

طراحی و ساخت یک فیلتر اکتیو قدرت موازی با استفاده از یک روش جدید مبتنی بر پردازنده های دیجیتال

حسین فرزانه فرد، مسعود جباری، محمدرضا امینی، سید امیررضا احمدی مهر

دانشگاه صنعتی اصفهان، دانشکده برق و کامپیوتر

E-mail: jabbari.masoud@gmail.com & mrezaaminy@yahoo.com

چکیده- در این مقاله استخراج جریان مرجع لازم جهت کنترل فیلترهای اکتیو قدرت با استفاده از یک روش جدید مبتنی بر پردازش در حوزه زمان صورت گرفته است. روش ارائه شده بر پایه ساخت یک فضای ارتوگونال جهت استخراج ترم راکتیو ساز بار استوار است. این روش بطور قابل ملاحظه ای حجم محاسبات را کاهش داده و سرعت پردازش را افزایش می دهد. ساخت نمونه عملی موید صحت روش ارائه شده است.

کلیدواژه- جریان مرجع، فیلتر اکتیو قدرت، کیفیت توان، هارمونیک

۱- مقدمه

باشد. شمای کلی یک APF در شکل (۱) نشان داده شده است.

جریان راکتیو استخراج شده به عنوان مرجع (الگو) ی ساخت جریان در سیستم قدرت APF استفاده می شود. از اینرو استخراج جریان راکتیوساز به طور مناسب و قابل اعتماد در حضور انواع نامعینی های شبکه یکی از عمده ترین مسائل جهت پیاده سازی این سیستم ها می باشد. روشهای مبتنی بر استخراج جریان مرجع به صورت لحظه ای جهت افزایش پایداری و صحت عملکرد سیستم قدرت به طور اعم مورد توجه قرار گرفته است [۲،۳،۴]. استخراج جریان مرجع می تواند هم در حوزه زمان و هم در حوزه فرکانس انجام گیرد [۵]. استخراج جریان مرجع در حوزه فرکانس مستلزم استفاده از روشهای مبتنی بر FFT است [۴]. پیاده سازی این روشها همواره نیاز به استفاده از پردازنده های با قابلیت بالا دارند.

در این مقاله استخراج جریان مرجع به صورت لحظه ای با استفاده از ساخت یک فضای ارتوگونال و استفاده از یک

با افزایش استفاده از سیستم های الکترونیک قدرت در صنعت مسئله حصول کیفیت توان مناسب مورد توجه فراوان قرار گرفته است. با توجه به عملکرد غیر خطی اینگونه تجهیزات، هارمونیک شدن توان راکتیو مسئله عمده می باشد. این هارمونیک ها عمدتاً توسط بارهای غیر خطی مانند منابع تغذیه سوئیچینگ و کنترل کننده های سرعت موتور و .. ایجاد میگردد. این هارمونیکها باعث افت شدید کیفیت توان ایجاد تداخل در سیستمهای حساس الکترونیکی، از بین رفتن تعادل جریان در سیستم های سه فاز، بالا رفتن تلفات در فیدرها و سیم ها و ماشینهای الکتریکی می باشد. فیلترهای اکتیو قدرت به عنوان راهکاری جهت بهبود کیفیت توان در حضور هارمونیک ها مورد توجه قرار گرفته اند [۱]. اساس کار فیلترهای اکتیو قدرت (Active Power Filter : APF) موازی بر پایه استخراج جریان راکتیوساز بار و تزریق معکوس آن به سیستم جهت حذف جریان راکتیوساز از جریان منبع می

۲-۱- اثبات

با استفاده از نامساوی کوشی - شوارتز داریم:

$$\left[\int_a^b fh \right]^2 \leq \int_a^b f^2 \cdot \int_a^b h^2 \quad (7)$$

بنابر قضیه، حالت تساوی هنگامی برقرار می شود که $f = G \cdot h$ باشد. که در آن G یک مقدار ثابت است.

با جایگزینی $[a, b] = T, h = i_a(t), f = v(t)$:

$$\frac{1}{T} \int_T v(t) i_a(t) dt \leq I_{a,rms} \cdot V_{rms} \quad (8)$$

بنابر این هنگامی $I_{a,rms}$ مینیمم است که:

$$i_a(t) = G \cdot v(t) \quad (9)$$

که G هدایت بار غیر خطی است و به صورت زیر بدست می آید:

$$\int_T v(t) i(t) dt = \int_T v(t) i_a(t) dt = G \cdot \int_T v^2(t) dt \quad (10)$$

$$G = \frac{\frac{1}{T} \int_T v(t) i(t) dt}{\frac{1}{T} \int_T v^2(t) dt} = \frac{P}{V_{rms}^2} \quad (11)$$

$$i_r(t) = i(t) - G \cdot v(t) \quad (12)$$

در تمام معادلات بالا حدود انتگرال به صورت \int_T نشان داده شده است که به معنی مهم نبودن شروع زمان انتگرال گیری می باشد. لذا:

$$\int_T \equiv \int_{t-T}^t \quad (13)$$

بنابر این می توان، توان اکتیو لحظه ای و توان ظاهری را از معادلات زیر به صورت تابع انتگرال مطابق زیر بدست آمد:

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v(\tau) i(\tau) d\tau \quad (14)$$

$$S(t) = V_{rms}(t) \cdot I_{rms}(t) \quad (15)$$

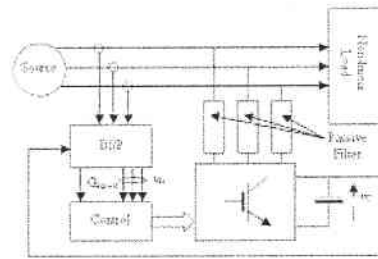
$$PF(t) = \frac{P(t)}{S(t)} \quad (16)$$

$$G(t) = \frac{P(t)}{V_{rms}^2(t)} \quad (17)$$

بنابراین جریان راکتیو لحظه ای در حالت پایدار، برابر است با:

$$i_r(t) = i(t) - G(t) \cdot v(t) \quad (18)$$

الگوریتم بازگشتی در حوزه زمان صورت گرفته است. روش ارائه شده حجم محاسبات را به طور عمده ای کاهش داده و امکان افزایش سرعت را فراهم آورده است. خطای محاسبات ناشی از پردازش با دقت محدود در الگوریتم ارائه شده تماما به صورت لحظه ای و غیر جمع شونده است. نتایج عملی بر روی یک سیستم نمونه، صحت روش ارائه شده را تایید می کنند.



شکل ۱: شمای کلی یک فیلتر اکتیو قدرت

۲-۲ روش بدست آوردن هارمونیک ها در حوزه زمان به صورت دیجیتال:

فرض کنید جریان و ولتاژ هم پریود و در هر لحظه از زمان به ترتیب $v(t), i(t)$ باشند. بنابراین توان اکتیو و توان ظاهری به صورت زیر تعریف می شوند:

$$P = \int_T v(t) i(t) dt \quad (1)$$

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \quad (2)$$

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3)$$

جریان را می توان به صورت جمع دو مولفه ی اکتیو $i_a(t)$ و راکتیو $i_r(t)$ مطابق زیر نوشت؛ که $i_a(t)$ توان اکتیو بار و $i_r(t)$ توان راکتیو بار را تامین می کنند.

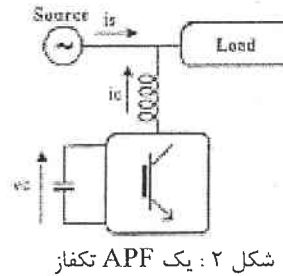
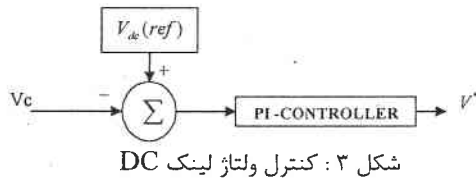
$$i(t) = i_a(t) + i_r(t) \quad (4)$$

ترم راکتیو جریان باید به گونه ای در نظر گرفته شود که نه تنها در معادله (۵) صدق کند (نداشتن توان اکتیو) بلکه بایستی مقدار مؤثر جریان اکتیو را مینیمم کند، لذا:

$$I) \frac{1}{T} \int_T i_r(t) v(t) dt = 0 \quad (5)$$

$$II) I_{a,rms} = \text{Minimum} \quad (6)$$

می توان نشان داد $i_a(t) = G \cdot v(t)$ هر دو شرط فوق را ارضاء می کند که در آن G یک مقدار ثابت است.



۳-۲- گسسته سازی روابط

با توجه به بحث بالا می توان رابطه زیر برای کنترل جریان APF بدست آورد:

$$i_c(t) = i(t) - [G(t) + G_{excess}] \cdot v(t) \quad (22)$$

در رابطه بالا $G(t)$ توان راکتیو تزریقی را کنترل می کند و G_{excess} برای کنترل ولتاژ لینک DC است. جهت پیاده سازی این روش با استفاده از ادوات دیجیتال بایستی معادل $G(t)$ یک $G(n)$ در حوزه زمان گسسته بدست آورد. فرض کنید N نمونه از ولتاژ و جریان در هر پریود برداشته شود. می توان معادل زمان گسسته توان اکتیو و ولتاژ مؤثر را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$P(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=n-N+1}^n v(m) \cdot i(m) \quad (23)$$

$$V_{rms}^2(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=n-N+1}^n v^2(m) \quad (24)$$

لذا $G(n)$ برای هر نمونه به صورت زیر بدست می آید:

$$G(n) = \frac{P(n)}{V_{rms}^2(n)} = \frac{N \cdot P(n)}{N \cdot V_{rms}^2(n)} \quad (25)$$

می توان روابط یکسان را برای نمونه ی $(n+1)$ استخراج کرد.

$$N \cdot P(n+1) = N \cdot P(n) + \Delta P \quad (26)$$

$$N \cdot V_{rms}^2(n+1) = N \cdot V_{rms}^2(n) + \Delta V^2 \quad (27)$$

$$\Delta P = v(n+1) \cdot i(n+1) - v(n-N+1) \cdot i(n-N+1) \quad (28)$$

$$\Delta V^2 = v^2(n+1) - v^2(n-N+1) \quad (29)$$

$$G(n+1) = \frac{N \cdot P(n+1)}{N \cdot V_{rms}^2(n+1)} \quad (30)$$

با توجه به این روابط محاسبه $N \cdot V_{rms}^2(n)$, $N \cdot P(n)$ می تواند به صورت بازگشتی برای هر نمونه انجام گیرد.

۴-۲- الگوریتم استخراج جریان مرجع

فرض کنید G_{excess} مورد نیاز برای کنترل ولتاژ لینک DC در اختیار است. مطابق با روابط (۲۶) تا (۳۰) برای بدست آوردن $G(n)$ هم به n امین نمونه و هم به $(n-N+1)$ امین نمونه از جریان و ولتاژ بار احتیاج است.

۲-۲- کنترل ولتاژ لینک DC

شکل ۲ سیستم یک فیلتر اکتیو قدرت موازی تکفاز را نشان می دهد. جبران سازی هنگامی تحقق می پذیرد که $i_c(t)$ برابر $i_r(t)$ باشد. در این صورت منبع توان اکتیو بار و جبران ساز راکتیو آن را تامین می کند. ساخت $i_c(t)$ مطابق با $i_r(t)$ عموماً با استفاده از اینورتر که به صورت مشخصی کنترل شده است صورت می گیرد [۳،۶،۷]. جهت تحقق شرایط کنترل پذیری در اینورتر بایستی ولتاژ لینک dc آن کنترل شود. فرض کنید بخواهیم ولتاژ خازن در لحظه $t = n \cdot T$ بیشتر از لحظه ی $t = (n-1) \cdot T$ شود. این بدین معنی است که در این پریود خازن توان اکتیو از منبع کشیده است، که این توان اکتیو لازم برای افزایش ولتاژ خازن P_{excess} نامیده شده است و به صورت زیر بدست می آید:

$$P_{excess} = -\frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^T v(t) i_c(t) dt \quad (19)$$

با توجه به معادلات (۹) و (۱۱) داریم:

$$i_c(t) = -G_{excess} \cdot v(t) \quad (20)$$

$$G_{excess} = \frac{P_{excess}}{V_{rms}^2} \quad (21)$$

برای کنترل ولتاژ لینک DC روش های مختلفی ارائه شده است. اما در بیشتر موارد طراحان از یک PI-Controller استفاده می کنند. بلوک دیاگرام کلی در شکل ۳ نشان داده شده است. چون ولتاژ مرجع (V_{dc}) ثابت است، به این روش کنترل با ولتاژ ثابت گفته می شود. اگر کنترل کننده دارای بهره DC مناسب باشد، سیگنال خروجی (V^*) در شکل ۳ می تواند به عنوان معیاری از G_{excess} در نظر گرفته شود.

ولتاژ است. و ترم هارمونیک $i_h(t)$ شامل فرکانس یکسان با منبع ولتاژ نیست.

$$i_r(t) = i_d(t) + i_h(t) \quad (31)$$

جبران ترم جابه جایی با استفاده از APF مقرون به صرفه نمی باشد و این کار را می توان با استفاده از بانک های خازنی و یا سلفی انجام داد. همچنین در توپولوژی های هایبرید فقط استخراج ترم هارمونیک i_h مطلوب است. روابط قبلی ترم هارمونیک جریان را هنگامی که جریان بار شامل جابه جایی فاز باشد، نمی توانند استخراج کنند. در روابط زیر جابه جایی را حذف کرده تا فقط ترم هارمونیک بدست آید.

حالتی را فرض کنید که ولتاژ بار به خاطر امپدانس منبع دارای هارمونیک باشد. با استفاده از سری فوریه داریم:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} V_n e^{jn\omega_0 t} \quad (32)$$

$$V_n = \frac{1}{T} \int_T v(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (33)$$

با تعریف $w(t)$ به صورت زیر:

$$w(t) = v(t - \frac{3T}{4}) \quad (34)$$

می توان نشان داد که $w(t)$ و $v(t)$ تحت یک شرایط کلی بر هم عمودند. (به عنوان مثال اگر $v(t) = \sin \omega_0 t$ باشد، $w(t) = \cos \omega_0 t$ می شود.) لذا:

$$\frac{1}{T} \int_T v(t) w(t) dt = 0 \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_T v(t) w(t) dt &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n |V_n|^2 \\ &= |V_0|^2 + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n |V_{2n}|^2 \end{aligned} \quad (36)$$

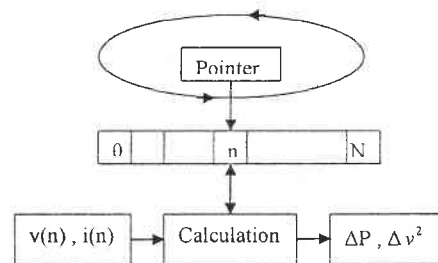
برای اینکه $w(t)$ ، $v(t)$ ارتوگونال باشند، کافی است که $v(t)$ شامل هیچ ترم DC و هارمونیک نباشد. (این شرایط در عمل به حد کافی برقرارند). مطابق روابط (۱۲) و (۳۱) می توان معادلات (۲۶) تا (۳۲) را به گونه ای اصلاح کرد که تنها ترم هارمونیک از جریان بار استخراج گردد:

$$i(n) = G(n) \cdot v(n) + D(n) \cdot w(n) + i_h(n) \quad (37)$$

$$D(n) = \frac{Q(n)}{V_{rms}^2(n)} = \frac{N \cdot Q(n)}{N \cdot V_{rms}^2(n)} \quad (38)$$

$$Q(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=n-N+1}^n w(m) \cdot i(m) \quad (39)$$

بنابر این در هر لحظه N نمونه قبلی مورد نیاز است. برای انجام این عمل می توان از شیفت رجیستر استفاده کرد. اما استفاده از آرایه های چرخشی که در [۳] آمده سریعتر و آسانتر است. در شکل ۴ عملکرد یک آرایه چرخشی را نشان داده شده است. در این ساختار اشاره گر n در هر لحظه به نمونه $n-N+1$ ام اشاره می کند. این نمونه شامل $v(n-N+1)$ و $i(n-N+1)$ است. این مقادیر برای محاسبه ΔV^2 ، ΔP پس از هر بار استفاده، این مقادیر با $v(n)$ و $i(n)$ (ولتاژ و جریان های همان لحظه) جایگزین می شوند که برای سیکل بعدی مورد استفاده قرار می گیرند و مقدار اشاره گر یکی اضافه می شود. این الگوریتم بازگشتی که بر اساس معادلات (۳۰) - (۲۶) هستند، در شکل ۵ نشان داده شده است.



شکل ۴: آرایه چرخشی

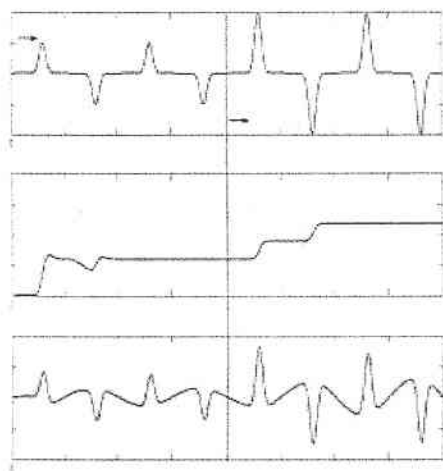
این الگوریتم نیازمند دو آرایه چرخشی برای ذخیره ی نمونه های $v(n)$ و $i(n)$ در یک پریود است. دو اشاره گر pv ، pi به ترتیب به $v(n-N+1)$ ، $i(n-N+1)$ اشاره می کنند. این مقادیر و $v(n)$ ، $i(n)$ برای محاسبه ی ΔV^2 ، ΔP برای هر نمونه n استفاده می شوند. بنابر این $G(n)$ برای محاسبه ی $i_r(n)$ بدست می آید.

۳- استخراج ترم هارمونیک (harmonic) و ترم جابه جایی (displacement)

به طور کلی جریان راکتیو بار شامل دو ترم هارمونیک (harmonic) و جا به جا بی (displacement) است. ترم جا به جا بی $i_d(t)$ دارای فرکانس یکسان با منبع ولتاژ ولی با $T/4$ اختلاف فاز است که پریود منبع

۴- نتایج شبیه سازی توسط نرم افزار MATLAB

فرض کنید ولتاژ منبع سینوسی و بار، یکسوکندۀ تمام پیل باشد. شکل ۶-الف جریان بار را در لحظه شروع و در هنگام تغییرات ناگهانی آن نشان می دهد. $G(t)$ و $i_r(t)$ بدست آمده از الگوریتم ارائه شده در شکل های ۶-ب و ۶-ج به ترتیب نشان داده شده اند. همان طور که مشاهده می شود، این الگوریتم توانسته است $i_r(t)$ را به صورت لحظه استخراج کند.



شکل ۶: از بالا به پایین: الف) جریان بار $G(t)$ ج) جریان مرجع

۵- ارزیابی

در روشهای مبتنی بر FFT و تئوری PQ [۳] از شکل موج واقعی ولتاژ منبع صرفنظر می گردد و فرض می شود که یک سینوسی خالص است. در روش ارائه شده موج واقعی منبع ولتاژ مد نظر قرار می گیرد.

جهت متعادل نمودن سیستم های نامتعادل سه فاز این روش را می توان به صورت زیر توسعه داد:

الف) برای هر فاز های سیستم سه فاز $G(t)$ را به طور مجزا محاسبه نمود. ($G_a(t), G_b(t), G_c(t)$)

ب) اگر جبران سازی حاصل گردد، مطابق رابطه (۹) برای هر یک از فازها می توان نوشت:

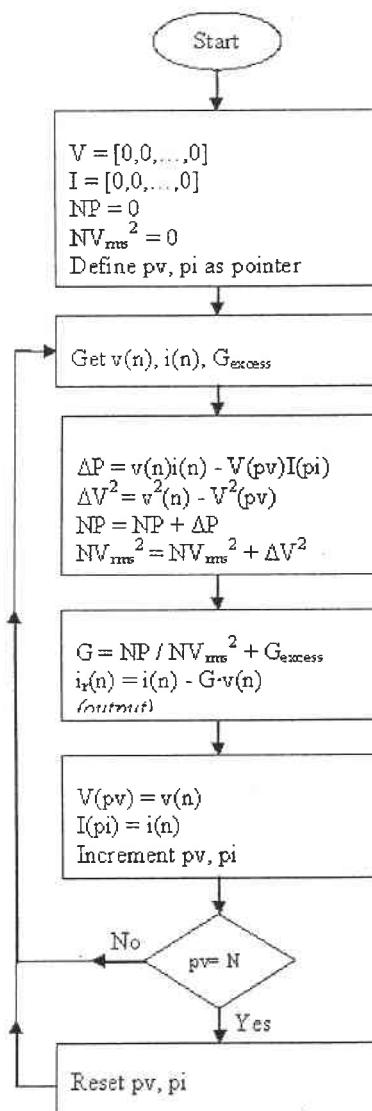
$$i_k(t) = G_k(t) \cdot v_k(t) \quad k = a, b, c$$

$$N \cdot Q(n+1) = N \cdot Q(n) + \Delta Q \quad (40)$$

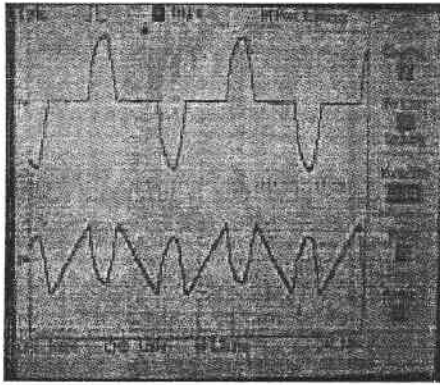
$$\Delta Q = w(n+1) \cdot i(n+1) - w(n-N+1) \cdot i(n-N+1) \quad (41)$$

$$D(n+1) = \frac{N \cdot Q(n+1)}{N \cdot V_{rms}^2(n+1)} \quad (42)$$

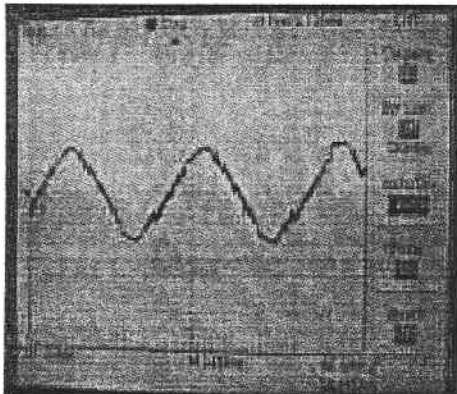
با استفاده از روابط بالا الگوریتم پیشنهادی را می توان به گونه ای اصلاح کرد که بتواند ترم هارمونیک جریانی بار را به تنهایی استخراج کند.



شکل ۵: الگوریتم پیشنهادی



شکل ۸: شکل بالا: جریان بار و شکل پایین: جریان مرجع استخراجی



شکل ۹: جریان منبع بعد از جبران سازی

نتایج حاصل از آن در شکل های (۸) و (۹) ارائه گردیده است. شکل (۸) جریان بار (بالا) و جریان راکتیو استخراج شده (پایین) را نشان می دهد. در شکل (۹) جریان منبع پس از جبران سازی آورده شده است. ضریب توان و THD جریان بار به ترتیب ۰/۶۱ و ۱۳۰٪ قبل از جبران سازی، و ۰/۹۵ و ۳۳٪ پس از جبران سازی اندازه گیری شده است. فرکانس نمونه برداری ۶۴ برابر فرکانس شبکه بوده و فرکانس سوئیچینگ برابر ۲۰ کیلوهرتز می باشد.

۸- نتیجه گیری

روش ارائه شده بر پایه یک فضای ارتوگونال در حوزه زمان (گسسته) می تواند با قابلیت اطمینان بالا (روش های

ج) از آنجا که متعادل نمودن نیز هدف است، لذا می توان به جای استفاده از $G_k(t)$ برای هر یک از فازها به صورت مجزا از رابطه زیر استفاده کرد:

$$i_k(t) = G(t) \cdot v_k(t)$$

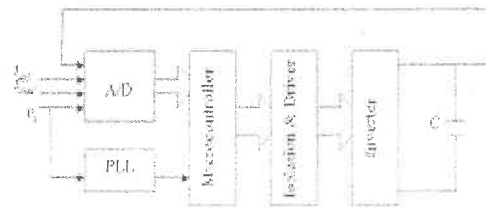
که در آن:

$$G(t) = \frac{[G_a(t) + G_b(t) + G_c(t)]}{3}$$

است. بنابر این توان اکتیو خروجی از منبع ولتاژ همچنان ثابت می ماند، در حالیکه تمامی فازها نیز متعادل شده اند.

۶- پیاده سازی

شکل ۷ بلوک دیاگرام سیستم پیاده سازی شده را نشان می دهد. در این سیستم از یک میکروکنترلر به عنوان واحد پردازش و کنترل استفاده گردیده و جهت ایجاد همزمانی در نمونه برداری از یک PLL که در فرکانس $N \cdot f$ (فرکانس منبع ولتاژ ضربدر تعداد نمونه ها در هر سیکل) قفل شده استفاده گردیده است. کنترلر PI مورد استفاده جهت تثبیت ولتاژ لینک DC اینورتر داخل میکروکنترلر به صورت دیجیتال پیاده سازی شده است. کنترل جریان خروجی اینورتر (i_{app}) با استفاده از روش Sliding Mode صورت گرفته است [۸].



شکل ۷: دیاگرام کلی مدار پیاده سازی شده.

۷- نتایج عملی

نمونه ساخته شده دارای مشخصات زیر بوده است:

INVERTER: Single phase VSI + Snubber ,
IRF840 as switch , C=2200 μ F , L=30mH

Microcontroller: ATMEGA32

مبتنی بر پردازش در حوزه دیجیتال) هارمونیک های جریان بار را با حجم پردازش کم استخراج کند. این روش قابل استفاده در توپولوژی های هایبرید و غیرهایبرید است. همچنین این روش برای مقاصد سه فاز متعادل/ نامتعادل قابل توسعه می باشد. نتایج شبیه سازی و عملی موید صحت این روش پیشنهادی است.

۹- مراجع

- [1] M . K. Darwish , P. Mehta M.EL . Habrouk,"Active Power Filter , A REVIEW", IEEE Proc. Electr. .Power Appl. Vol. 147 No.5 Sep. 2000
- [2] A.Ohyagi ,A. Ueda , A. Torri and H Takai, "Ultra Fast Response Control System For ActivePower Filter " ,IEEE 2002
- [3] H.Zhang , Z.LU, Z.Qian and Y.Gu , " Novel Control Scheme of Minimizing of Active Filter Size and its Digital Implementation For Hybrid Series Active Filters " , IEEE 2004
- [4] M.El-habrouk and M.K.Darwish , " Design and Implementation of a Modified Fourier Harmonic Current Compensation Technique For Power Active Filter Using DSPs " , IEE PROC-Electr .Power APPL .Vol 148. No 1 .Jan 2001
- [5] H.Fujita and H.Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System-Series Connection of Passive and Active Filters " , IEEE Trans on Industry APPL.Vol 27 ,pp,1020-1025 -1991
- [6] H.akagi ,A ,Nabae and S.Atoh, " Control Strategy of Active PowerFilter using Multiple Voltage Source PWM Converter" , IEEE Trans on Industry APPL. Vol IA-22 No-3 May/June 1986.
- [7] K.nishida ,Y.konishi and M. nakaoka , " Current Control Implementation with Debeat Algorithm for Three - Phase Current- Source Active Power Filter " . IEE PROC-Electr . Power APPL. Vol 149. No 4 . July 2002
- [8] V.I.Utkin and W.Li , *Sliding modes in control optimizations* ,springer-verlag 1992