مبدل‌هاي DC/DC رزونانسي با رگولاسيون باروخط

رحيم اسفنديارپور دانشكده مهندسي برق دانشگاه صنعتي خواجه نصيرالدين طوسي
email:r_esfandyarpour@yahoo.com
حسام اسفنديار پور دانشكده مهندسي برق دانشگاه استنفورد آمريكا email: hesaam@stanford.edu

با تشكر از دكتر احمد رادان عضو هيات علمی دانشگاه خواجه نصيرالدين طوسي

چكيده

با توجه به نقش بسيار مهم و حياتي مبدلهاي قدرت در جهان امروزي ، مبدلهاي با حجم كمتر و بازدهي بيشتر توجه صنایع را بخود بيشتر جلب كرده اند. دراين راستا مبدلهاي رزونانسي داراي شرايط مطلوبي هستند. در اين مقاله به معرفي مبدل‌هاي رزونانس موازي سری شده باک مبدل كاهنده رزونانسی به عنوان يک مبدل دو طبقه پرداخته می‌شود و سپس عملكرد آنها از نظر تئوري و عملي مورد بررسي قرار ميگيرد. مشاهده مي شود كه نتايج عملي مبدل پيشنهادي با تقريب بسيار خوبي به نتايج تئوري نزديك هستند.همچنين از مزيتهاي اين مبدل عملكرد مبدل نهايي تحت شرط كليدزني در ولتاژ صفرامیباشد ،ای‌ن مبدل دارای بازدهی بالا و چگالي توان مناسبي می باشد و نويز EMI *در محدوده وسيعي از توان خروجي كاربرد دارد.مشاهده مي شود كه نتايج عملي مبدل پيشنهادي با تقريب بسيار خوبي نتايج تئوري را تائيد می كنند.*

1) مقدمه

با توجه به كاربردهاي فراوان مبدل‌هاي قدرت، مبدلهائی كوچكتر و كاراتر از مطلوبيت بيشتري برخوردار هستند، لذا كوچك‌سازي مبدل‌هاي قدرت به صورت يك موضوع پراهميت جلوه‌گر شده است.حجم بيشتر مبدل‌هاي قدرت را مي‌توان با افزايش فركانس كارشان كوچكتر نمود زيرا با افزايش فركانس ترانسفورماتور,سلف و خازن كوچكتري مورد نياز است. از طرفي مبدل‌ها را مي‌توان با افزايش بازدهي‌شان تااندازه ای كوچكتر نمود زيرا در اين صورت گرماخور كوچكتري مورد نياز است. بنابراين افزايش فركانس كار و بازدهي مبدل‌ها به صورت يك هدف سودمند نمايان گشته است. يكي از انواع پركاربرد مبدل‌های DC/DC *مبدل رزونانسي است، منظور از مبدل‌هاي رزونانسي مبدل‌هايي است كه كليدزني در آنها تحت شرايط جريان صفر يا ولتاژ صفر صورت مي‌پذيرد (كليدزني نرم). يكي از انواع اين مبدل‌ها، مبدل رزونانسي موازي تغذيه‌شونده با منبع جريان است. مشاهده مي‌شود كه اين مبدل علي‌رغم سادگي ساختار و بازدهي مناسب فاقد رگولاسيون‌هاي بار و خط است. اما در عوض ايزولاسيون ميان ورودي و خروجي را به خوبي فراهم مي‌سازد. يكي از روشهايي كه براي برقراري رگولاسيون‌هاي بار و خط*

ارائه مي‌شود اين است كه جريان منبع جريان ورودي كنترل شود. اضافه نمودن يك طبقه مبدل جديد ميان منبع ولتاژ ورودي و سلف منبع جريان ورودي كه قابليت كنترل جريان منبع جريان را داشته باشد، خواسته‌هاي موردنظر را تأمين مي‌نمايد. [1] مبدل كاهنده(باک) نامزد مناسبي براي اين كار به شمار مي‌رود زيرا علاوه بر ساختار ساده قابليت كنترل سلف جريان خروجي‌اش را داراست. مشكل مبدل كاهنده معمولي اين است كه فاقد عملكرد تحت شرايط كليدزني نرم مي‌باشد لذا استفاده از آن، راندمان مبدل رزونانس موازي با كليدزني نرم را تحت تأثير قرار ميدهد و مبدل نهايي فاقد محسنات كليدزني نرم خواهد بود. لذا مي‌توان از تبديل يك مبدل كاهنده معمولي به مبدل كاهنده رزونانسي كه تحت شرايط كليدزني نرم كار ميكند، استفاده كرد. [3, 2] با ادغام دو مبدل رزونانس موازي و كاهنده رزونانسي مبدل نهايي شكل مي‌گيرد كه نه تنها داراي ايزولاسيون ميان بار و منبع است بلكه داراي رگولاسيون‌هاي بار و خط مي‌باشد و علاوه برآن شرايط كليدزني نرم را نيزدارا است.

2) معرفي توپولوژي مبدل ادغام شده

شكل 1 الف دياگرام مداري مبدل نهايي را نشان ميدهد. اگر سلف L_{ch} به اندازة كافي بزرگ باشد كه بتوان آنرا منبع جريان فرض كرد ميتوان مبدل شكل 1 الف را به دو طبقة مجزا تقسيم نمود. طبقة اول شبيه به مبدل باك رزونانسي است (شكل 1 ب) و طبقه دوم همانند مبدل رزونانس موازي تغذيه‌شونده با منبع جريان است (شكل 1ج). طبقة اول وظيفة كنترل ولتاژ خروجي را از طريق كنترل جريان سلف L_{ch} به عهده دارد حال آنكه طبقة دوم علاوه بر ايجاد ايزولاسيون ميان بار و منبع، وظيفه تغيير سطح ولتاژ را (چه افزايش و چه كاهش) عهده‌دار است. همچنين مي‌دانيم كه اساس كار طبقة دوم بر مبناي عملكرد مدار تانك RLC مي‌باشد. لذا با توجه به اينكه طبقة اول فركانس كار ثابتي ندارد مدار تانك موازي نقش مؤثري در فيلتر كردن خروجي طبقة اول دارد. شكل 2 شكل موجهاي كل مبدل را نشان مي‌دهد كه حاصل شبيه‌سازي اين مبدل در نرم‌افزار SPICE است. فركانس كار بخش اول حدوداً سه برابر فركانس كار بخش دوم انتخاب گرديده است. ولتاژ ورودي 48 ولت مي‌باشد. ريپل كم جريان سلف L_{ch} قابل توجه است و به اين ترتيب مي‌توان با تقريب خوبي آنرا يك منبع جريان فرض نمود.

3) طراحي مبدل **DC-DC**

هدف طراحي مبدلي است كه داراي مشخصات زير مي‌باشد:

ولتاژ ورودي $V_{in} = 48^{V} \pm 10\%$

ولتاژ خروجي $V_0 = 15^{V} \pm 0.3$

محدودة تغييرات توان خروجي $0 \le P_0 \le 100^{w}$

با توجه به اينكه مقاومت بار محدودة تغييرات وسيعي دارد. $2.25^{\Omega} < R_L < \infty^{\Omega}$ براي طراحي طبقة اول (مبدل باك رزونانسي) نسبت تبديل (M_1) را به گونه‌اي انتخاب مي‌كنيم كه به ازاي محدودة وسيعي از تغييرات مقاومت بار مبدل باك رزونانسي قادر به عملكرد تحت شرايط كليدزني نرم باشد. مشاهده ميگردد كه به ازاي $M_1=0.4$ محدوده تغييرات $0.1^{\Omega} < r_N < 10^{\Omega}$ به راحتي تحت پوشش ناحيه عملكرد مناسب مدار قرار دارد. همچنين اگر بازدهي طبقة دوم (مبدل رزونانسي موازي) را 85% فرض كنيم براي طبقة اول مشخصات زير حاصل مي‌شوند:

ولتاژ ورودي $V_{in} = 48^{V} \pm 10\%$

نسبت تبديل به ازاي ولتاژ ورودي نامي $M_1 = 0.4$

ولتاژ خروجي (شكل 1ب) $\overline{V_D} = 0.4 \times 48 = 19.6V$

محدودة تغييرات توان خروجي $0 < P_{01} < \frac{100}{0.85} = 118^{W}$

كمترين مقدار مقاومت بار مربوط به طبقة اول $R_{L1\min} = \frac{\overline{VD}^2}{P_{01\max}} = 3.27^{\Omega}$

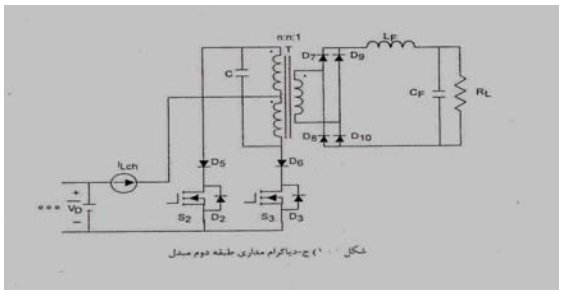
با توجه به مطالبي كه تاكنون ذكر گرديده است براي مبدل رزونانس موازي تغذيه‌شونده با منبع جريان طبقة دوم مشخصات زير بدست مي‌آيند:

ولتاژ ورودي (شكل 1ج) $\overline{V_D} = 1906^{V}$

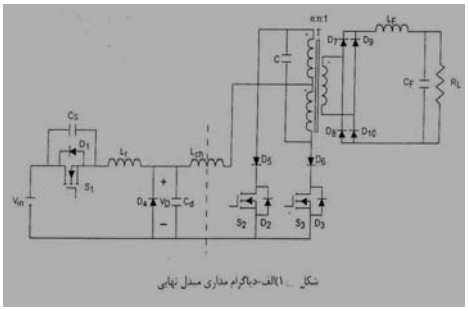
ولتاژ خروجي $V_0 = 15^{V}$

نسبت تبديل $M_2 = \frac{15}{20} = 0.75$

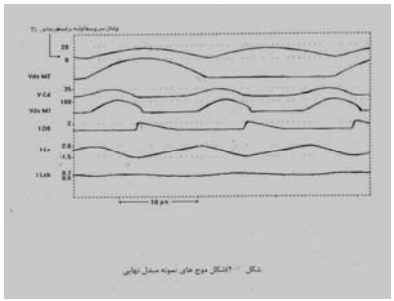
محدودة تغييرات توان خروجي $6 < P_0 < 100^{W}$

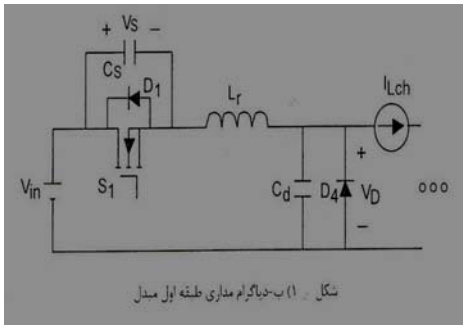


شكل 1) ج-دياگرام مداري طبقه دوم مبدل



شكل 1) الف-دياگرام مداري مبدل نهايي


شكل 1) اشكال موج هاي نمونه مبدل نهايي

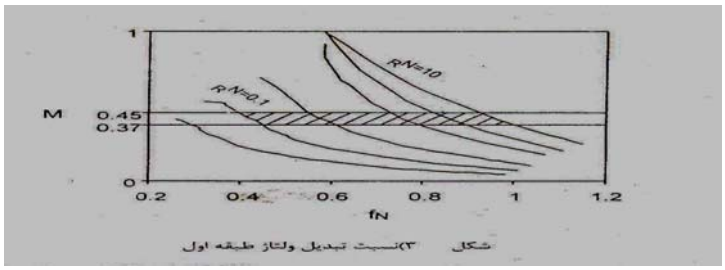


شكل 1) ب-دياگرام مداري طبقه اول مبدل

3-1) طراحي طبقة اول مبدل

همانگونه كه مي‌دانيم مقدار $C_N = C_d C_s$ *دراختيار طراح مدار مي‌باشد. شبيه‌سازي‌هاي متعدد بيانگر اين موضوع مي‌باشد كه انتخاب* C_N *در محدودة* $2.5<C_N<3.5$ *انتخاب مناسبي است چرا كه علاوه بر برقراري شرايط كليدزني نرم در محدوده وسيعي از تغييرات مقاومت بار استرس‌هاي جرياني و ولتاژي كليد و ديود با عناصر موجود در بازار سازگار مي‌باشد، از اين رو براي طراحي مبدل باك رزونانسي مقدار* $C_N=3$ *در نظر گرفته شده است. شكل 3 نسبت تبديل مبدل باك رزونانسي را به صورت تابعي از فركانس نرماليزه و به ازاي مقادير مختلف مقاومت بار نرماليزه نشان مي‌دهد. با توجه به مشخصات طبقه اول داريم:*

$$\left.\begin{array}{l} V_m = 48^{V} \pm 10\% \\ V_0 = 19.6^{1} \end{array}\right\} \Rightarrow \quad 0.37 < M_1 < 0.45 \qquad (1)$$



شكل ۳ نسبت تبديل ولتاژ طبقه اول

با توجه به محدوده تغييرات M_1 *دو خط افقي در شكل 3 ترسيم شده‌اند. با توجه به شكل، منحني* $R_N=0.1$ *آخرين مرزي است كه به طور كامل محدوده تغييرات* M_1 *را پوشش مي‌دهد لذا* $R_N=0.1$ *را متناظر با كمترين مقاومت بار در نظر مي‌گيريم:*

$$R_{N\min} = 0.1^{\Omega} \Leftrightarrow R_{L1\min} = 3.27^{\Omega} \qquad (2)$$

اگر $R_{N\min}$ را مقداري كوچكتر از 0.1^{Ω} در نظر بگيريم مشاهده مي‌گردد كه استرس ولتاژي كليد افزايش قابل ملاحظه‌اي مي‌يابد لذا براي انتخاب مقدار $R_{N\min}$ *استرس ولتاژي كليد نيز بايد مورد نظر باشد. لذا با توجه به مقاومت بار در نرماليزاسيون و* Z_s *قابل محاسبه است:*

$$R_N = \frac{R_L}{Z_S} \Rightarrow Z_S = \frac{3.27}{0.1} = 32.7^{\Omega} \qquad (3)$$

با در نظر گرفتن ناحية هاشور خورده در شكل 3 مشاهده مي‌گردد كه كمترين فركانس كار مربوط به حالتي است كه $R_N=0.1$ *و* $M_1=0.45$ *باشد. اگر كمترين فركانس كاري مدار را برابر* 70^{KHZ} *درنظر بگيريم با توجه به اينكه در نرماليزاسيون فركانس مي‌توانيم از فركانس* f_s *استفاده كنيم يعني با توجه به رابطه زير:*

$$f_N = \frac{f}{f_s} \qquad \left(f_s = \frac{ws}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_s}} \right)$$

داريم:(4) $$f_{L\min} = 0.40 \Leftrightarrow f_{\min} = 70KH_z$$

$$\left.\begin{array}{l} V_m = 48^{V} \pm 10\% \\ V_0 = 19.6^{1} \end{array}\right\} \Rightarrow \quad 0.37 < M_1 < 0.45 \qquad (5)$$

با توجه به محدوده تغييرات M_1 *دو خط افقي در شكل 3 ترسيم شده‌اند. با توجه به شكل، منحني* $R_N=0.1$ *آخرين مرزي است كه به طور كامل محدوده تغييرات* M_1 *را پوشش مي‌دهد لذا* $R_N=0.1$ *را متناظر با كمترين مقاومت بار در نظر مي‌گيريم:*

$$R_{N\min} = 0.1^{\Omega} \Leftrightarrow R_{L1\min} = 3.27^{\Omega} \qquad (2)$$

اگر $R_{N\ min}$ *را مقداري كوچكتر از* 0.1^{Ω} *در نظر بگيريم مشاهده مي‌گردد كه استرس ولتاژي كليد افزايش قابل ملاحظه‌اي مي‌يابد لذا براي انتخاب مقدار* $R_{N\ min}$ *استرس ولتاژي كليد نيز بايد مورد نظر باشد. لذا با توجه به مقاومت بار در نرماليزاسيون و* Z_S *قابل محاسبه است:*

$$R_N = \frac{R_L}{Z_S} \Rightarrow Z_S = \frac{3.27}{0.1} = 32.7^{\Omega} \qquad (3)$$

با در نظر گرفتن ناحية هاشور خورده در شكل 3 مشاهده مي‌گردد كه كمترين فركانس كار مربوط به حالتي است كه $R_N=0.1$ *و* $M_1=0.45$ *باشد. اگر كمترين فركانس كاري مدار را برابر* 70^{KHZ} *درنظر بگيريم با توجه به اينكه در نرماليزاسيون فركانس مي‌توانيم از فركانس* f_s *استفاده كنيم يعني با توجه به رابطه زير:*

$$f_N = \frac{f}{f_s} \qquad \left(f_s = \frac{ws}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_s}} \right)$$

داريم:(4)

$$f_{L\min} = 0.40 \Leftrightarrow f_{\min} = 70KH_z \qquad (4)$$

$$f_N = \frac{f}{f_s} \Rightarrow f_s = \frac{70}{0.4} = 175KH_z \qquad (5)$$

با معلوم شدن مقدار Z_s و f_s مقدار عناصر L_r و C_s قابل محاسبه مي‌باشند.

$$L_r = \frac{Z_s}{2\pi fs} = 29.7^{\mu H} \qquad (6)$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi\ f_s Z_s} = 27.8 \qquad (7)$$

$$C_d = C_N \times C_S = 3 \times C_S = 83.4^{nf} \qquad (8)$$

اگر $R_N = 10^{\Omega}$ را حد نهايي بزرگ بودن R_N در نظر بگيريم طبق شكل 3 بيشترين فركانس كاري مبدل در پنجرة هاشور خورده برابر است با:

$$\left.\begin{array}{l} f_{N\max} = 1.03 \\ f_S = 175^{KHZ} \end{array}\right\} \Rightarrow f_{\max} = 180^{KHZ} \qquad (9)$$

همچنين مي‌دانيم كه ماكزيمم استرس ولتاژي كليد در پنجره مورد نظر 4/5 برابر ولتاژ ورودي است. همچنين قابل مشاهده است كه بيشترين جريان گذرنده از كليد S برابر 8.6 آمپر مي‌باشد. از يك Power MOSFET به عنوان كليد S استفاده مي‌كنيم. دانستن دو مقدار فوق‌الذكر براي انتخاب Power MOSFET ضروري است مثلاً مي‌توان از IRF 740 استفاده نمود كه يك Power MOSFET ، 5 آمپر، 400 ولت و 125 وات است. لازم به يادآوري است كه ديود دروني Power MOSFET در نقش ديود D_S ادايي وظيفه مي‌كند و نيازي به اضافه كردن ديود بيروني نيست.براي انتخاب ديود D_4 بايد استرس‌هاي جرياني و ولتاژي آن را بدانيم همچنين ديده مي‌شود كه بيشترين دسترس ولتاژي ديود D_4 دو برابر ولتاژ ورودي است و نيز پيداست كه بيشترين جريان گذرنده از ديود D_4 برابر 8/5 آمپر مي‌باشد. با موازي نمودن دو ديود 8TQ100 مي‌توان ديود D_4 را تحقق ساخت. ديود 8TQ100 يكي ديود شاتكي 8 آمپر و 100 ولت است. علت استفاده از ديود شاتكي علاوه بر سريع بودن آن اين است كه افت ولتاژ آن در حالت عادي كمتر از ديودهاي معمولي است و لذا تلفات كمتري دارد.

3-2) طراحي طبقه دوم مبدل

اگرچه در محاسبه نسبت تبديل مبدل رزونانس موازي تغذيه‌شونده با منبع جريان، از افت ولتاژ ديودهاي بخش يكسوساز خروجي مي‌توانيم صرف‌نظر كنيم، اما براي طراحي مبدل رزونانس موازي براي هر ديودافت ولتاژ 0.3 ولت را در نظر مي‌گيريم.بنابراين با توجه به اينكه ولتاژ ورودي طبقه دوم 19.6 ولت و ولتاژ خروجي آن 15 ولت است، نسبت تبديل برابر است:

$$n = \frac{19.6}{15 + 2 \times 0.3} = 1.26 \qquad (10)$$

با توجه به اينكه حداكثر توان خروجي 100 وات مي‌باشد پس حداقل مقاومت بار برابر است با :

$$P_{0\max} = 100^{W} \Rightarrow R_{L\min} = \frac{5^2}{100} = 2.25^{\Omega} \qquad (11)$$

مقاومت بار كه با مدار رزونانس، موازي مي‌گردد برابر2.9 اهم مي‌گردد. ACبا انجام محاسبات مقاومت معادل مدار را كه متناظر با اين مقاومت بار است برابر 3 در نظر مي‌گيريم. حال اگر فركانس رزونانس را برابر Qحداقل 50 كيلوهرتز در نظر بگيريم مي‌توان نوشت:

$$\left.\begin{aligned} Q_{\min} &= 1 - \frac{W_0}{2\alpha_{\max}} \\ f_0 &= 50^{KHZ} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \alpha_{\max} = 1.57 \times 10^5 \qquad (12)$$

بر اساس رابطه $\alpha = \frac{-L_b}{8L_a C R_L} = -\frac{1}{2n^2 C R_L}$ مقدار خازن C قابل محاسبه است:

$$\alpha_{\max} = \frac{1}{8n^2 C R_{\min}} \Rightarrow c = \frac{1}{2n^2 C R_L} \qquad (13)$$

اگر L_{ch} به مراتب از L_a بزرگتر باشد رابطه‌اي بصورت زير براي W_0 خواهيم داشت و اندوكتانس La قابل محاسبه است.

$$W_0 \cong \sqrt{\frac{1}{4_{L0}C}} \Rightarrow La = 14.7^{\mu H} \qquad (14)$$

اندوكتانس سلف L_{ch} *را 0.5 ميلي هانري در نظر مي‌گيريم. اين مقدار هم نسبت به* L_a *در طبقه دوم و هم نسبت به* L_r *در طبقه اول به مراتب بزرگتر است و بنابراين به خوبي همانند منبع جريان عمل مي‌نمايد. مي‌توان نشان داد كه حداكثر ولتاژي كه به كليدهاي* S_1 *و* S_2 *در حالت خاموش بودن اعمال مي‌شود تقريباً 4 برابر ولتاژ ورودي طبقه دوم است كه مقدار آن80 ولت مي‌شود، از طرف ديگر حداكثر جريان عبوركننده از كليدها در حالت خاموش بودن برابر است با حداكثر جريان سلف* L_{ch} *كه 6 آمپر مي‌باشد. از* IRF530 *ميتوان به عنوان كليدهاي* s_1 *و* s_2 *استفاده نمود. اين* Power MOSFET *از نوع كانال* N*، 14 آمپر و 100 ولت است. با توجه به اينكه به جاي كليدهاي* s_1 *و* s_2 *از* Power MOSFET *استفاده نموده‌ايم. براي خنثي‌سازي اثر ديودهاي دروني آن ناچار به استفاده ازديودهاي* D_5 *و* D_6 *مي‌باشيم. هنگامي كه مدار در حالت قفل فركانسي كار مي‌كند نيازي به اين دو ديود نيست اما به واسطه عبور مدار از مراحل گذرا در لحظه روشن شدن مبدل بهتر است اين دو ديود در مدار باشند. براي اين دو ديود از ديود شاتكي* STP1545D *استفاده مي‌كنيم كه 15 آمپر و 45 ولت مي‌باشد. ديودهاي يكوساز در خروجي از نظر ولتاژ معكوس بايد قادر به تحمل* $V_0 * \frac{\pi}{2} = 24$ *ولت و از نظر جريان بايد قادر به عبوردهي جريان خروجي ماكزيمم يعني6.7 آمپر باشند لذا براي تحقق آنها نيز از ديود* STPS1454D *استفاده مي‌كنيم.*

4) مدار فرمان

شكل 4 بلوك دياگرام مدار قدرت و مدار فرمان را نشان مي‌دهد و شكلهاي 5 الف و 5 ب دياگرام مدارهاي بخش قدرت و بخش فرمان را نشان مي‌دهند. وظيفه عمده مدار فرمان را مي‌توان به صورت زير دسته‌بندي كرد:

الف) جستجوي گذر از صفر ولتاژها*. با توجه به اينكه كليدزني در ولتاژ صفر صورت مي‌گيرد لذا از ولتاژهاي مربوط به كليدها نمونه‌برداري شده و لحظات گذر از صفر آنها رديابي مي‌شود.*

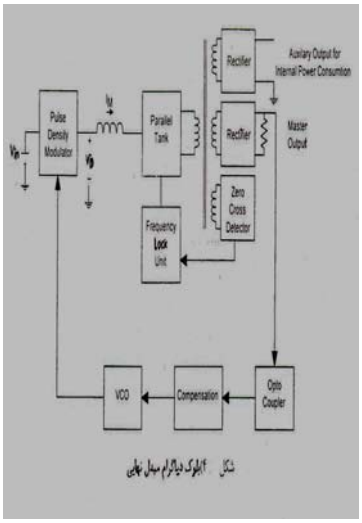
ب) مدار شروع‌كننده*: در لحظه روشن شدن مبدل با توجه به اينكه مداربهحالت دائمي خود نرسيده است تحليل‌هاي حالت دائمي صادق نيستند و مدار فرمان با اعمال رويه‌اي مغاير با رويه عملكرد عادي سعي مي‌كند تا مدار را به حالت دائمي خودش برساند.* [5, 4]

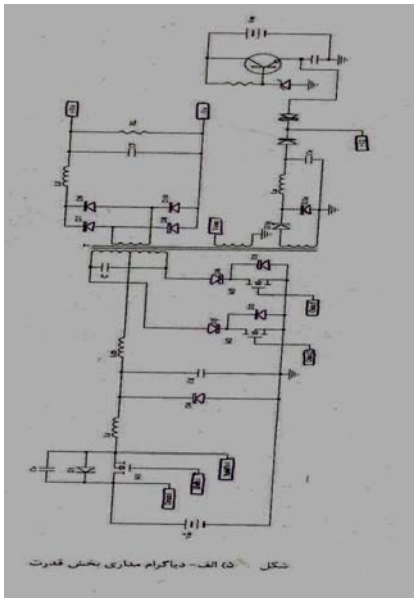
پ) حلقه فيلدبك و جبران‌سازي*: مي‌دانيم كه عملكرد مبدل باك رزونانسي تحت شرايط فركانس متغير ميباشد. براي ايجاد فركانس متغير از يك* VCO *در مدار فرمان استفاده شده است پس از نمونه‌برداري از ولتاژ خروجي و مقايسه آن با ولتاژ مرجع و انجام جبران‌سازي روي سيگنال خطا سيگنال حاصل به* VCO *اعمال مي‌گردد و* VCO *متناسب با سيگنال كنترل‌كننده فركانس كار را تنظيم مي‌نمايد.*

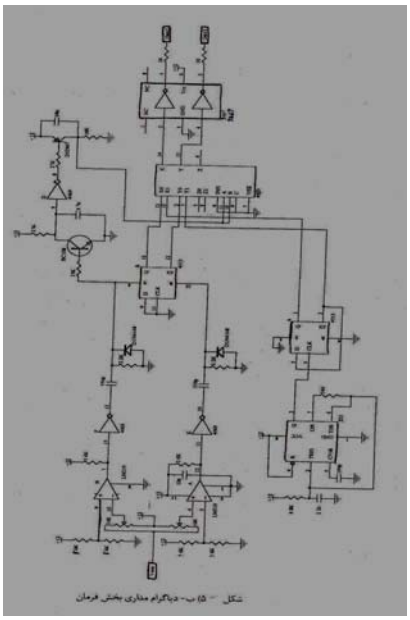
ت) تمام ايزولاسيون نوري: *براي اينكه ايزولاسيون ميان بار و منابع به نحو بهتري صورت پذيرد در مسير فيدبكي از يك* OPTO-COUPLER *استفاده شده است.*

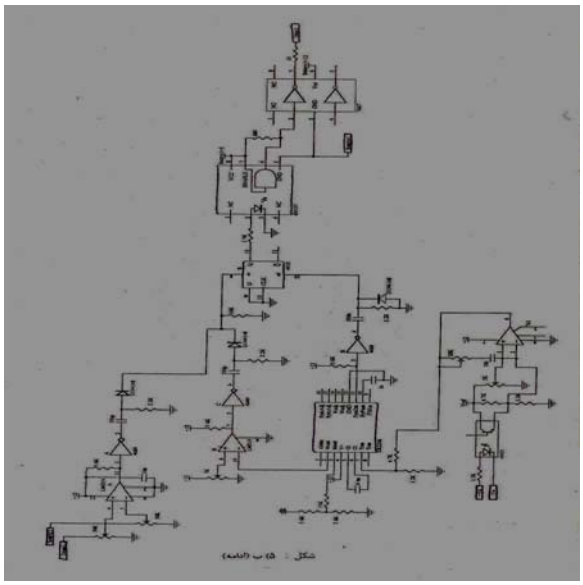
ث) منبع تغذيه: *مدار فرمان در ابتداي روشن شدن مبدل از منبع 48 ولت ورودي تغذيه مي شود اما پس از رسيدن به مبدل به حالت دائمي‌اش از يك خروجي كمكي به عنوان تغذيه استفاده مي‌كند.*

ج) راه‌انداز **Power MOSFET**ها: *در مورد* Power MOSFET *هاي طبقه دوم با توجه به اينكه سورس آنها به زمين مشترك متصل است مشكل خاصي وجود ندارد، اما در مورد طبقه اول با توجه به شناور بودن كليد آن، منبع تغذيه شناور و ايزوله‌كننده نوري مورد نياز است.*



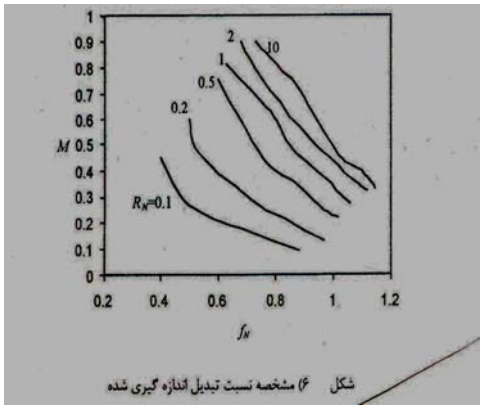




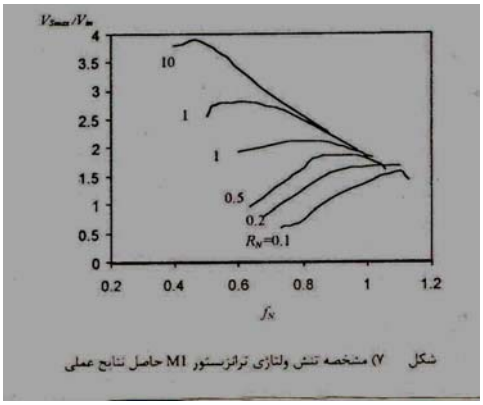


5) نتايج عملي:

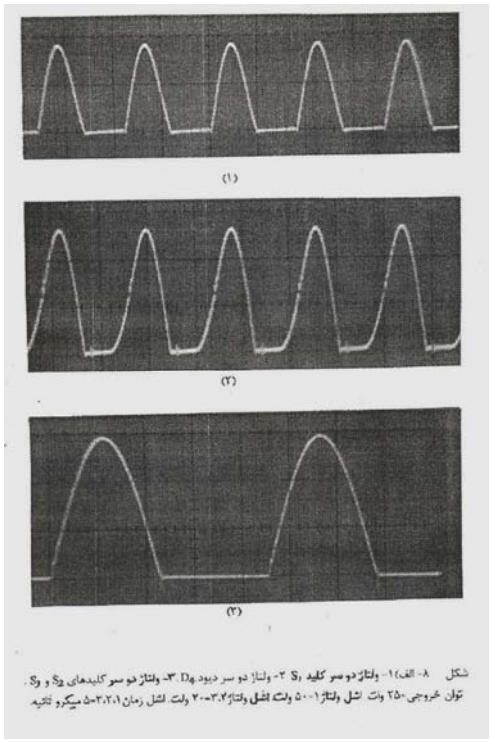
به جهت مقايسه نتايج شبيه‌سازي با نتايج عملي، مبدل طراحي شده در قسمت 3 كه دياگرام مداري آن در شكل‌هاي 5 الف وب ترسيم شده است به عنوان مثال ساخته شده و مورد بررسي قرار گرفته است. مبدل ساخته شده به خوبي خواسته‌هاي طراحي را برآورده مي‌سازد و از نظر پايداري بسيار خوشرفتار است. خوشبختانه نتايج عملي همخواني بسيار زيادي با نتايج تئوري دارد. نسبت تبديل مبدل به عنوان تابعي از فركانس نرماليزه و به ازاي مقادير مختلف بار نرماليز در شكل 6 ترسيم شده است. همچنين حداكثر استرس ولتاژ كليد طبقه اول در شكل 7 ترسيم شده است. در شكلهاي 8 الف وب شكل موج‌هاي مبدل به ازاي مقاومت‌هاي بار 10 و 5 اهم متناظر با توان‌هاي خروجي 22/5 و 45 و 100 وات رسم شده‌اند. بازدهي مبدل در دو حالت فوق به ترتيب برابر 78 و 76 درصد مي‌باشد

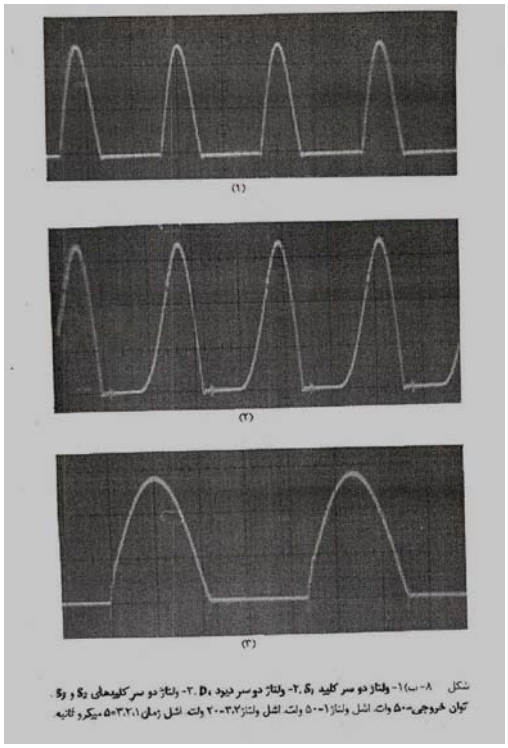


شكل ۶) مشخصه نسبت تبديل اندازه گيري شده



شكل ۷) مشخصه تنش ولتاژي ترانزيستور M1 حاصل نتايج عملي


شكل ۸- الف)۱- ولتاژ دو سر كليد S_1 ۲- ولتاژ دو سر ديود D_4 ۳- ولتاژ دو سر كليدهاي S_2 و S_3. توان خروجي ۲۵۰ وات اشل ولتاژ ۵۰۰ ولت اشل ولتاژ ۲۰-۳۰۷ ولت. اشل زمان ۵-۲۰۱۰۳ ميكرو ثانيه.


شكل ۸- ب)۱- ولتاژ دو سر كليد S_1 ۲- ولتاژ دوسر ديود D_4 ۳- ولتاژ دو سر كليدهاي S_2 و S_3 توان خروجي ۵۰۰ وات. اشل ولتاژ ۵۰۰ ولت. اشل ولتاژ ۲۰-۳۰۷ ولت. اشل زمان ۵-۲۰۱۰۳ ميكرو ثانيه.

6) نتيجه‌گيري:

مبدل‌هاي رزونانس موازي تغذيه‌شونده با منبع و باك رزونانسي به عنوان دو طبقه از يك مبدل كلي معرفي شدند و عملكرد آنها مورد بررسي تئوري و عملي قرار گرفت. نتايج عملي با تقريب بسيار خوبي به نتايج تئوري نزديك هستند.مبدل نهايي تحت شرط كليدزني در ولتاژ صفر كار مي‌كند. بنابراين از مزاياي كليدزني نرم برخوردار است. بازدهي اين مبدل زياد است، چگالي توان مناسبي دارد و نويز EMI در محدودة وسيعي از توان خروجي كاربرد دارد.همچنين مشاهده شد كه اين مبدل علي‌رغم سادگي ساختار و بازدهي مناسب فاقد رگولاسيون‌هاي بار و خط است، اما در عوض ايزولاسيون ميان ورودي و خروجي را به خوبي فراهم مي‌سازد.

مراجع

[1]- D. Zhou, A.Pietkiewicz and S. Cuk, "A Three-Switch High-Voltage Converter", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 14, No.1, pp 177-183, January 1999.

[2]- Ramshaw, R.S.:" Power Electronics: Thirstor Controlled Power for Electric Motors", Chapman and Hall, London, 1973.

[3]- Ferdosi, M.," Introduction and analyze of DC/DC Converters", MS Thesis, Chapter 4, pp 34-61, September 2000.

[4]- Kusko, A:" Solid-state D.C. Motor Drivers", MIT Press, Cambridge, Mass, 1996.

[5]- IEEE:" Graphic Symbols for Electrical and Electronics Diagrams", IEEE Standard 315-1975 / ANSI Standard 132.2-1975.