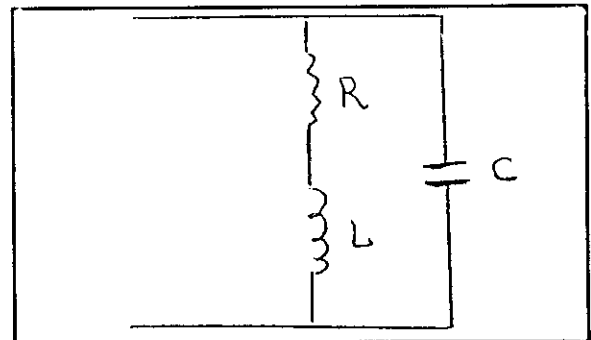
در اينورتر منبع جريان که بار از خازن و کويل موازي تشکيل شده است، جهت رسيدن به حالت پايدار (انجام صحيح کموتاسيون در لحظات اول) بايد ابتدا جريان اوليه I_0 در کويل جاري و ولتاژ معکوس E_0 از طريق مدار استارت به دو سر بار اعمال گردد.

حال معادلات ديفرانسييل را بر اساس مدار معادل بالا مي نويسيم لذا داريم:

استفاده مي گردد. مدل به دست آمده به صورت مدار نوساني ميراشونده ضعيف عمل کرده و بار و توان کوره مستقل از عملکرد اينورتر باقي خواهد ماند.



(a) مدار معادل بار



(b) مدار معادل تبديل یافته

شكل (3)

معادلات ديناميك بار

قدم بعدي در طراحي، تحليل پاسخ مدار به جريان ورودی به آن می باشد. برای به دست آوردن معادلات ديناميك بار شرايط ذيل فرض مي گردد:

۱- تربستورها به صورت سويچهای ایده آل عمل مي کنند.

۲- سلف L_d به اندازه کافي بزرگ فرض مي گردد، به طوري که منبع تغذيه اينورتر را مي توان به صورت منبع جريان مدل نمود.

۳- از سلف di/dt صرف نظر مي گردد.

شكل a-4 مدار ساده شده اينورتر را نشان مي دهد. اگر

$$e_c(T/2^+) = -e_c(0^+) = E_0 \quad (۹)$$

$$i(T/2^+) = -I_0 e^{-(\pi p/2Q)} + I_0 [1 + e^{-(\pi p/2Q)}] = -I_0 \quad (۱۰)$$

$$e_c(T/2^+) = RL_D (I + e^{-(\pi p/2Q)}) + E_0 e^{-(\pi p/2Q)} = E_0 \quad (۱۱)$$

از معادلات (۱۰) و (۱۱) داریم:

$$I_0/I_D = -\frac{1 + e^{-(\pi p/2Q)}}{1 - e^{-(\pi p/2Q)}} = -K \quad (۱۲)$$

و بالاخره:

$$E_0/RI_D = K \quad (۱۳)$$

معمولاً در کوره های القایی مقدار Q بین ۳ تا ۲۰ می باشد. اگر Q را بین ۵ تا ۲۰ فرض کنیم روابط بالا ساده تر می گردند در نتیجه داریم:

$$\omega = \omega_0, \phi = \pi/2, P = 1$$

و از آنجا:

$$K = \frac{1 + e^{-(\pi/2Q)}}{1 - e^{-(\pi/2Q)}} \quad (۱۴)$$

از جای گذاری مقادیر I_0 و E_0 و P در معادلات (۶) و (۷) روابط زیر به دست می آید:

$$i/I_D = 1 - e^{-(\omega t/2Q)} [(1 + K) \cos \omega t + K/Q \sin \omega t] \quad (۱۵)$$

$$e_c/RI_D = 1 - e^{-(\omega t/2Q)} (1 + K) [\cos \omega t - Q \sin \omega t] \quad (۱۶)$$

برای نیم سیکل دوم در روابط بالا جای I_D با $-I_D$ عوض می گردد.

شکل (۵) شکل موجهای جریان و ولتاژ را برای کوره 45 KW و فرکانس 2 KHZ نشان می دهد.

در شکل ۵-a، منحنی های رسم شده صرفاً برای نیم پریود از ورودی (جریان موج مربعی) به دست آمده ولی در شکل ۵-b منحنی های مذکور برای پریود کامل ورودی رسم شده است. در نهایت بعد از گذشت حالت گذرا، شکل

$$Ri + L di/dt = e_c \quad (۳)$$

$$i + C de_c/dt = I_D \quad (۴)$$

دسته معادلات دیفرانسیل بالا را می توان به معادله دیفرانسیل زیر تبدیل نمود.

$$CLd^2i/dt^2 + RC di/dt + i = I_D \quad (۵)$$

از حل معادله دیفرانسیل بالا خواهیم داشت:

$$i = I_D - Pe^{-(\omega_0 t/2Q)} - [I_0 \sin(\omega t - \phi) + I_D \sin(\omega t + \phi) + E_0/x \sin \omega t] \quad (۶)$$

سپس می توان e_c را به دست آورد که داریم:

$$e_c = RI_D - Pe^{-(\omega_0 t/2Q)} [RI_D \sin(\omega t + \phi) - [-E_0/Q + x(I_D - I_0)] \sin \omega t - E_0 \sin(\omega t - \phi)] \quad (۷)$$

که در آن:

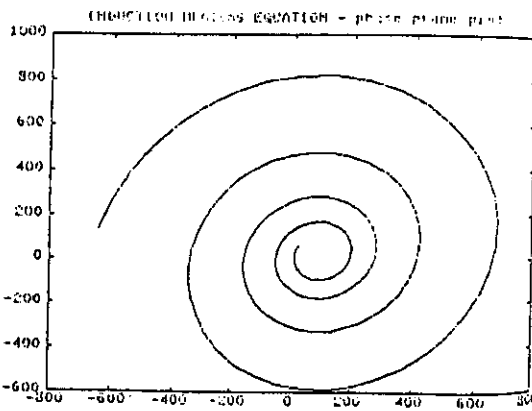
$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= 1/LC & \alpha &= R/2L \\ \omega &= \omega_0^2 \alpha^2 & P &= \omega_0/\omega \\ x &= \omega_0 L & Q &= \omega_0 L/R & \phi &= \arccos(\alpha/\omega_0) \end{aligned}$$

از روابط به دست آمده برای i_L و e_c می توان مشاهده نمود که شکل موج ولتاژ خازن و جریان کوئل به صورت نوسانی میرا شونده ضعیف می باشد. ضریب میرایی به مقدار R معادل تلفات کوره بستگی دارد.

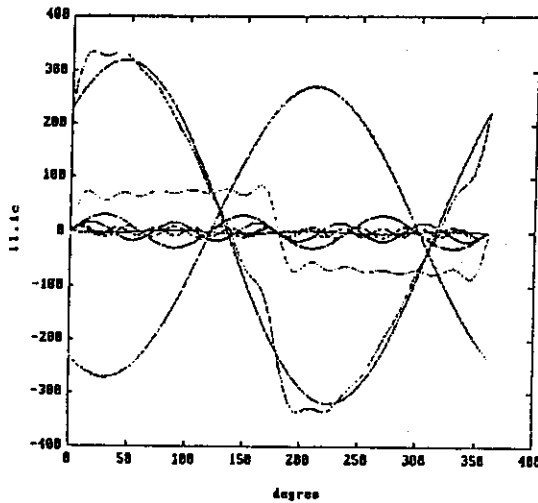
رابطه به دست آمده برای نیم سیکل اول می باشد و برای نیم سیکل بعدی نیز باید مدار را حل کنیم. در لحظه $\omega t = \pi$ جریان منبع I_D با همان دامنه ولی با جهت عکس به بار اعمال می گردد، حال باید شرایط اولیه را برای شروع نیم پریود دوم به دست آورد. این مقادیر شرط نهایی به دست آمده از روابط قبلی خواهند بود.

$$i(T/2^+) = -i(0^+) = -I_0 \quad (۸)$$





شکل (۶) دیاگرام فاز ولتاژ بر حسب جریان



شکل (۷) شکل موج جریانهای خازن، و کویل، و جریان خروجی اینورتر

جریان خازن دارای کمی اعوجاج می باشد که هارمونیکهای فرد اول تا نهم آن نیز رسم شده است. با تقریب خوبی می توان از هارمونیکهای غیر از هارمونیک اول صرف نظر نمود.

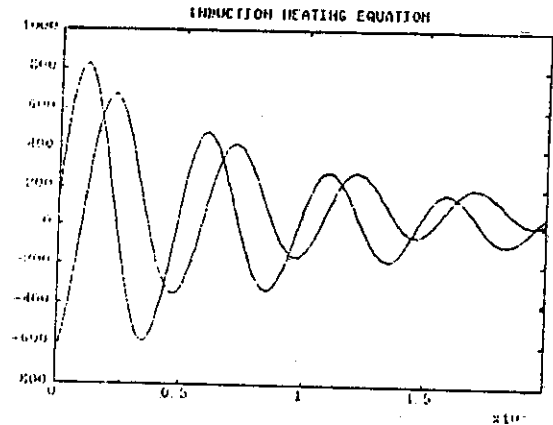
ولتاژ بار می تواند با استفاده از جمع آثار اعمال هارمونیکهای مختلف به بار و محاسبه ولتاژ خازن و کویل به دست آید. از محاسبات انجام شده برای کوره مورد نظر، نسبت دامنه ولتاژ هارمونیک سوم و پنجم نسبت به دامنه ولتاژ هارمونیک اول به ترتیب برابر با ۱٪ و ۳٪ به دست آمده است، لذا می توان با قطعیت گفت که دامنه هارمونیکها بجز هارمونیک اصلی اثر قابل ملاحظه ای که موجب اعوجاج شکل موج اصلی ولتاژ دو سر بار گردد، نخواهد داشت این مسأله ناشی از آن است که برای هارمونیک n ام جریان ورودی به مدار بار، امپدانس نشان داده شده با $n, L\omega$ برابر

موج ولتاژ بار و جریان کویل به حالت پایدار رسیده و سینوسی خواهد بود به علاوه با نگاه به منحنی ها می توان اختلاف فاز بین آنها را به دست آورد که برای کوره مورد نظر حدود 80° می باشد. شکل (۶) دیاگرام فازی را نشان می دهد که بیانگر پایداری مدار به پاسخ ورودی است.

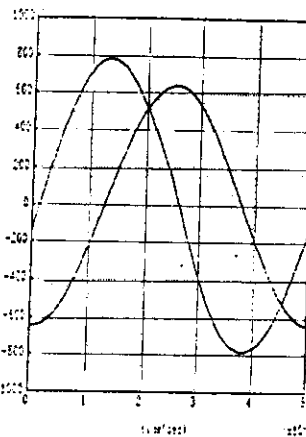
طراحی اینورتر

با نگاه به شکل (۵) می توان دریافت که ولتاژ در سر بار و جریان کویل در حالت پایدار مدار، سینوسی خواهد بود. تحلیل زیر این مطلب را به اثبات می رساند.

اعمال جریان خروجی اینورتر به بار که دارای ترکیب موازی سلف و خازن می باشد موجب می گردد ولتاژ خروجی (دوسر بار) سینوسی گردد. شکل (۷) هارمونیکهای جریان کویل کوره و خازن جبران ساز را نشان می دهد. با نگاه به شکل می توان دریافت جریان کویل صرفاً از هارمونیک اول تشکیل شده است. به عبارت دیگر جریان کویل بر هارمونیک اول آن با تقریب بسیار خوبی منطبق می باشد.



(a) پاسخ مدار بار به ورودی جریان نیم موج



(b) پاسخ مدار بار به ورودی جریان موج

شکل (۵)



$$i_1 = 4/\pi I \sin \omega_T t \quad (22)$$

در نتیجه:

$$v_C = (4/\pi) I Z \sin(\omega_T t - \alpha) \quad (23)$$

و

$$v_{LD} = E - v_C \quad (24)$$

در حالت پایدار ولتاژی روی سلف نخواهیم داشت لذا داریم:

$$\int_0^{T/2} v_{LD} dt = 0 \quad (25)$$

و از آنجا مقدار جریان ورودی به اینورتر به دست می آید:

$$I = \pi^2 E / (8Z \cos \alpha) \quad (26)$$

حال می دانیم:

$$\begin{cases} v_{s1} = 0 & 0 < \omega_T t < \pi \\ v_{s1} = -v_C & \pi < \omega_T t < 2\pi \end{cases}$$

از آنجا ماکزیمم ولتاژ مستقیم دو سر ترستور به دست می آید:

$$V_{sm} = (4/\pi) I Z \quad (27)$$

که برای کوره مورد نظر این مقدار برابر ۱۰۸۰ ولت به دست آمده است.

ولتاژ، جریان و زمان را به ترتیب نسبت به مقادیر $1/\omega_T E \omega_T C_s E$ نرمالیزه کرده و داریم:

$$V_{s_{mn}} = V_{sm}/E = A \quad (28)$$

$$dv_{s1}/d\theta = A \quad (29)$$

$$I_n = \pi AB / (4P) \quad (30)$$

$$di_{s1}/d\theta = (\pi L / 4 L_s P Q) \operatorname{tg} \phi \quad (31)$$

افزایش یافته و امیدانس نشان داده شده با $1/C\omega$ به همان مرتبه کاهش می یابد، لذا بار خازن می تواند هارمونیکهای غیر هارمونیک اصلی جریان را بای پس کند و لذا شکل موج ولتاژ دو سر بار با تقریب بسیار خوبی سینوسی است.

تحلیل معادلات بار در هارمونیک اصلی

به لحاظ سینوسی بودن ولتاژ دو سر بار می توان معادلات مدار را به طریق فازوری حل نمود. اینورتر مورد نظر از نوع اینورتر پل تک فاز با کموتاسیون بار می باشد، لذا می توان رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی آن را به صورت زیر بیان نمود:

$$E = 0.9 V_{ms} \cos \alpha \quad (17)$$

که در آن α زاویه آتش ترستور می باشد.
با مراجعه مجدد به شکل (۴) می توان نوشت.

$$Z_{ab} = \frac{R(1+JQ)}{(1-PQ)+JP} = Z < -\alpha \quad (18)$$

که در آن:

$$Z = R [(1+Q^2)/((1-PQ)^2 + P^2)]^{1/2} \quad (19)$$

و

$$\alpha = \arctg [P(1+Q^2) - Q]$$

$$Q = L\omega_T/R \quad PQ = \omega_T^2 LC = (\omega_T/\omega_0)^2$$

$$P = \omega_T RC$$

برای اینکه Z_{ab} خازنی گردد باید α مثبت باشد در نتیجه داریم:

$$P(1+Q^2) - Q > 0 \quad (20)$$

یا:

$$PQ > \frac{Q^2}{1+Q^2} \quad (21)$$

از شکل ۴-b داریم:



که در آن:

$$A = \pi / (2 \cos \alpha), \quad \omega_T t = \theta \quad (32)$$

$$B = \{[(1 - PQ)^2 + P^2] / (1 + Q^2)\}^{1/2} \quad (33)$$

در نتیجه داریم:

$$di/d\theta \propto L/L_s \quad (34)$$

محاسبه زمان خاموشی تریستور

برای به دست آوردن خاموشی تریستور از طریق اندازه گیری اختلاف فاز بین هارمونیک اصلی جریان مربعی و ولتاژ دو سر بار اقدام می کنیم، باید توجه داشت که هارمونیک اصلی جریان هم فاز با جریان مربعی است. برای این منظور زمان خاموشی تریستور S_1 را محاسبه می کنیم، لذا باید زمانی که V_{S1} به صفر می رسد را به دست آوریم.

$$\pi \leq \omega_T t < 2\pi \quad v_{S1} = 0$$

بدون در نظر گرفتن زمان همپوشانی (بین دو تریستور) خواهیم داشت:

$$\sin(\omega_T t_q - \alpha) = 0 \quad (35)$$

در نتیجه:

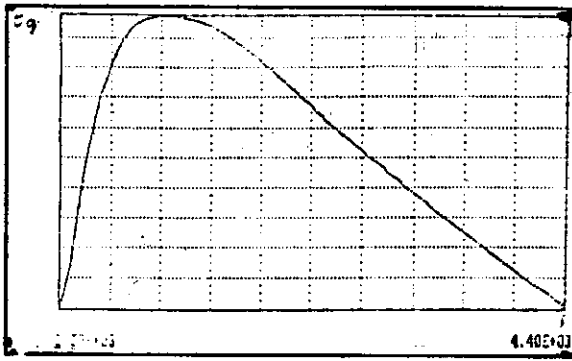
$$t_{qn} = \omega_T t_q = \alpha \quad (36)$$

و از آنجا مقدار t_q به دست می آید البته t_q نهایی بعد از تعیین زمان هم پوشانی محاسبه می گردد.

با افزایش اختلاف فاز جریان و ولتاژ، زمان خاموشی تریستور افزایش می یابد، این مسأله تا موقعی ادامه می یابد که تأثیر ω قابل صرف نظر کردن باشد. زمان خاموشی برای کوره مورد نظر $55/5 \mu s$ به دست آمده است. رابطه زمان خاموشی تریستور با فرکانس عبارت است از:

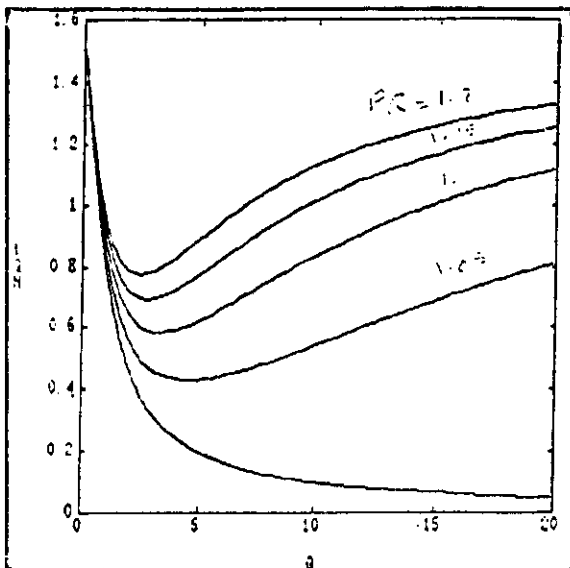
$$t_q = [\text{Arc tg}(\frac{L\omega_T - L^2\omega^3 C - R^2 C \omega}{R})] / 2\pi f \quad (37)$$

منحنی تغییرات t_q نسبت به f در شکل ۸ رسم شده است.



شکل (۸) منحنی تغییرات زمان خاموشی نسبت به فرکانس

این منحنی دارای مقدار ماکزیممی در فرکانس نزدیک فرکانس رزونانس می باشد، لذا حتی با صرف نظر کردن از مسائل دیگر نیز به دلخواه نمی توان فرکانسی را تا هر جای ممکن تغییر داد. با دقت به منحنی مزبور معلوم می گردد که زمان خاموشی تریستور در فرکانس حدود دو برابر مقدار فرکانس هارمونیک اصلی مجدداً به مقدار قبلی خود می رسد. این بدین خاطر است که صورت کسر بعد از رسیدن به مقدار ماکزیمم خود ثابت می ماند. در شکل ۹ منحنی تغییرات t_{qn} نسبت به Q رسم شده است.



شکل (۹) منحنی تغییرات زمان خاموشی t_{qn} نسبت به Q

همچنان که در شکل مشاهده می گردد با افزایش مقدار P_Q مقدار t_{qn} نیز افزایش می یابد. P_Q معیاری برای افزایش

$$\psi = \omega_T t_D / 2 \quad (39)$$

در نتیجه:

$$v_C = 4/\pi I Z \sin(\omega_T t - \alpha - \psi) \quad (40)$$

از شکل (۱۰-a) داریم:

$$L_s di/dt = -v_C \quad (41)$$

$$i_{s1} + i_{s3} = I \quad (42)$$

$$i = i_{s1} - i_{s3} \quad (43)$$

در نتیجه داریم:

$$i_{s3} = (I - i)/2 \quad (44)$$

با انتگرال گیری از رابطه (۴۱) داریم:

$$i = I - \frac{4IZ}{\pi \omega_T L} [\cos(\omega_T t - \alpha - \psi) - \cos(\alpha + \psi)] \quad (45)$$

حال داریم:

$$i(\omega_T t_D) = -I \quad (46)$$

و در نتیجه:

$$2\psi = \omega_T t_D = \pi \omega_T L_s / (2Z \sin \alpha) \quad (47)$$

و از آنجا زمان t_D به دست می آید:

$$t_D = \pi L_s / (2Z \sin \alpha) \quad (48)$$

می توان نوشت:

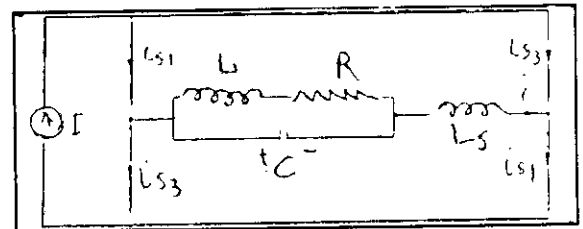
$$Z = R/B \quad (49)$$

$$\omega_T / R = Q/L \quad (50)$$

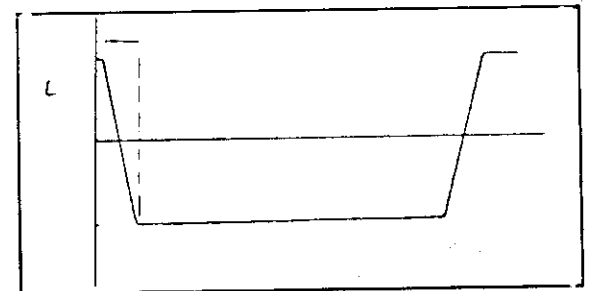
فرکانس سوئیچینگ از فرکانس رزونانس می باشد. مقدار $P_Q=1$ پارامتر مناسبی برای طراحی نمی باشد، چرا که در این حالت t_{qn} کوچک بوده و به طور قابل ملاحظه ای با افزایش Q ، کاهش خواهد یافت به همین خاطر معمولاً $P_Q=1.05$ پیشنهاد می گردد.

وضعیت کموتاسیون بار

هنگامی که کموتاسیون ترستورها صورت می گیرد، به علت وجود سلف di/dt جریان ورودی به بار نمی تواند به صورت لحظه ای تغییر کند. زمان لازم برای جابجایی جریان از یک جفت ترستور به یک جفت دیگر را زمان همپوشانی نامیده و با t_D نشان می دهیم. در این بازه زمانی هر چهار ترستور روشن خواهند ماند. شکل (۱۰-a) مدار معادل سیستم، در لحظه کموتاسیون t_D و شکل (۱۰-b) جریان عبوری از سلف di/dt را نشان می دهند.



(a) مدار معادل سیستم در لحظه کموتاسیون



(b) جریان عبوری

شکل (۱۰)

با شرط $\omega_T t_D < \pi$ دامنه هارمونیک اصلی جریان یعنی i_1 بدون تغییر و برابر دامنه هارمونیک شکل موج (۱۰-b) باقی خواهد ماند. در نتیجه می توان نوشت:

$$i_1 = 4/\pi I \sin(\omega_T t - \psi) \quad (38)$$

که در آن:



از دو رابطه بالا رابطه (۴۷) تبدیل به رابطه زیر می شود:

$$2\psi = \pi BQL/2L \sin \alpha \quad (51)$$

با فرض اینکه:

$$v_c(\pi) \geq E \quad (53)$$

لذا داریم:

$$\tan \alpha \geq 2/\pi \quad (54)$$

در این حالت جریان i_D در لحظه t_1 به مقدار ماکزیمم خود و در لحظه $\omega_T t = 0$ به مقدار مینیمم خود می رسد. لذا داریم:

$$V_{LD} = E - (4/\pi) IZ \sin(\omega_T t - \alpha) \quad (55)$$

از آنجائی که

$$V_{LD}(\omega_T t_1) = 0 \quad (56)$$

در نتیجه داریم:

$$\omega_T t_1 = \arcsin(1/A) + \alpha$$

و از آنجا زمان t_1 به دست می آید. برای به دست آوردن ریبل جریان داریم:

$$\Delta I = \frac{1}{\omega_T L_D} \int_0^{\omega_T t_1} V_{LD} d(\omega_T t) = \frac{E}{\omega_T L_D} [\omega_T t_1 + A [\cos(\omega_T t_1 - \alpha) - \cos \alpha]] \quad (57)$$

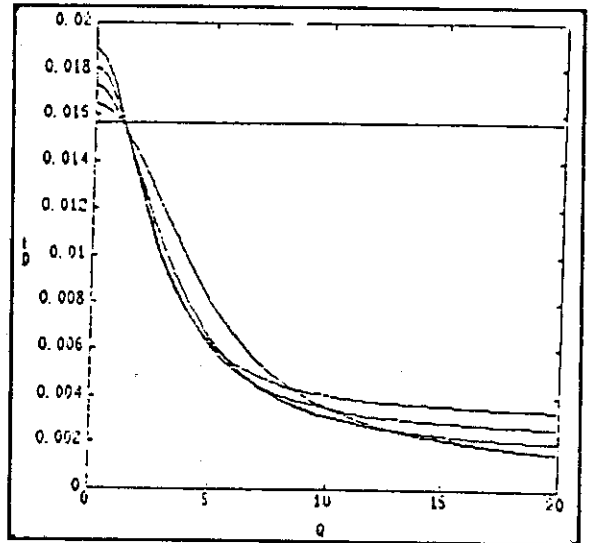
از جای گذاری مقادیر E و t_1 در رابطه بالا خواهیم داشت:

$$L_D/L = \frac{4}{\pi ABQY} [\sin^{-1}(1/A) + \alpha + A [\cos(\sin^{-1}(1/A)) - \cos \alpha]] \quad (58)$$

که در آن:

$$Y = \Delta I/I \quad (59)$$

منحنی مشخصه زمان همپوشانی در شکل (۱۱) نشان داده شده است.



شکل (۱۱) منحنی مشخصه زمان همپوشانی بر حسب Q

در $PQ=1$ زمان همپوشانی ماکزیمم مقدار خود را داراست، و حتی در Q های بالا مقدار آن قابل مقایسه با زمان خاموشی تریستور می گردد. لذا در $PQ=1$ زمان مؤثر خاموشی تریستور شدیداً کاهش می یابد. برای $PQ > 1.05$ بازه زمانی مذکور کوچکتر شده و از آن روی زمان خاموشی تریستور کاهش یافته و قابل صرف نظر کردن می گردد. در نهایت مقدار واقعی t_{qn} به دست می آید:

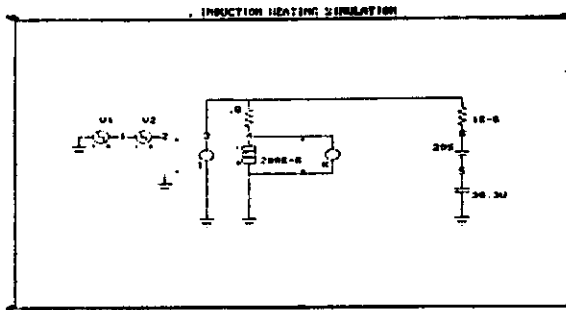
$$t_{qn} = t_{qn} - 2\psi \quad (52)$$

محاسبه سلف صاف کننده جریان مستقیم

همان طوری که قبلاً اشاره شد، منبع ولتاژ E همراه با سلف L (لینک DC) موجب صاف شدن جریان ورودی اینورتر خواهد شد. به همین دلیل منبع ولتاژ مزبور را همراه با سلف L به صورت منبع جریان مدل نمودیم. انتخاب سلف L بر این مبنا صورت می پذیرد که تا حد امکان ریبل جریان کم شود جریانی عبوری از L دارای دو نقطه ماکزیمم و می نیمم می باشد. که در آنها $V_{LD}=0$ است.



M cap مورد تحلیل قرار گرفته و با استفاده از آنالیز حالت گذرا، شکل موج ولتاژ و جریان بار به دست آمده است. شکل (۱۳) مدل به کار رفته در این برنامه را نشان می دهد. در این شکل جریان اولیه کوپل به صورت منبع جریان (K) موازی با کوپل و ولتاژ اولیه خازن به صورت منبع ولتاژ سری با خازن مدل شده است.



شکل (۱۳) مدل استفاده شده در برنامه Mcap

شکل (۱۴) نیز موجهای به دست آمده توسط برنامه را نشان می دهد. قسمت بالای شکل موج، جریان (منبع ولتاژ وابسته) و ولتاژ دو سر بار و قسمت پایین شکل نیز جریان کوپل و خازن را نشان می دهد. نتایج به دست آمده از M cap را می توان این گونه بیان کرد:

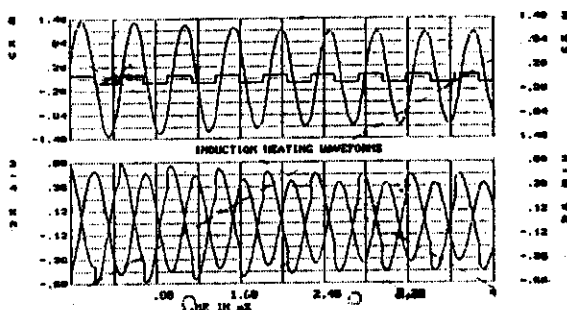
الف- بعد از حالت گذرا مدار پایدار می گردد.

ب- شکل موج ولتاژ بار و جریان کوپل سینوسی است.

ج- شکل موج جریان خازن دارای اعوجاج می باشد.

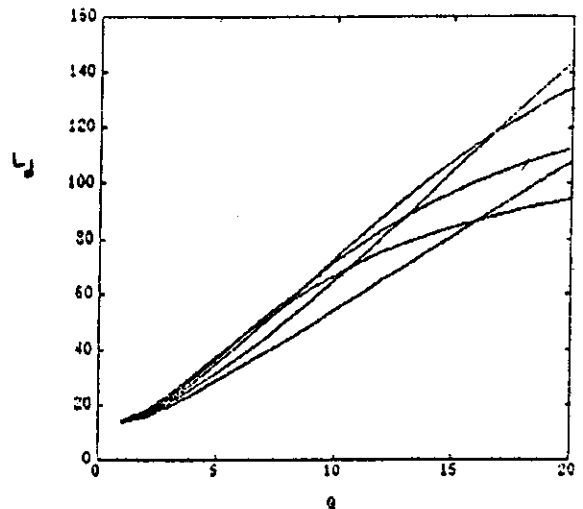
د- دامنه ولتاژ به دست آمده از آن برابر با دامنه ولتاژ محاسبه شده می باشد.

هـ- زمان خاموشی سازی نیز برابر با زمان خاموشی سازی محاسبه شده می باشد.



شکل (۱۴) نتایج به دست آمده از Mcap

منحنی های L_H برای ۱۰٪ رپیل در شکل (۱۲) رسم شده است.



شکل (۱۲) منحنی تغییرات L_H نسبت به Q برای رپیل ۱۰٪

پسچیدگی منحنی ها بر مبنای طبیعت رپیل جریان می باشد هنگامی که رپیل جریان یعنی y مشخص باشد انتخاب L_H بستگی به Q و P_Q خواهد داشت.

محاسبه شدت تغییرات جریان بار (di/dt)

رابطه (۴۴) را مجدداً می نویسیم:

$$i_{S3} = (I - i)/2$$

i_{S3} در واقع جریان تریستوری است که در این مرحله می خواهد روشن شود، لذا باید برای محاسبه تغییرات جریان از i_{S3} نسبت به زمان مشتق گرفت و داریم:

$$di_{S3}/dt = (2IZ/\pi L_S) \sin(\omega t - \alpha - \psi) \quad (60)$$

که مقدار آن در لحظه روشن شدن عبارت است از:

$$di_{S3}/dt|_{t=0} = (2IZ/\pi L_S) \sin(\alpha + \psi) \quad (61)$$

با در نظر گرفتن L_S مناسب می توان مقدار di/dt را کنترل نمود.

تحلیل مدار با استفاده از بسته نرم افزاری M cap

در این قسمت مدار با استفاده از بسته نرم افزاری

در طراحی اینورتر جهت تغذیه کوره القایی دو مسأله حائز اهمیت می باشد.

الف- تغییرات بار

خاصیت مغناطیسی فلزات آهنی موجب می گردد فرآیند حرارتی این نوع فلزات تغییر فاحشی نسبت به دیگر فلزات داشته باشد. نرخ تضعیف حالت مغناطیسی آهنی در حرارتهای پایین نسبتاً کم می باشد. ولی هنگامی که فلز از نقطه کوری (دمای 750°C) می گذرد خاصیت مغناطیسی خود را تماماً از دست می دهد و به عنوان فلز غیر آهنی عمل می کند. تحت این شرایط اندوکتانس کوئل به شدت کاهش یافته و نتیجتاً فرکانس رزونانس افزایش سریع می یابد. اگر این مرحله از کار در طراحی مدارات کنترل منظور نگردد، سیستم از حالت پایدار خود خارج خواهد شد.

ب- کموتاسیون صحیح ترستور

عدم خاموشی سازی ترستور موجب اتصال کوتاه در مدار خواهد گردید، برای جلوگیری از این امر باید همواره اختلاف فاز بین ولتاژ دو سر بار و جریان ورودی برقرار گردد. این عمل توسط مدار سوئیچینگ ترستورها صورت می گیرد. برای این منظور بایستی نسبت ω_p/ω_r حول و حوش $9/10$ همواره برقرار باشد. مطابق شکل ۹ مقدار $PQ > 1.05$ می تواند مناسب باشد همچنین تحت این شرایط زمان هم پوشانی نیز کاهش می یابد. افزایش مقدار PQ موجب افزایش دامنه ولتاژ دو سر بار خواهد گردید، لذا محدودیت در انتخاب PQ بالا وجود دارد. از طرفی شکل ۱۲ نشان می دهد که مقدار $PQ > 1.15$ برای کاهش L در رپیل ثابت مقدار مناسبی است. لذا با توجه به جمیع جهات و محاسبات به عمل آمده مقادیر زیر ناحیه عملکرد مطمئن ترستور را به دست می دهد.

نتیجه گیری:

روش ارائه شده جهت طراحی در عین ساده بودن بر اساس اصول محکمی استوار است. به علاوه درک صحیحی از عملکرد مدار و اثرات پارامترهای مدار روی عملکرد اینورتر را نشان می دهد. نتایج به دست آمده از M_{cap} نیز مؤید نتایج محاسبه شده می باشد. توضیحات ارائه شده نشان می دهد که نسبت فرکانس سوئیچینگ به فرکانس رزونانس بار بین $1/0.5$ و $1/1.5$ رنج مناسبی برای عملکرد اینورتر از جمله عملکرد صحیح کموتاسیون می باشد، لذا باید سیستم کنترل بتواند چنین تمهیدی را صورت دهد.

جدول ۱ - ناحیه عملکرد مطمئن

| مقدار Q | مقدار PQ | V_{sum} |
|-----------|------------|-----------|
| 3-5 | 1.20-1.22 | 2.2-2.6 |
| 5-8 | 1.15-1.20 | 2.2-3.2 |
| 8-12 | 1.10-1.15 | 2.2-3.2 |
| 12-19 | 1.07-1.10 | 2.0-3.2 |

منابع:

- 1- "Latest developments in static high frequency power sources for induction heating", by B. R. Pelly, IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., Vol. IECI. 17, No.4 June 1970, pp. 297-312.
- 2- "A high frequency power supply for induction heating and melting" by George Havas & R. A. Sommer, IEEE.
- 2'- "A thyristor inverter for medium-frequency induction heating" by K. B. Zhao, IEEE trans-
- actions on industrial electronics, Vol. IE-31, No. 1, February 1984.
- 3- "A static power supply for induction heating" by J. P. Landis.
- 4- "Practical design considerations for inverter drives" by carlton E. Graf. IEEE transactions on industry applications, Vol. IA-9, No. 5, September/October 1973.
- 5- "Application of thyristor inverters in induction heating and melting" by S. N. Okeke, Electronics



- & power, Vol. 24, P. 217-221, March 1978.
- 6- "Current-fed inverter for induction heating" by M. R. Roda, J. Inst. electron telecommun eng., Vol. 24, p. 81-85, 1985.
 - 7- "New developments in high-frequency power sources "by william E.Frank, IEEE transactions on industry and general applications, Vol. IGA-6, No.1, January/February 1970.
 - 8- "The rating and application of SCRs designed for power switching at high frequencies" by Raymond F. Dyer, IEEE transactions on industry and general applications, Vol. IGA-2, No. 1, Jan/Feb. 1966.
 - 9- "Power electronics and applications" by Finny.
 - 10- "Power electronics" by kjeld Thorborg, Prentice Hall.
 - 11- "Electroheat I" / University of loughborough.